

CONTROLE SIMULTÂNEO DE VELOCIDADE E POSIÇÃO EM
MANCAIS MOTORES MAGNÉTICOS

Neury Nunes Cardoso

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO
DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE
DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE
MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovado por:

Prof. Afonso Celso Del Nero Gomes, D. Sc.

Prof. Richard Magdalena Stephan, D. Ing.

Prof. Domingos de Faria Brito David, D. Sc.

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL
MARÇO DE 2003

CARDOSO, NEURY NUNES

Controle simultâneo de velocidade po-
sição em Mancais Motores magnéticos

[Rio de Janeiro]2003

XI, 135 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2003)

Tese - Universidade Federal do Rio de
Janeiro, COPPE

1. Mancais motores magnéticos
2. Controle digital
3. Regulador linear quadrático (LQR)

I. COPPE/UFRJ II. Título (série).

DEDICATÓRIA

Dedico a realização deste trabalho a toda a minha família em especial aos meus Pais e a minha querida Esposa pelo constante incentivo durante todo o tempo de desenvolvimento.

AGRADECIMENTOS

Ao orientador Prof. Afonso Celso Del Nero Gomes que durante todo o processo de desenvolvimento esteve presente com sua experiência técnica e sua presteza no sentido de buscar as soluções necessárias para as dificuldades inerentes ao trabalho.

Aos Profs. Guilherme Rolim e José Luiz S. Neto pelas orientações nas atividades de desenvolvimento do algoritmo de controle implementado via DSP.

Ao Prof. Rubens de Andrade Jr. pelo empenho em reunir, no menor tempo possível, as condições para aquisição dos DSPs junto aos fornecedores.

Ao Prof. Richard Magdalena Stephan pela confiança depositada em minha capacidade de desenvolver um tema de tamanha importância para comunidade acadêmica desta instituição.

Ao Prof. Domingos da Faria Brito David pela sua constante preocupação em todas as fase do trabalho e principalmente durante o entendimento dos aspectos mecânicos envolvidos no estudo de rotores girantes.

A todos os amigos do laboratório de eletrônica de potência ELEPOT por todos os momentos agradáveis que passamos durante esta jornada e por todas as contribuições que de muitas maneiras viabilizaram a confecção deste trabalho.

À minha querida esposa Danielle Gassenferth Ribeiro Cardoso pela sua paciência durante todas as etapas do desenvolvimento e em especial nos últimos dias suportando a minha completa falta de sintonia com as nossas particularidades mais simples.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE SIMULTÂNEO DE VELOCIDADE E POSIÇÃO EM MANCAIS MOTORES MAGNÉTICOS

Neury Nunes Cardoso

Março/2003

Orientador: Afonso Celso Del Nero Gomes

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho tem como objetivo principal introduzir a tecnologia dos processadores digitais de sinal (DSPs) no controle da mancais-motores ativos. O desenvolvimento do conteúdo toma como base trabalhos anteriores realizados na COPPE nesta linha de pesquisa. Para tal foi necessário modificar toda a estrutura elétrica de acionamento da planta para possibilitar a introdução do DSP como elemento de controle. É abordado também a possibilidade de controlar o posicionamento do rotor através de uma variável de tensão em contra partida com os desenvolvimentos anteriores que utilizavam a corrente como variável de controle. E, finalmente, é implementado um controle de velocidade para máquina, via controle V/Hz constante que posteriormente poderá ser adicionado ao controle de posicionamento.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

SIMULTANEOUS CONTROL OF SPEED AND POSITION FOR
MAGNETICS BEARING-MOTORS

Neury Nunes Cardoso

March/2003

Advisor: Afonso Celso Del Nero Gomes

Department: Electrical Engineering

The main objective of this work is to introduce the technology of digital signal processors (DSPs) in the control of active motor-bearings. It is a natural sequence to previous works done of COPPE in this research line. The whole electric structure of the plant was modified to facilitate the introduction of the DSP as a control element. The possibility to control the position of the rotor through a voltage, instead of the previous developments that used the current as control variable is studied. Finally, a speed control is implemented for the machine, through the constant V/Hz technique, that later on can be added to the positioning control

Sumário

Dedicatória	iii
Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract	vi
Sumário	vii
Lista de Figuras	ix
1 Introdução	1
1.1 Estado da arte	1
1.2 Organização do trabalho	2
1.3 Descrição do sistema proposto	2
2 Princípio do Mancais Magnético	4
2.1 Vantagens dos de mancais ativos	5
2.2 Mancais magnéticos convencionais	6
3 Chaveamento	10
3.1 Chaveamento e inversores DC-AC senoidais	10
3.1.1 Esquema de modulação em largura de pulso por chaveamento	11
4 Modelo matemático para o controle de velocidade	15
4.1 Simulação	18
4.2 Resultados obtidos nas simulações	18
5 Controle de velocidade	24
5.0.1 Controlador empregado	25
5.1 Controlador discreto	29

6	Posicionamento do rotor	33
6.1	Introdução	33
6.2	Modelo	33
6.3	Mancais magnéticos convencionais	34
6.4	O Mancal-motor	36
6.5	Controle por tensão	46
7	Modelo mecânico	50
8	Controle	55
8.1	Controlando a posição do rotor	55
8.2	Escolhendo uma lei de controle	56
8.3	Algoritmo para o problema LQRd	59
8.4	Simulações	60
8.4.1	Modelo e resultados de simulações	62
9	Conclusões e trabalhos futuros	83
9.1	Conclusões	83
9.2	Trabalhos futuros	83
A	Implementação	85
A.1	Introdução	85
A.2	DSP	86
A.2.1	Memória	88
A.2.2	Canais analógicos	88
A.3	Controle de velocidade	89
B	Fotos do protótipo	92
C	Programa do controle de velocidade	99
D	Programa do controle de posição	116

Lista de Figuras

1.1	Disposição geométrica dos dois pólos do mancal-motor	3
2.1	Princípio do mancal ativo	4
2.2	Força gerada por um eletroímã	5
2.3	Levitação do rotor com mancais convencionais	8
2.4	Levitação do rotor com mancais motores e detalhe das bobinas	9
3.1	Inversor por chaveamento	11
3.2	Portadora e sinal de controle	12
3.3	Circuito básico de chaveamento	12
3.4	Sinal de saída do PWM e componente da frequência fundamental	13
3.5	Espectro de v_{a0}	13
4.1	Modelo completo não-linear sem controle.	21
4.2	Resultados de simulações (caso 1) para 300 rad/s e 377 rad/s	22
4.3	Resultados de simulações (caso 1) para 450 rad/s e 800 rad/s	22
4.4	Resultados de simulações (caso 2) para 300 rad/s e 377 rad/s	22
4.5	Resultados de simulações (caso 2) para 450 rad/s e 800 rad/s	23
4.6	Freio externo aplicado para 300 rad/s e 377 rad/s	23
4.7	Freio externo aplicado para 450 rad/s	23
5.1	Modelo empregado para controle de velocidade	25
5.2	Modelo usado nas simulações	26
5.3	Modelo completo Máquina e controlador	27
5.4	Sistema com controle de velocidade para 300 e 377 rad/s	29
5.5	Sistema com controle de velocidade para 450 rad/s	29
5.6	Modelo e controlador discreto em ponto-fixa	30
5.7	Integrador trapezoidal discreto em ponto-fixa	31
5.8	Resultados do bloco GUI após a simulação	31
5.9	Controlador discreto para 300 e 377 rad/s	32
5.10	Controlador discreto para 450 rad/s	32
6.1	33
6.2	Posicionamento horizontal de uma esfera metálica	34

6.3	Motor bifásico com 4 pólos	36
6.4	Representação física dos quatro pólos nas fases A e B	37
6.5	Circuito equivalente por fase do motor	38
6.6	Diagrama assintótico do ganho de amplitude	39
6.7	Geração de fluxo no pólo direito	40
7.1	Representação esquemática da levitação do rotor	50
8.1	Deslocamentos para 60 Hz, $\sigma = 0.05$	63
8.2	Amplitudes das correntes de controle para o caso da fig. 8.1	63
8.3	Deslocamentos para 60 Hz, $\sigma = 0.05$, com distúrbio	64
8.4	Amplitude das correntes para o caso da fig. 8.3	64
8.5	60 Hz, $\sigma = 0.05$, sem distúrbio e controle descentralizado por tensão	65
8.6	Amplitude das tensões de controle do caso da figura 8.5	65
8.7	60 Hz, $\sigma = 0.05$, com distúrbio e controle descentralizado por tensão	66
8.8	Amplitude das tensões de controle do caso da figura 8.7	66
8.9	Controle por corrente sem distúrbio harmônico	67
8.10	Controle por corrente com distúrbio harmônico	67
8.11	Controle por tensão sem distúrbio harmônico	68
8.12	Controle por tensão com distúrbio harmônico	68
8.13	Controle por corrente sem distúrbio harmônico	69
8.14	Controle por corrente com distúrbio harmônico	69
8.15	Controle por tensão sem distúrbio harmônico	70
8.16	Controle por tensão com distúrbio harmônico	70
8.17	Controle por corrente sem distúrbio harmônico	71
8.18	Controle por corrente com distúrbio harmônico	71
8.19	Controle por tensão sem distúrbio harmônico	72
8.20	Controle por tensão com distúrbio harmônico	72
8.21	Controle por corrente sem distúrbio harmônico	73
8.22	Controle por corrente com distúrbio harmônico	73
8.23	Controle por tensão sem distúrbio harmônico	74
8.24	Controle por tensão com distúrbio harmônico	74
8.25	Controle por corrente sem distúrbio harmônico	75
8.26	Controle por corrente com distúrbio harmônico	75
8.27	Controle por tensão sem distúrbio harmônico	76
8.28	Controle por tensão com distúrbio harmônico	76
8.29	60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* para $\sigma = 0.5$	77
8.30	60 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$	78
8.31	60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$	79

8.32	120 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$	79
8.33	120 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$	80
8.34	60 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$	81
8.35	60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$	81
8.36	180 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$	82
8.37	180 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$	82
A.1	Ligações nas bobinas e módulos SEMIKRON	86
A.2	Retificador de potência e circ. condicionador	86
A.3	Sensor de velocidade e DSP	87
A.4	Detalhes das chaves IGBT	87
A.5	Sensor para medir velocidade do eixo	89
A.6	Circuito de condicionamento do sinal do sensor de velocidade .	90
A.7	Trimpot de ajuste da frequência de referência	91
B.1	Visão geral da bancada	92
B.2	Detalhe da placa do DSP da Spectrum Digital	93
B.3	Detalhe da placa de condicionamento de sinais	94
B.4	Detalhe dos sensores de posicionamento	95
B.5	Detalhe do estágio de potência	96
B.6	Vista lateral do mancal-motor	97
B.7	Tela do software para verificação da condição do rotor	98

Capítulo 1

Introdução

1.1 Estado da arte

Os rotores, normalmente, são mantidos girando em uma determinada posição pelo uso de mancais. Os mancais radiais impedem movimentos perpendiculares em relação ao eixo do rotor, enquanto os mancais axiais impedem movimentos ao longo deste eixo.

A maioria das soluções tecnológicas adotam mancais mecânicos tradicionais, porém, nos últimos anos observamos um crescente interesse em dispositivos magnéticos capazes de gerar forças restauradoras que podem ser utilizadas para impedir movimentos radiais ou axiais de rotores. Podemos dizer que este campo encontra-se bastante desenvolvido visto a grande quantidade de publicações, livros e conferências que se dedicam especialmente a esta linha de pesquisa. Uma breve lista pode ser vista em [10], [22], [3], [7].

Nestes casos, eletroímãs localizados em posições estratégicas geram forças restauradoras que dependem da corrente (ou da tensão) aplicadas a eles. Para determinar os valores corretos destas variáveis de controle devemos medir os deslocamentos, a velocidade e eventualmente alguma variável de natureza elétrica. Isto implica, diretamente, na necessidade da utilização de um sistema ativo de controle chamado Mancais Magnéticos.

O presente trabalho destina-se a dar continuidade à linha de pesquisa desenvolvida na COPPE/UFRJ que ao longo dos últimos anos vem investindo na pesquisa aplicada aos mancais-motores magnéticos. Estes estudos encontram sua melhor representação em [15], [19] e finalmente [6]. Além da introdução do DSP no desenvolvimento do sistema de controle de posição, o presente trabalho propõe ainda a implementação de um controle de velocidade simultâneo permitindo a imposição de um torque maior do que aqueles

apresentados nas pesquisas anteriores.

1.2 Organização do trabalho

O capítulo 2, inicia-se com uma descrição do princípio de funcionamento do mancal magnético ativo e suas principais características.

No capítulo 3 é apresentado um embasamento teórico acerca de conversores DC-AC por chaveamento utilizando a técnica de modulação em largura de pulso ou PWM.

O capítulo 4 irá apresentar o desenvolvimento do modelo matemático utilizado para o desenvolvimento do controle de velocidade.

Na sequência, é apresentado no capítulo 5 o princípio que foi utilizado para implementação do controle de velocidade bem como o seu desenvolvimento e os resultados alcançados.

No capítulo 6, são apresentados aspectos gerais da implementação prática do trabalho.

No capítulo 7, o desenvolvimento do modelo matemático para o controle de posicionamento é apresentado.

1.3 Descrição do sistema proposto

O objetivo foco deste trabalho é controlar a posição radial e a velocidade de rotação do rotor de um motor à indução, originalmente trifásico, que teve o seu arranjo de bobinas redimensionado para operar como um motor bifásico visando facilitar a implementação do conceito mancal-motor. Na figura 1.1 podemos ver os dois conjuntos de quatro pólos, formados pelo arranjo das bobinas, defasados geométricamente de 45° . Desta forma, teremos duas fases *A* e *B* que irão alimentar os dois conjuntos de pólos através de correntes senoidais defasadas entre si de 90° . Pode ser visto em [4] que ao aplicarmos tal par de fases ao conjunto descrito irá surgir um campo magnético girante capaz de transmitir torque ao rotor da máquina.

Para acionamento elétrico foram utilizados os mesmos conjuntos de drives (módulos) da **SEMIKRON** utilizados em [6]. Neste caso, a montagem dos módulos foi totalmente refeita visando um melhor entendimento dos circuitos de potência.

O sistema de controle é baseado no DSP da **Texas Instruments**, o TMS320LF2407, no qual foram implementados os algoritmos de controle de

velocidade angular e posição radial.

Foi desenvolvido, também, um programa em Linguagem DELPHI que servirá como um sistema de visualização das informações sobre velocidade e posição do rotor da máquina.

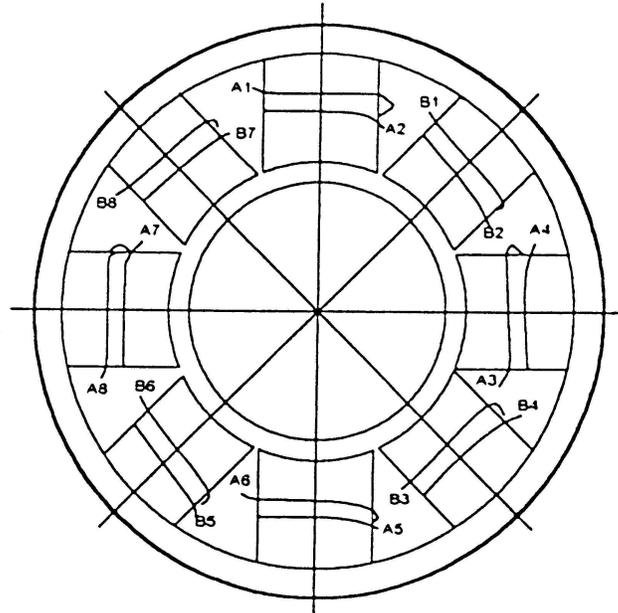


Figura 1.1: Disposição geométrica dos dois pólos do mancal-motor

No próximo capítulo, apresentaremos o princípio de funcionamento de um mancal magnético e suas principais características.

Capítulo 2

Princípio do Mancal Magnético

Na figura 2.1 observamos o princípio no qual se baseia a construção de mancais magnéticos ativos. Um sensor de deslocamento irá medir a posição de um rotor em relação a uma posição de referência. Um controlador irá ler os sinais gerados pelos sensores, processá-los e gerar sinais de controle para um amplificador de potência que irá, então, gerar correntes que serão capazes de levar o rotor para uma posição desejada. A lei de controle utilizada deverá ser responsável pela estabilidade, rigidez e amortecimento como um sistema de suspensão conforme definido em [22].

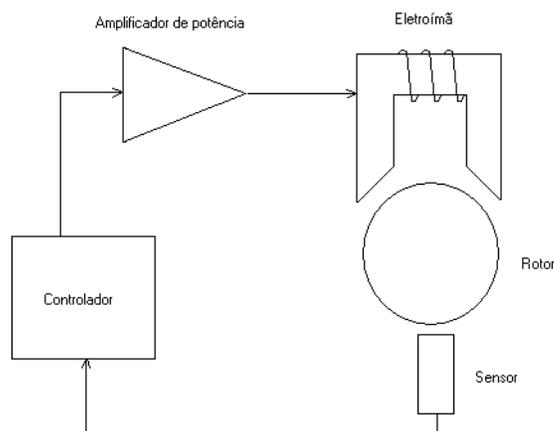


Figura 2.1: Princípio do mancal ativo

Um sistema de controle com apenas um canal seria necessário para realizar o modelo mostrado na figura 2.1, entretanto, para modelos mais complexos é necessário um sistema com vários sensores de posicionamento e vários canais de controle.

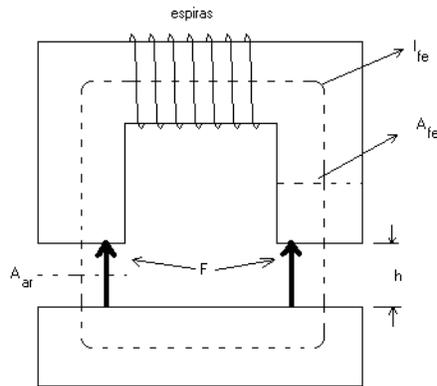


Figura 2.2: Força gerada por um eletroímã

Os mancais magnéticos estão divididos em dois grupos, conforme o tipo de força magnética utilizada. O primeiro grupo utiliza a força de relutância e o segundo a força de Lorentz. Eles podem ainda ser chamados de mancais eletromagnéticos e mancais eletrodinâmicos, respectivamente, como pode ser visto em [22], sendo os mancais eletromagnéticos muito mais comuns que os eletrodinâmicos.

2.1 Vantagens dos de mancais ativos

Podemos listar as seguintes vantagens na utilização de mancais magnéticos ativos:

1. Os mancais magnéticos ativos são completamente livres de contatos mecânicos, permitindo uma operação do rotor sem a necessidade de alto torque.
2. A rigidez e o amortecimento podem ser selecionados e modificados livremente com objetivo de obter os melhores resultados de operação.

3. A posição do rotor pode ser controlada on-line independentemente da rigidez.
4. Controle ativo de vibrações causadas por desbalanceamentos do rotor e na passagem de frequências críticas.
5. Baixo consumo de energia.

2.2 Mancais magnéticos convencionais

Os mancais convencionais limitam-se a manter o rotor estável em uma posição central por imposição de forças magnéticas geradas por correntes elétricas que circulam nas bobinas do estator. Esta abordagem elimina contatos mecânicos e os consequentes desgastes causados por atrito. Para o modelo básico mostrado na figura 2.1 notamos que, somente um controle ativo será capaz de manter o rotor em uma condição de equilíbrio igualando a força da gravidade com a força magnética gerada pelo eletroímã. Este equilíbrio será possível a partir da medida do deslocamento, feita pelo sensor de posição, e a equivalente compensação da corrente que circula no eletroímã.

Quando uma corrente elétrica flui através das espiras de um eletroímã surge uma força magnetomotriz \mathcal{F} dada por:

$$\mathcal{F} = nI \quad (2.1)$$

onde n representa o número de espiras do eletroímã e I a corrente que está circulando.

O fluxo magnético que surge em função da força magnetomotriz é, também, uma função da relutância \mathcal{R} do circuito magnético, ou seja:

$$\phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} \quad (2.2)$$

De [6] podemos dizer que a relutância total é dada pela soma das relutâncias do material ferromagnético \mathcal{R}_{fe} com a relutância do par de entreferros \mathcal{R}_{ar} mostrados na figura 2.2, ou seja:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{fe} + 2\mathcal{R}_{ar} \quad (2.3)$$

Ainda de [6], a relutância \mathcal{R} para as duas parcelas será dada por:

$$\mathcal{R}_{fe} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rfe}} \frac{l_{fe}}{A_{fe}} \quad e \quad \mathcal{R}_{ar} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rar}} \frac{l_h}{A_{ar}} \quad (2.4)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do vácuo, μ_r a permeabilidade relativa do meio onde se estabelece o fluxo, l_{fe} o comprimento do material ferromagnético e A_{fe} a sua área de seção transversal. De forma análoga, o entreferro tem comprimento h e área A_{ar} .

Sabendo que μ_{rfe} varia de 2000 a 6000 e que μ_{ar} é igual a 1, podemos aproximar \mathcal{R} como:

$$\mathcal{R} = 2\mathcal{R}_{ar} = \frac{2l_h}{\mu_0 A_{ar}} \quad (2.5)$$

Se substituirmos 2.1 e 2.5 em 2.2 chegamos a uma expressão final para o fluxo magnético dada por:

$$\phi = \frac{\mu_0 n I A_{ar}}{2h} \quad (2.6)$$

Conforme pode ser visto em [16] e [9], quando é estabelecido um fluxo magnético em um circuito com entreferro, aparece uma força denominada força de relutância entre os materiais ferromagnéticos que tende a diminuir a distância h . A intensidade desta força será dada pela seguinte relação:

$$f_R = \frac{\phi^2}{2\mu_0 A_{ar}} \quad (2.7)$$

Desta equação podemos chegar à equação para a força total considerando os dois entreferros existentes no modelo das figuras 2.1 e 2.2 que será dada por:

$$f_{RR} = 2f_R = \frac{\mu_0 A_{ar} n^2 I^2}{4 h^2} \quad (2.8)$$

O esquema mostrado na figura 2.3 ilustra o posicionamento de um rotor através de dois mancais magnéticos convencionais, um na parte inferior e outro na parte superior, e na parte central um motor utilizado para geração de torque.

A abordagem deste trabalho considera que o mesmo conjunto de bobinas utilizado para gerar posicionamento do rotor pode ser utilizado também para geração de torque, desde que o arranjo de bobinas seja construído para receber correntes provenientes de duas fases com 90° de defasagem. Este novo esquema, bem como os detalhes do conjunto de bobinas, estão ilustrados na figura 2.4.

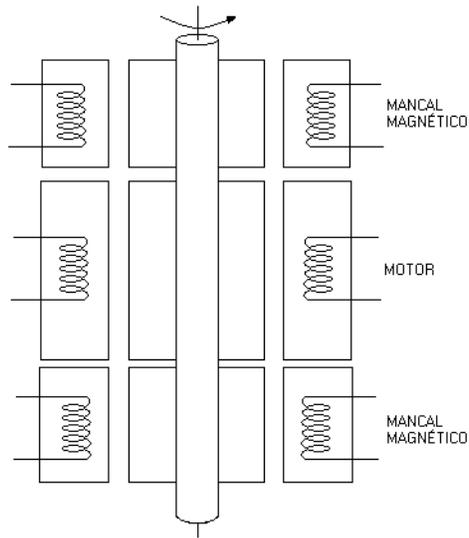


Figura 2.3: Levitação do rotor com mancais convencionais

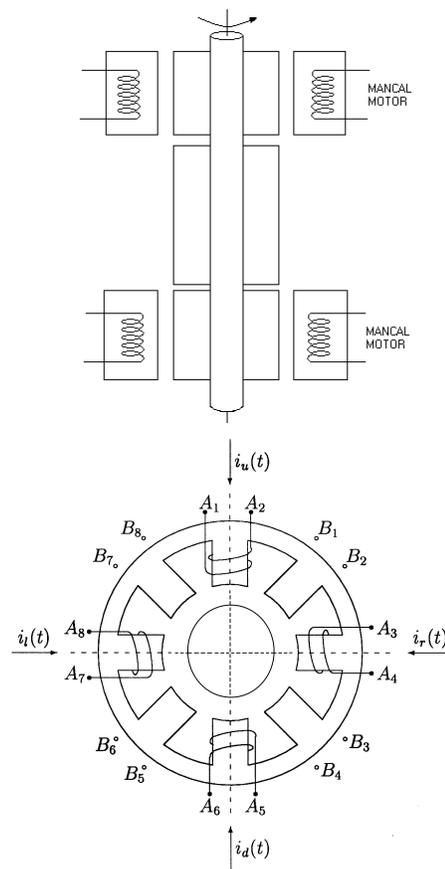


Figura 2.4: Levitação do rotor com mancais motores e detalhe das bobinas

Capítulo 3

Chaveamento

Neste capítulo serão apresentados aspectos que fundamentam a teoria usada na construção de inversores DC-AC através da técnica de chaveamento utilizando a modulação em largura de pulso (PWM) conforme pode ser visto em [12]. Esta abordagem se faz necessária pois o DSP será utilizado para acionar os módulos da **SEMIKRON** através de seus canais de saída em PWM.

3.1 Chaveamento e inversores DC-AC senoidais

Os inversores DC-AC por chaveamento são utilizados para acionamentos de motores ou em no-breaks, onde o objetivo é produzir uma saída de corrente senoidal na qual pode-se controlar simultaneamente amplitude e frequência. Como exemplo, podemos considerar o acionador de motor da figura 3.1:

Um inversor por chaveamento é, na realidade, um conversor por intermédio do qual o fluxo da potência é reversível. Entretanto, na maior parte do tempo o fluxo de potência está do lado DC para o lado AC e desta forma é necessário uma operação em modo inversor.

Podemos classificar os inversores em 3 categorias, a saber:

1. Inversores por modulação em largura de pulso (Pulse-width-modulated inverters ou PWM) .
2. Inversores de onda quadrada (Square-wave inverters).
3. Inversores de fase simples ou cancelamento de tensão.

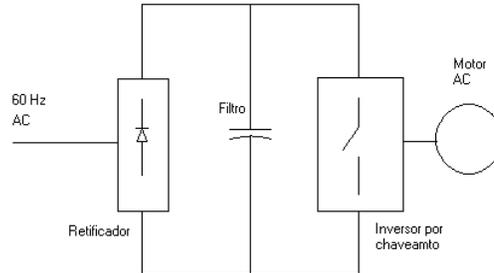


Figura 3.1: Inversor por chaveamento

3.1.1 Esquema de modulação em largura de pulso por chaveamento

No caso de inversores PWM para geração de sinal de saída senoidal desejamos que esta saída seja controlada em amplitude e frequência. Para produzir este sinal, deve-se comparar um sinal senoidal com a frequência e amplitude desejadas com um sinal triangular. A frequência da onda triangular irá estabelecer a frequência de chaveamento do inversor e é, geralmente, mantida sempre constante com uma amplitude V_{tri} conforme a figura 3.2.

As linhas verticais e pontilhadas que aparecem na figura mostram o exato momento onde as chaves devem comutar de estado (aberta ou fechada), ou seja, o que irá controlar a abertura e o fechamento das chaves será o fato de o sinal de controle $v_{controle}$ ser igual ao sinal da onda triangular v_{tri} . No caso do DSP esta comparação é feita internamente, através de software. Neste caso um timer interno é responsável por gerar a forma de onda equivalente à onda triangular e os valores da função desejada para saída do PWM devem ser armazenados na memória do DSP ou então calculado on-line. No presente trabalho os valores foram previamente calculados e armazenados na memória do DSP.

Para o entendimento correto do funcionamento do PWM é necessário definir alguns termos. A onda triangular que aparece na figura 3.2, também conhecida como portadora, possui uma frequência que irá determinar a frequência de chaveamento do PWM. Esta frequência chamaremos de f_s . O sinal de controle $v_{controle}$ possui uma frequência f_1 que será a frequência fundamental da corrente gerada na carga. Outros fatores que necessitam definições são as

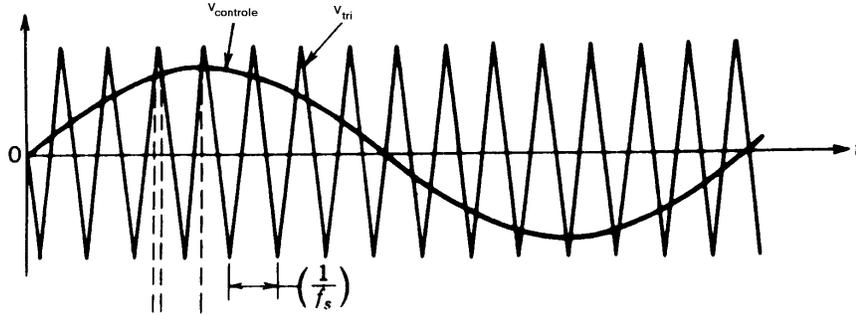


Figura 3.2: Portadora e sinal de controle

relações de tensão e frequência entre $v_{controlle}$ e v_{tri} , desta forma teremos:

$$m_a = \frac{V_{controlle}}{V_{tri}} \quad (3.1)$$

onde $V_{controlle}$ é a amplitude do sinal de controle e V_{tri} é a amplitude da onda triangular, mantida constante. A relação de frequência é dada por:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.2)$$

Na figura 3.3 as chaves T_{A+} e T_{A-} são controladas com base na comparação de $v_{controlle}$ com v_{tri} o que irá gerar os seguintes resultados nas saídas, independentemente da direção da corrente i_o mostrada na figura 3.3.

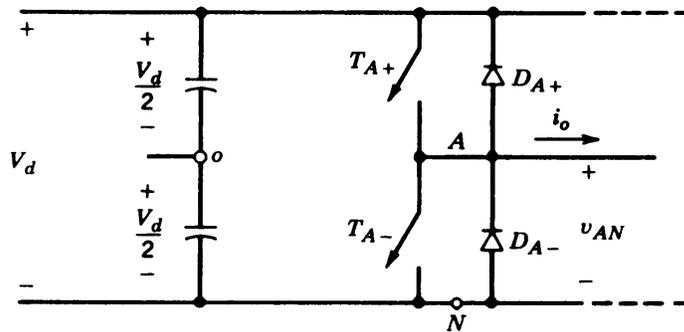


Figura 3.3: Circuito básico de chaveamento

1. $v_{controle} > v_{tri}$ T_{A+} está ligada; $V_{A0} = \frac{1}{2}V_d$
2. $v_{controle} < v_{tri}$ T_{A-} está ligada; $V_{A0} = -\frac{1}{2}V_d$

Se for garantido que as duas chaves nunca estejam desligadas simultaneamente a tensão de saída irá flutuar entre $\frac{1}{2}V_d$ e $-\frac{1}{2}V_d$. A tensão v_{A0} e a componente da frequência fundamental (linha pontilhada) estão mostradas na figura 3.4, as quais foram traçadas para $m_f = 15$ e $m_a = 0,8$.

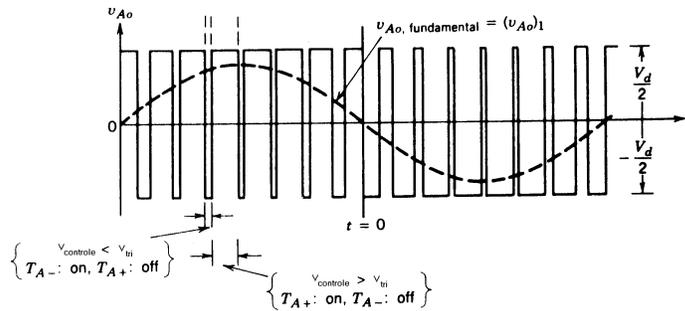


Figura 3.4: Sinal de saída do PWM e componente da frequência fundamental

O espectro de harmônicos de v_{A0} para as condições indicadas na figura 3.4 é mostrado na figura 3.5 onde as tensões normalizadas dos harmônicos $\frac{V_{A0}}{1/2V_d}$ tem suas amplitudes plotadas. Este gráfico para $m_a \leq 1$ mostra dois itens importantes:

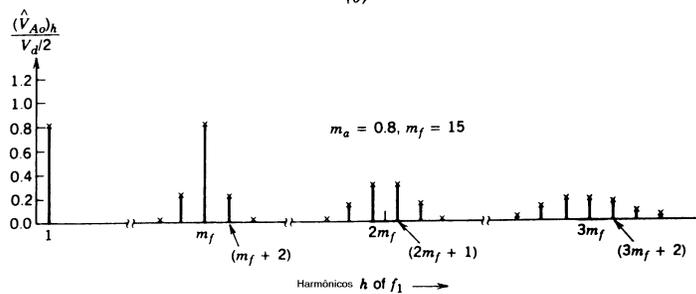


Figura 3.5: Espectro de v_{a0}

1. Que a tensão da componente fundamental da saída, em um PWM senoidal, varia linearmente com m_a e que a faixa de m_a de 0 até 1 é referida como uma faixa de linearidade.

2. A análise espectral mostra que somente os coeficientes de senos da série de Fourier são finitos e os coeficientes de cosseno são nulos mostrando que a componente fundamental da saída é, de fato, uma senóide.

Todas as informações mostradas neste capítulo se referem a procedimentos padronizados e clássicos dentro da eletrônica de potência [12].

Capítulo 4

Modelo matemático para o controle de velocidade

Neste capítulo estaremos mostrando as equações de um modelo matemático para um motor de indução bifásico que servirá de base para o desenvolvimento do controlador de velocidade. Apresentaremos, também, os resultados de simulação obtidos a partir deste modelo.

Conforme descrito no capítulo 1, o motor utilizado em nosso sistema é uma máquina de indução bifásica de 4 pólos. Por este motivo necessitamos de um modelo matemático para um motor de indução bifásico. O modelo adotado em nosso trabalho é aquele mostrado em [24] o qual apresenta as seguintes equações:

$$\lambda_{as} = L_s i_{as} + M i_{ar} \cos\theta - M i_{br} \sin\theta \quad (4.1)$$

$$\lambda_{bs} = L_s i_{bs} + M i_{ar} \sin\theta + M i_{br} \cos\theta \quad (4.2)$$

$$\lambda_{ar} = L_r i_{ar} + M i_{as} \cos\theta + M i_{bs} \sin\theta \quad (4.3)$$

$$\lambda_{br} = L_r i_{br} - M i_{as} \sin\theta + M i_{bs} \cos\theta \quad (4.4)$$

onde i_{as} e i_{bs} representam, respectivamente, as correntes nas fases A e B do estator, i_{ar} e i_{br} as correntes no rotor, também relativas as fases A e B e θ representa o ângulo de giro do rotor. As variáveis λ_{as} , λ_{bs} , λ_{ar} e λ_{br} representam os enlaces de fluxo no estator e no rotor para as fases A e B . As variáveis L_s e L_r são as indutâncias do estator e do rotor, M é a indutância mútua. O torque elétrico gerado pelo motor é

$$T^e = M[(i_{ar} i_{bs} - i_{br} i_{as}) \cos\theta - (i_{ar} i_{as} + i_{br} i_{bs}) \sin\theta] \quad (4.5)$$

Estas 5 relações constituem o que chamamos de acoplamento eletromecânico da máquina.

Sejam v_{as} , v_{bs} , v_{ar} e v_{br} as tensões impostas às fases do estador e do rotor, respectivamente. Sendo R_s e R_r as resistências do estador e rotor podemos escrever as equações do acionamento elétrico da máquina:

$$\dot{\lambda}_{as} + R_s i_{as} = v_{as} \quad (4.6)$$

$$\dot{\lambda}_{bs} + R_s i_{bs} = v_{bs} \quad (4.7)$$

$$\dot{\lambda}_{ar} + R_r i_{ar} = v_{ar} \quad (4.8)$$

$$\dot{\lambda}_{br} + R_r i_{br} = v_{br} \quad (4.9)$$

Em motores de indução os enrolamentos dos rotores são colocados em curto, e as fases do estador são alimentadas com sinais senoidais defasados de 90° . Temos assim:

$$\begin{aligned} v_{ar}(t) &= v_{br}(t) = 0 & \forall t \\ v_{as}(t) &= V_s \cos \omega_s t \\ v_{bs}(t) &= V_s \text{sen} \omega_s t \end{aligned}$$

O torque gerado no motor é usado para acelerar a carga, vencer atritos viscosos e/ou de Coulomb (atritos secos) e para equilibrar eventuais torques externos. A equação abaixo leva em conta todos estes aspectos.

$$T^e = J_r \ddot{\theta} + B_r \dot{\theta} + T_{ar} \frac{\dot{\theta}}{|\dot{\theta}|} + T^d \quad (4.10)$$

Após algumas manipulações algébricas podemos chegar às seguintes equações para as correntes das fases A e B no estador e no rotor da máquina de indução bifásica:

$$i_{ar} = \frac{L\lambda_{ar} - M_c\lambda_{as} - M_s\lambda_{bs}}{L^2 - M^2} \quad (4.11)$$

$$i_{br} = \frac{L\lambda_{br} + M_s\lambda_{as} - M_c\lambda_{br}}{L^2 - M^2} \quad (4.12)$$

$$i_{bs} = \frac{L\lambda_{bs} - M_s\lambda_{ar} - M_c\lambda_{br}}{L^2 - M^2} \quad (4.13)$$

$$i_{as} = \frac{L\lambda_{as} - M_c\lambda_{ar} - M_s\lambda_{br}}{L^2 - M^2} \quad (4.14)$$

onde $M_c = M\cos\theta$ e $M_s = M\sin\theta$ e as indutâncias do rotor e estator foram consideradas iguais: $L_r = L_s = L$.

O modelo final não-linear fica:

$$\dot{\lambda}_{as} = v_{as} - R_s i_{as} \quad (4.15)$$

$$\dot{\lambda}_{bs} = v_{bs} - R_s i_{bs} \quad (4.16)$$

$$\dot{\lambda}_{ar} + R_r i_{ar} = 0 \quad (4.17)$$

$$\dot{\lambda}_{br} + R_r i_{br} = 0 \quad (4.18)$$

$$i_{as} = \frac{L}{L^2 - M^2} \lambda_{as} - \frac{M\cos\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{ar} + \frac{M\sin\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{br} \quad (4.19)$$

$$i_{bs} = \frac{L}{L^2 - M^2} \lambda_{bs} - \frac{M\sin\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{ar} - \frac{M\cos\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{br} \quad (4.20)$$

$$i_{ar} = -\frac{M\cos\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{as} - \frac{M\sin\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{bs} + \frac{L}{L^2 - M^2} \lambda_{ar} \quad (4.21)$$

$$i_{br} = \frac{M\sin\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{as} - \frac{M\cos\theta}{L^2 - M^2} \lambda_{bs} + \frac{L}{L^2 - M^2} \lambda_{br} \quad (4.22)$$

$$T^e = (i_{ar}i_{bs} - i_{br}i_{as})M\cos\theta - (i_{ar}i_{as} + i_{br}i_{bs})M\sin\theta \quad (4.23)$$

Considerando ainda o acoplamento mecânico com a carga, representado pela equação 4.10, temos um modelo de 6ª ordem com duas variáveis de entrada, as tensões $v_{as}(t)$ e $v_{bs}(t)$, que são normalmente sinais senoidais defasados de 90°, como já mencionado.

Os enlaces de fluxo λ_{as} , λ_{bs} , λ_{ar} e λ_{br} poderiam ser eliminados através de algebrismos, o que resultaria em um modelo equivalente onde aparecem como variáveis apenas as correntes nas fases do estator e rotor, e ainda θ e $\dot{\theta}$. Embora os modelos sejam equivalentes, há uma certa suspeita de que esta forma híbrida seja mais fácil de simular.

4.1 Simulação

Para os valores numéricos apresentados abaixo, retirados de [24], em unidades MKS,

- $R_r = 0,1\Omega$
- $M = 119 \times 10^{-4}$
- $L = 127 \times 10^{-4}H$

o modelo matemático descrito anteriormente foi simulado no Matlab através do diagrama mostrado na figura 4.1 onde podemos perceber a malha de controle desconectada.

Na próxima seção serão apresentados os resultados dessas simulações. Estes resultados mostram basicamente o tempo de resposta da máquina para alcançar uma frequência de operação dada como referência, ou seja, em todos os gráficos a variável plotada é a velocidade angular $\dot{\theta}$ do rotor em rad/s.

4.2 Resultados obtidos nas simulações

No diagrama da figura 4.1, que representa uma realização via Matlab do modelo matemático não-linear proposto, realizamos várias simulações para diferentes frequências de operação e também para os casos do rotor girando apenas com atrito viscoso e com uma carga que varia com o cubo da velocidade. Durante todas as simulações a tensão foi mantida em $707 V_{AC}$ que é a tensão para a qual a máquina foi projetada. Isto significa que $v_{as}(t) = 707\cos\omega_s t$ e $v_{bs}(t) = 707\sen\omega_s t$. Desta forma os resultados estão mostrados na seguinte sequência:

Caso 1 Motor operando apenas com atrito viscoso para as seguintes frequências:

$$\begin{aligned}\omega_s &= 300rad/s \approx 48Hz \\ \omega_s &= 377rad/s \text{ frequência de projeto, igual a } 60 \text{ Hz} \\ \omega_s &= 450rad/s \approx 70Hz \\ \omega_s &= 800rad/s \approx 130Hz\end{aligned}$$

Estes resultados podem ser vistos nas figuras 4.2 e 4.3

Caso 2 Motor operando com carga que varia com o cubo da velocidade

Quando o motor tem que vencer uma carga que varia com o cubo da velocidade (provavelmente a hélice de um ventilador) temos:

$$T_e = J_r \ddot{\theta} + B_l \dot{\theta}^3 \quad (4.24)$$

onde $B_l = 7,5 \times 10^{-6}$ e $J_r \approx 0$

o que significa que o torque da hélice domina a carga.

$$\omega_s = 300 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 377 \text{ rad/s} \quad \text{frequência de projeto, igual a 60 Hz}$$

$$\omega_s = 450 \text{ rad/s}$$

$$\omega_s = 800 \text{ rad/s}$$

Estes resultados podem ser vistos nas figuras 4.4 e 4.5

Para os resultados verificados fica clara a influência da carga no desempenho da máquina, ou seja, como a carga varia com o cubo da velocidade, quanto maior for a velocidade de referência desejada, mais lentamente a máquina atinge a velocidade de regime. Podemos notar que isto se torna mais crítico quando a frequência de excitação é maior que a frequência para a qual a máquina foi projetada (60 Hz).

Na primeira simulação (300 rad/s) o motor acelera rapidamente para a velocidade de regime. Ainda para esta simulação a única diferença relevante entre os casos 1 e 2 está na velocidade de regime mais baixa no caso 2.

Na simulação de (377 rad/s) a máquina alcança a velocidade de regime próxima da síncrona para o caso 1. Quando a carga é acrescentada, a velocidade de regime fica mais baixa (≈ 364 rad/s), além de levar um tempo maior para realizar esta tarefa.

Na terceira simulação (450 rad/s), para o caso 1 a máquina consegue alcançar a velocidade de regime próxima de 450 rad/s, entretanto, no caso 2 observamos que a máquina permanece próxima dos 426,9 rad/s como na simulação anterior.

Na última simulação (800 rad/s), no caso 1 a máquina consegue atingir a velocidade de regime próxima da velocidade síncrona, entretanto, para o caso 2 a velocidade de regime é bem inferior a frequência de excitação não ultrapassando os 326 rad/s.

Passaremos agora a aplicar uma carga externa (freio) representada por um torque constante, após o motor atingir a velocidade de regime para os seguintes valores de ω_s :

$$\omega_s = 300rad/s$$

$$\omega_s = 377rad/s$$

$$\omega_s = 450rad/s$$

sempre levando em consideração a presença da carga que varia com o cubo da velocidade. É importante destacar que nestas simulações também mantemos a tensão de alimentação em $707 V_{AC}$. Os resultados estão apresentados nas figuras 4.6 e 4.7

Podemos perceber nos resultados mostrados que a aplicação de uma carga externa após a máquina alcançar a velocidade de regime causa, para todos os casos avaliados, uma redução da velocidade conforme já era esperado.

No primeiro caso (300 rad/s) esta redução fica em torno de 7,73% do valor de regime, ou seja, aproximadamente 270,8 rad/s.

Para o caso em que foi aplicada a frequência de excitação de 377 rad/s, quando o freio externo é aplicado mais uma vez observamos uma redução de velocidade da ordem de 7,64% do valor de regime.

Finalmente, no último caso, (450 rad/s), a aplicação do freio externo tem efeito desastroso para máquina causando a sua parada conforme pode ser visto na figura 4.7

Como os resultados das simulações, de maneira geral, estão de acordo com o que se observa nos motores reais isso nos leva a acreditar que o modelo utilizado é válido e pode ser tomado como base para implementação de um controle de velocidade para uma máquina de indução bifásica, assunto que será tratado no próximo capítulo.

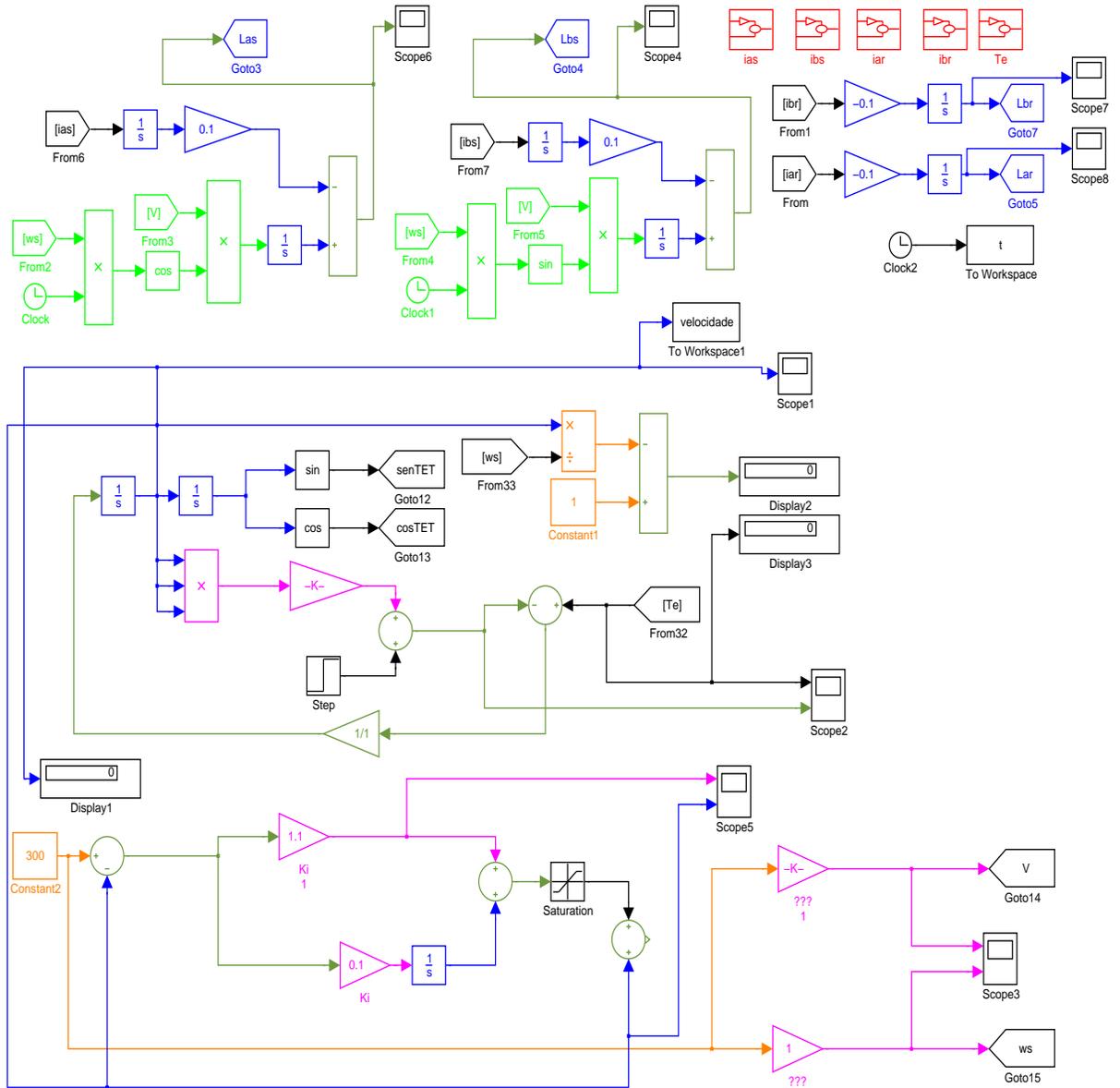


Figura 4.1: Modelo completo não-linear sem controle.

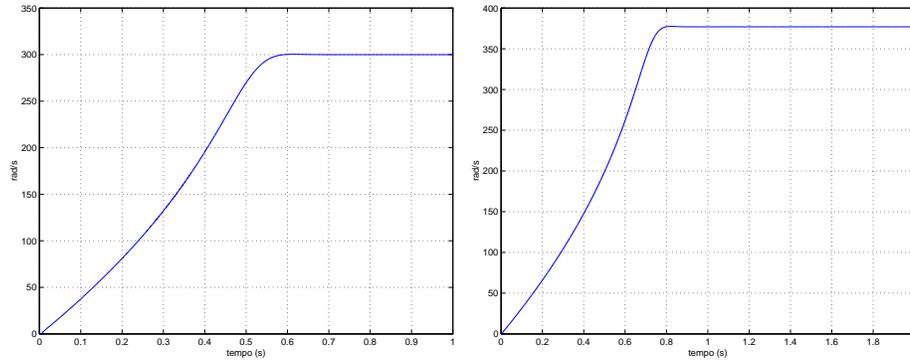


Figura 4.2: Resultados de simulações (caso 1) para 300 rad/s e 377 rad/s

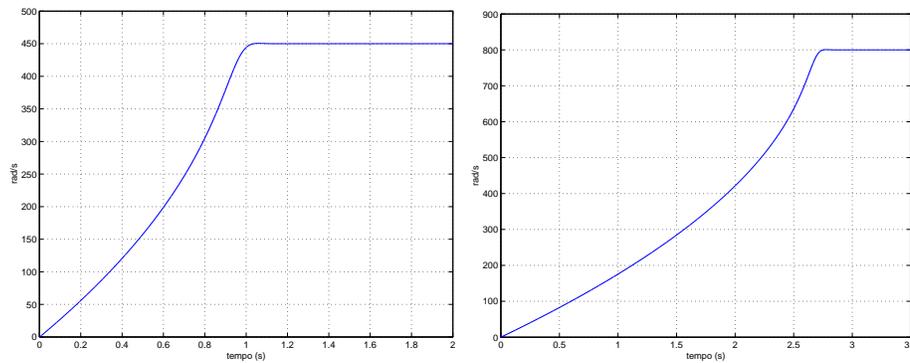


Figura 4.3: Resultados de simulações (caso 1) para 450 rad/s e 800 rad/s

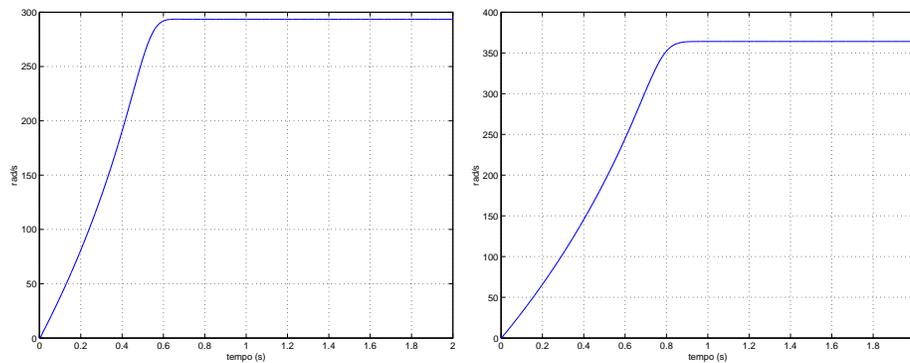


Figura 4.4: Resultados de simulações (caso 2) para 300 rad/s e 377 rad/s

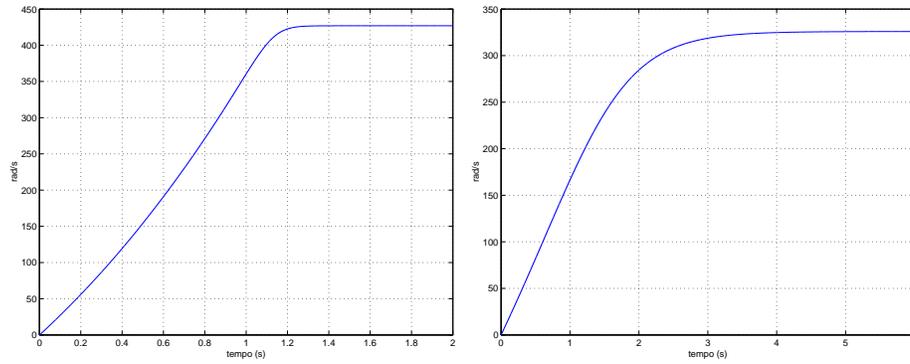


Figura 4.5: Resultados de simulações (caso 2) para 450 rad/s e 800 rad/s

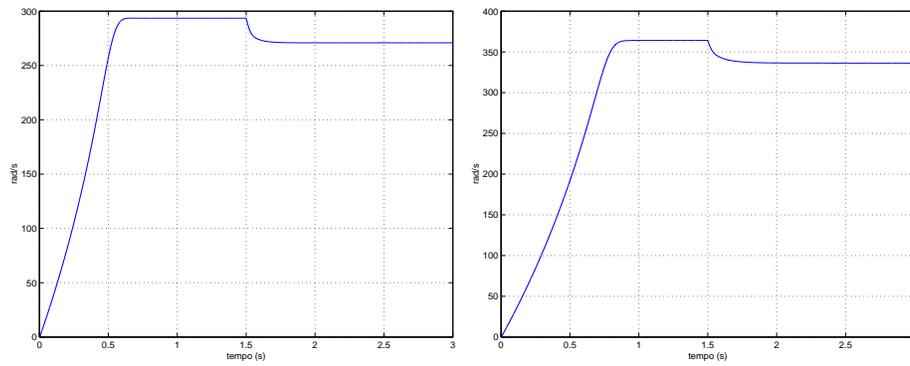


Figura 4.6: Freio externo aplicado para 300 rad/s e 377 rad/s

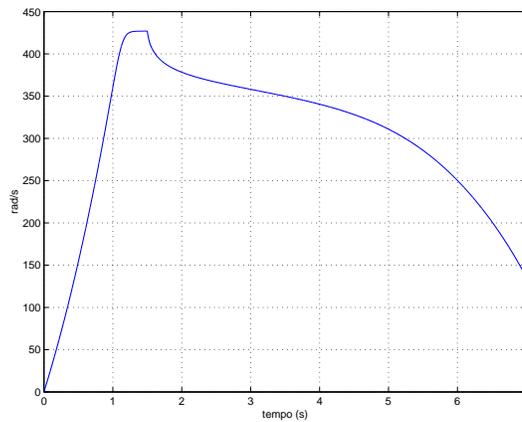


Figura 4.7: Freio externo aplicado para 450 rad/s

Capítulo 5

Controle de velocidade

Os trabalhos desenvolvidos na COPPE até aqui na linha de mancais motores magnéticos [6] e [15] têm apresentado particular interesse nos aspectos relacionados ao controle de posição do rotor, e posto em um plano menos importante a questão do controle autônomo da velocidade da máquina. Neste capítulo é apresentada uma possível estratégia para controlar a velocidade do motor de maneira totalmente automática, ou seja, queremos um sistema em que determinamos uma velocidade de referência (frequência de referência) e que ele acelere o motor até essa velocidade sem a interferência externa.

O método mais simples de controle de velocidade para motores de indução é baseado no princípio V/H_z constante, conforme pode ser visto em [25].

Este princípio requer que a relação entre a frequência e a amplitude da tensão aplicadas ao estator do motor se mantenha constante. Quando isto é feito, a magnitude do campo magnético no estator é mantida aproximadamente constante em toda faixa de operação, permitindo também um valor de torque máximo constante.

Sabendo que as tensões aplicadas às fases do motor são senoidais podemos escrever que: $\hat{V} \approx j\omega\hat{\Lambda}$ e $V \approx \omega\Lambda$ onde \hat{V} e $\hat{\Lambda}$ são fasores da tensão e do fluxo no estator e V e Λ são as suas magnitudes. Podemos ver então que a magnitude do fluxo magnético é dada por: $\Lambda = \frac{V}{\omega} = \frac{1}{2\pi f}V$, ou seja, se mantivermos a relação V/f ou V/H_z constante manteremos também o fluxo constante. Uma outra característica que reforça a necessidade desta técnica é que se a variação linear entre tensão e frequência não for feita provocamos uma saturação na máquina, surgindo correntes de magnetização excessivas [4].

5.0.1 Controlador empregado

O princípio V/Hz constante pode ser utilizado para controle de velocidade em sistemas de malha aberta ou fechada. O controle em malha aberta é usado quando não há a necessidade de uma grande precisão, como é o caso de sistemas de ventilação ou em sistemas de condicionamento de ar. Nestes casos a frequência de excitação é calculada baseada na velocidade desejada assumindo que o motor irá acelerar até próximo da velocidade síncrona. O erro observado aparece em função do escorregamento presente nos motores de indução, e é considerado aceitável.

Quando a precisão é uma necessidade do sistema, uma solução em malha fechada será requerida. Isto pode ser alcançado, através do princípio V/Hz constante, por regulação da velocidade de escorregamento como podemos ver na figura 5.1 onde um controlador PI é utilizado para regular a velocidade de escorregamento e manter o motor na velocidade de referência.

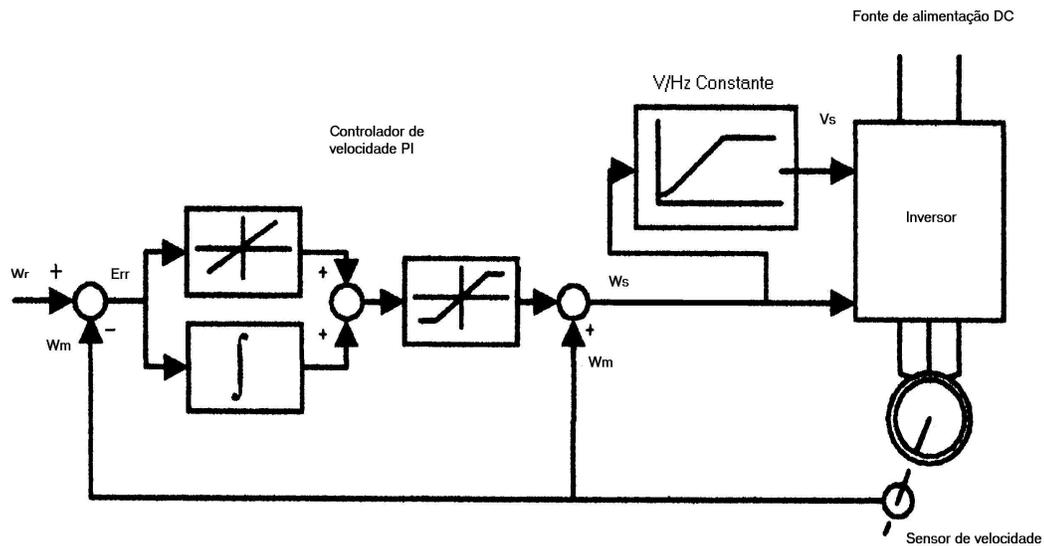


Figura 5.1: Modelo empregado para controle de velocidade

onde:

- ω_r é a frequência de referência, aquela em que se deseja que o motor opere.
- ω_m é a frequência medida (velocidade do motor).

- ω_s é a frequência aplicada ao motor.
- V_s amplitude aplicada ao motor.

Para simular este controlador foi utilizado o diagrama da figura 5.2, ligeiramente modificado em relação a figura 5.1.

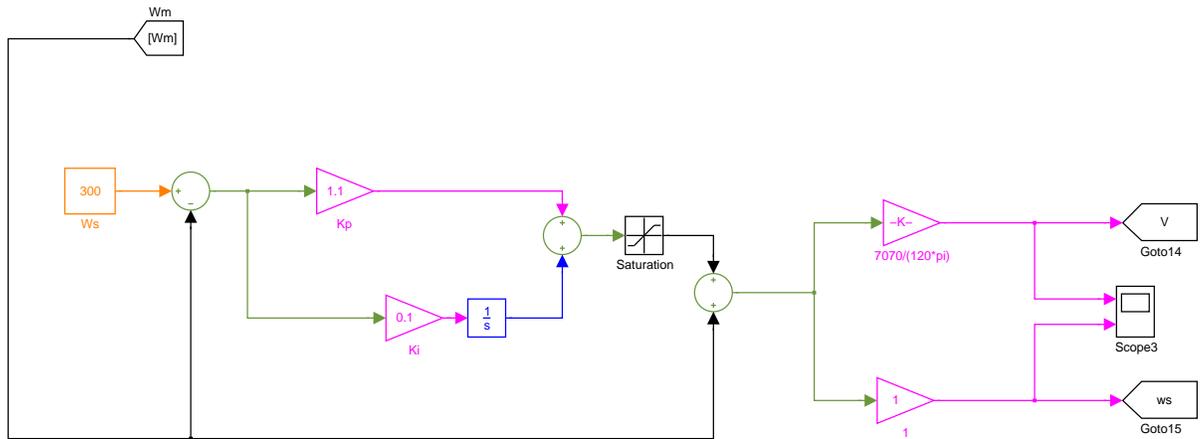


Figura 5.2: Modelo usado nas simulações

Nas simulações do capítulo anterior várias frequências de excitação ω_s eram utilizadas, mas a amplitude dos sinais v_{as} e v_{bs} era mantida constante:

$$v_{as}(t) = V_s \cos \omega_s t \quad v_{bs}(t) = V_s \sin \omega_s t \quad V_s = 707V \quad (5.1)$$

A função do controlador usado agora é gerar ω_s e V_s de tal modo que a velocidade ω_m do rotor seja a mais próxima possível da referência fornecida por ω_r . A estratégia do método usado é fazer com que V_s seja proporcional a ω_s .

Na figura 5.3 podemos observar o modelo anteriormente considerado (capítulo 4) para o motor no qual podemos observar agora a malha de controle conectada.

Durante as simulações foram testados vários valores diferentes para os parâmetros do controlador, os ganhos proporcional e integral, e podemos observar as seguintes características:

- O ganho proporcional, quando é colocado diferente da unidade torna o modelo instável, provavelmente em função de problemas numéricos durante as simulações. Desta forma o valor do ganho K_p foi definido como $K_p = 1$.

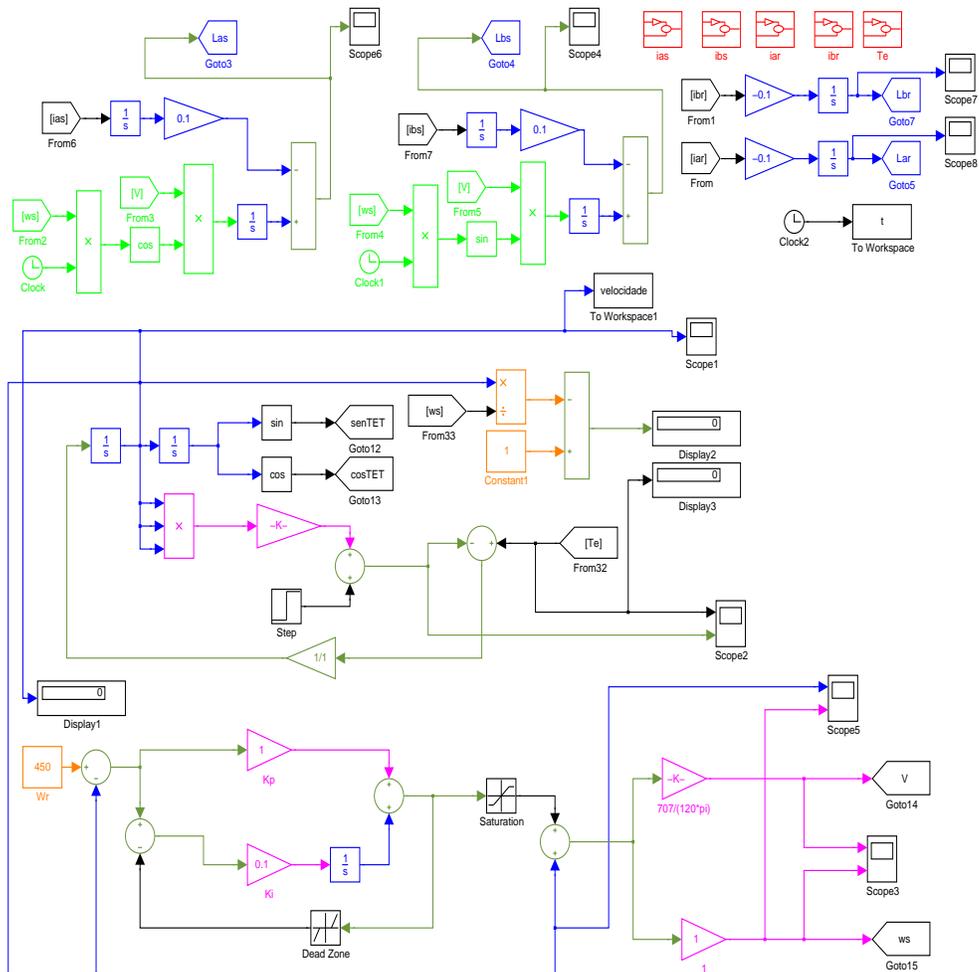


Figura 5.3: Modelo completo Máquina e controlador

- Foi identificado que quando o ganho integral tem um valor próximo da unidade, o degrau de frequência imposto à máquina é grande causando uma perda de sincronismo mecânico com o rotor fazendo com que a máquina não acelere. Desta forma o valor do ganho K_i foi fixado em $K_i = 0.1$.

O ganho K antes da saída de tensão proporcional V_s foi ajustado para $707/120\pi$.

Apresentaremos nas figuras 5.4 e 5.5 os resultados obtidos para as mesmas situações anteriores, ou seja, considerando sempre o motor com uma carga que varia com o cubo da velocidade e com um freio externo aplicado após

atingir a velocidade de regime. As simulações foram realizadas da seguinte maneira: uma referência constante ω_r era aplicada, esperava-se a velocidade estabilizar e aplicava-se o freio. As referências usadas foram:

$$\omega_r = 300 \text{ rad/s}$$

$$\omega_r = 377 \text{ rad/s}$$

$$\omega_r = 450 \text{ rad/s}$$

Fazendo uma análise dos resultados mostrados nas figuras 5.4 e 5.5 podemos perceber nitidamente a atuação do controlador no desempenho da máquina.

Para a primeira simulação, 300 rad/s, foi verificado que ao ser aplicado o freio externo a redução da velocidade foi bem inferior ao mostrado no caso equivalente sem controle, figura 4.6 onde tivemos uma redução de aproximadamente 7,73%, ficando em aproximadamente 4,8%. Isto mostra a atuação do controle lembrando que as condições de operação bem como o valor do torque constante são os mesmos usados no caso sem controle. Vale destacar também a tendência de recuperação fazendo o erro de regime tender para zero o que é esperado para um controlador PI.

Para a segunda simulação, 377 rad/s, a tendência anterior é verificada e a redução de velocidade por aplicação do freio externo fica em torno de 5,48% bem inferior aos 7,63% do caso equivalente sem controle mostrado na figura 4.6, ou seja, o controle também se mostra eficiente nesta faixa de frequência de operação

Finalmente na última simulação, 450 rad/s, podemos perceber com maior clareza a atuação do controle, uma vez que, no caso equivalente sem controle, mostrado na figura 4.7, foi verificado que o motor tende a parar pela aplicação do freio externo. Quando o controle V/Hz é aplicado percebemos, na figura 5.5, que a máquina consegue manter o giro do rotor apresentando uma redução de 8,8% da velocidade de regime mostrando de forma bastante satisfatória o funcionamento do controlador PI baseado no princípio V/Hz constante. É possível também perceber, ainda que de forma bem lenta, a tendência do erro de regime para zero.

É importante destacar que em nosso sistema real, em função de algumas limitações de implementação, tivemos que adotar algumas medidas tais como:

- o ganho integral só passa a atuar a partir de um determinado valor de frequência, antes disto só ganho proporcional;
- não colocamos um valor fixo e alto de referência e ligamos o motor. Isto provoca o aparecimento de correntes muito altas e consequentemente trancos indesejados no motor;

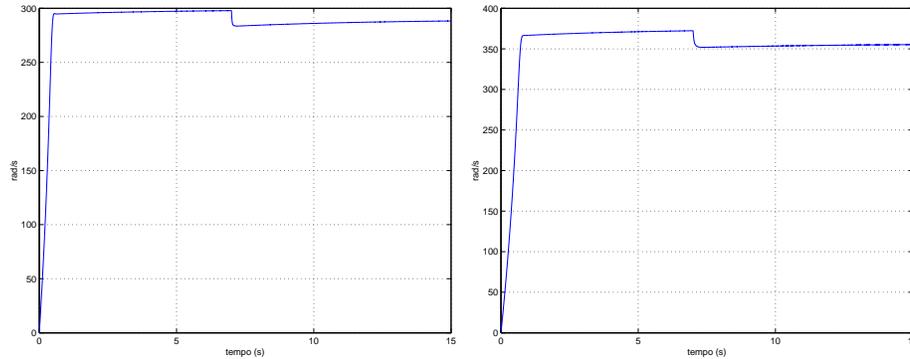


Figura 5.4: Sistema com controle de velocidade para 300 e 377 rad/s

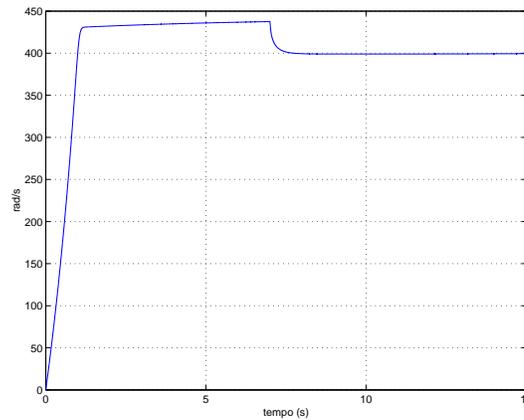


Figura 5.5: Sistema com controle de velocidade para 450 rad/s

- a frequência de referência vai sendo incrementada gradualmente através de um trim-pot conectado ao DSP.

5.1 Controlador discreto

Serão apresentados agora os dois últimos resultados de simulação, considerando um controlador discreto.

Substituímos todos os blocos do controlador contínuo por blocos discretos para processamento em ponto-fixado. O objetivo disto é obter uma referência de representação numérica para os parâmetros do controlador que será implementado via DSP.

O diagrama do Matlab mostrado na figura 5.6 inclui o modelo matemático e o controlador com os blocos em ponto-fixado.

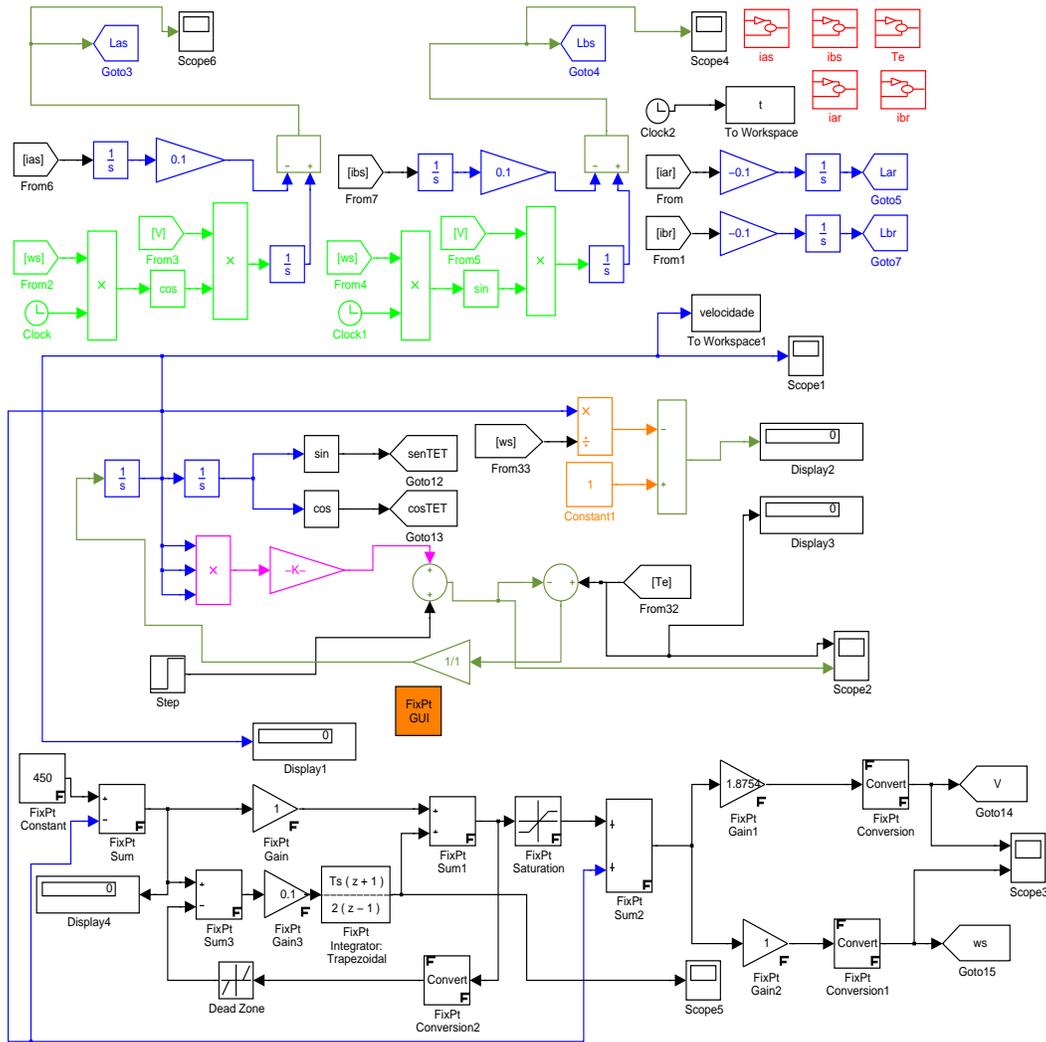


Figura 5.6: Modelo e controlador discreto em ponto-fixado

No diagrama mostrado na figura 5.7 é a representação interna do bloco integrador trapezoidal em ponto-fixado utilizado no controlador. Este diagrama é de grande utilidade no que diz respeito à implementação, visto que, ele ilustra exatamente o algoritmo que deverá ser implementado no DSP para obter a realização do integrador.

Conforme podemos ver na figura 5.8, após a simulação o bloco GUI (ponto-fixado) irá mostrar os valores máximos e mínimos que ocorrem nos

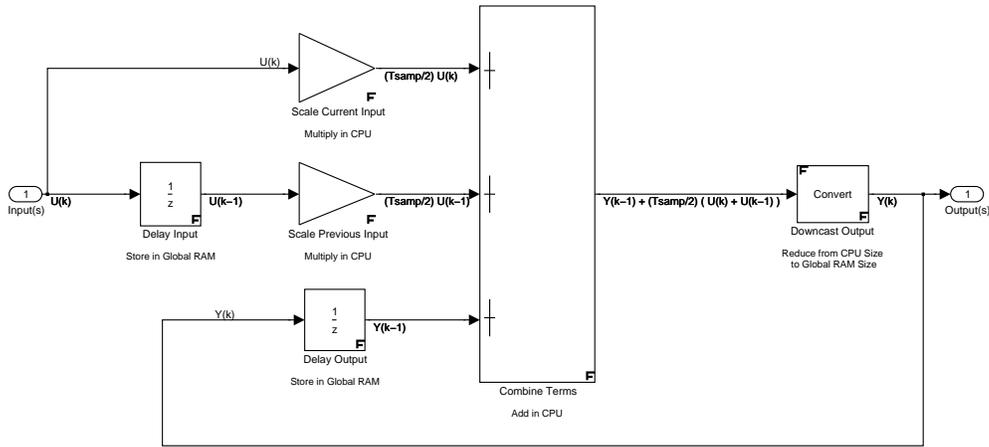


Figura 5.7: Integrador trapezoidal discreto em ponto-fixado

pontos mais importantes do integrador além de mostrar qual representação numérica devemos utilizar em ponto-fixado para a referida variável.

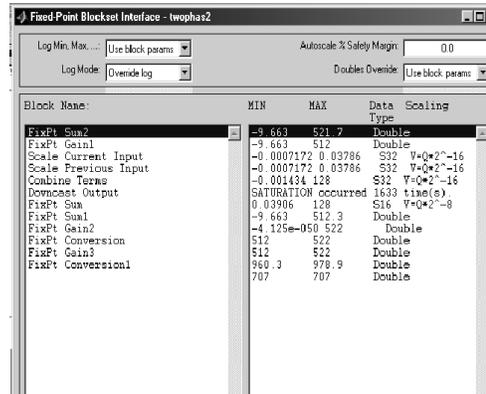


Figura 5.8: Resultados do bloco GUI após a simulação

Como pode ser visto nos resultados mostrados nas figuras 5.9 e 5.10 o controlador discreto apresenta desempenho praticamente idêntico ao controlador contínuo.

O único caso em que foi necessário modificar algum parâmetro foi no caso para 450 rad/s, no qual a janela do bloco dead-zone do Windup teve que ser reduzida pois com o valor original do caso contínuo a máquina perde sincronismo e não consegue acelerar corretamente, possivelmente em função de problemas numéricos do controlador discreto.

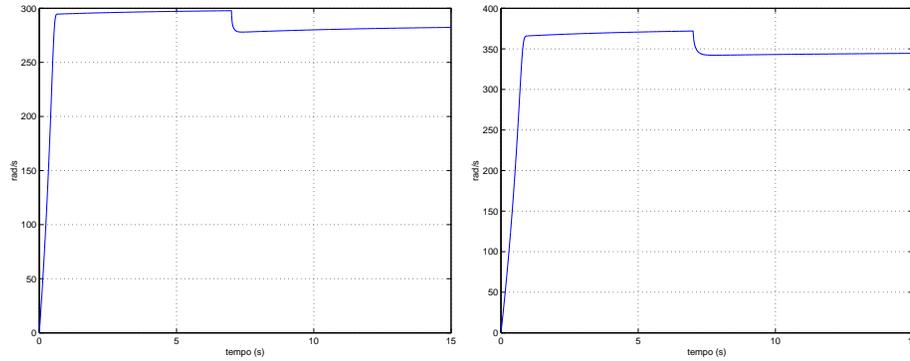


Figura 5.9: Controlador discreto para 300 e 377 rad/s

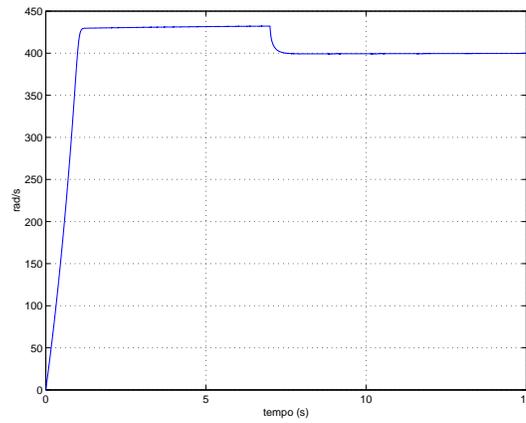


Figura 5.10: Controlador discreto para 450 rad/s

Podemos concluir que o controle de velocidade através do princípio V/H_z constante é perfeitamente possível de ser implementado via DSP. O diagrama da figura 5.7 nos dá uma direção do algoritmo do integrador trapezoidal e a interface GUI mostrada na figura 5.8 nos mostra uma possível representação das variáveis deste algoritmo para processamento em ponto fixo.

Capítulo 6

Posicionamento do rotor

6.1 Introdução

Conforme foi dito no capítulo 1, a planta utilizada em nossa implementação é a de um motor trifásico que foi modificado para uma configuração bifásica com 4 pólos. Na realidade, o conceito explorado neste trabalho é o de um sistema denominado mancal-motor onde o mesmo conjunto de bobinas que geram torque para máquina é utilizado para posicionamento do rotor. Esta abordagem é diferente dos mancais convencionais onde as bobinas são responsáveis apenas pelo posicionamento e o torque é normalmente gerado por uma máquina externa.

6.2 Modelo

Para entendermos como as forças são geradas em um mancal-motor vamos considerar a geração das forças de relutância entre um eletroímã e um material ferromagnético mostrado na figura 6.1:

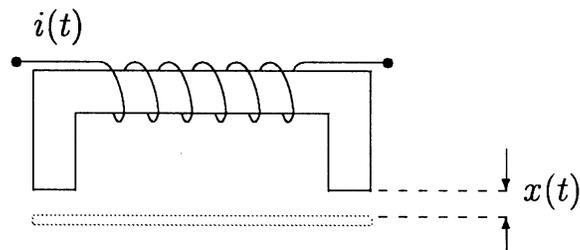


Figura 6.1:

Podemos afirmar que a força resultante é a soma das forças que atuam em cada entreferro. Como a força no entre-ferro $f_r(t)$ é dada por: [22]

$$f_r(t) = \frac{\mu_0 a n^3}{8} \frac{i^2(t)}{x^2(t)} \quad (6.1)$$

então a força resultante $f(t)$ será dada por:

$$f(t) = \frac{\mu_0 a n^2}{4} \frac{i^2(t)}{x^2(t)} \quad (6.2)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do ar, n é o número de espiras da bobina, a é a área do entreferro, $i(t)$ é a intensidade da corrente no instante t e $x(t)$ é o deslocamento.

6.3 Mancais magnéticos convencionais

Para solução de um problema clássico de levitação de uma esfera metálica, como mostrado na figura 2.1, é necessário medir o deslocamento vertical $x(t)$ como uma variável de saída da planta e calcular uma variável de entrada que poderá ser uma corrente i ou uma tensão v [22].

Os sistemas eletromagnéticos podem gerar somente forças de atração. No esquema considerado na figura 6.2 as forças ocorrem sempre em direções opostas e desta forma a força resultante sobre a esfera poderá ser controlada em amplitude e direção. Obviamente, para isto são necessários dois atuadores gerando forças em ambas as direções.

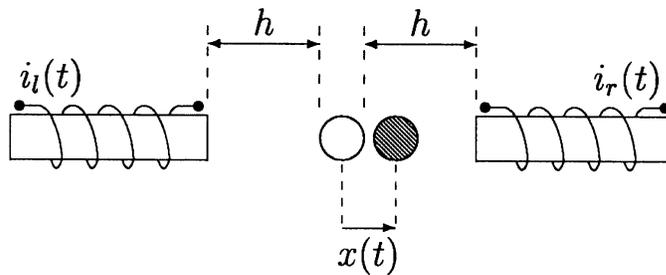


Figura 6.2: Posicionamento horizontal de uma esfera metálica

Se h denota o gap nominal, quando a esfera está na posição média, e $x(t)$ é o deslocamento, então podemos dizer que se os atuadores são idênticos as forças à esquerda e à direita serão dadas por:

$$f_l(t) = -\frac{\mu_0 a n^2}{4} \left(\frac{i_l(t)}{h+x(t)} \right)^2 \quad (6.3)$$

$$f_r(t) = \frac{\mu_0 a n^2}{4} \left(\frac{i_r(t)}{h-x(t)} \right)^2 \quad (6.4)$$

A expressão para a força resultante $f_x = f_l + f_r$ não é muito simples, trazendo complicações para a lei de controle devido ao fato de possuir duas variáveis de controle independentes, as correntes $i_r(t)$ e $i_l(t)$ e também devido à sua estrutura não-linear. Uma possibilidade para simplificação desta situação é a utilização de correntes diferenciais. Supondo que:

$$i_l(t) = i_b(t) - i_x(t) \quad (6.5)$$

e que

$$i_r(t) = i_b(t) + i_x(t) \quad (6.6)$$

podemos notar que existe agora somente uma variável de controle dada por $i_x(t)$ que é uma corrente diferencial que será adicionada ou subtraída de uma corrente de base $i_b(t)$. Com isto, a força resultante será dada por:

$$f_x = f_r + f_l = \frac{\mu_0 a n^2}{4} \left[\left(\frac{i_b + i_x}{h-x} \right)^2 - \left(\frac{i_b - i_x}{h+x} \right)^2 \right] \quad (6.7)$$

Mantendo-se a corrente de base $i_b(t)$ fixa, a intensidade e o sinal da força resultante pode ser variada através da variável $i_x(t)$. Sabendo que esta variável e os deslocamentos são normalmente pequenos, o ponto de operação dado por $x_0 = 0$ e $i_{x0} = 0$ pode ser considerado, e a expressão linearizada será dada por:

$$f_x(t) = k_p x(t) + k_i i_x(t) \quad (6.8)$$

onde as constantes k_p e k_i são dadas por:

$$k_p = \left. \frac{\partial f_x}{\partial x} \right|_{0,0} = \frac{\mu_0 a n^2 i_b^2}{h^3} \quad (6.9)$$

$$k_i = \left. \frac{\partial f_x}{\partial i_x} \right|_{0,0} = \frac{\mu_0 a n^2 i_b}{h^3} \quad (6.10)$$

Se adicionarmos agora um novo par eletromagnético na direção perpendicular (direção y) será possível gerar forças de posicionamento nesta direção. De forma análoga à direção x chegaremos à seguinte equação para a direção y no caso não-linear:

$$f_y = \frac{\mu_0 a n^2}{4} \left[\left(\frac{i_b + i_y}{h - y} \right)^2 - \left(\frac{i_b - i_y}{h + y} \right)^2 \right] \quad (6.11)$$

cuja a aproximação linearizada ficará:

$$f_y(t) = k_p y(t) + k_i i_y(t) \quad (6.12)$$

onde as constantes k_p e k_i são as mesmas deduzidas anteriormente, desde que os elementos verticais sejam idênticos aos horizontais.

6.4 O Mancal-motor

Como falamos anteriormente, o motor utilizado em nosso protótipo era originalmente um motor trifásico que foi modificado para operar como um motor bifásico de 4 pólos. Com isto foi necessário construir e reorganizar as bobinas conforme podemos ver na figura 6.3. A sequência dada por $A_1 a_{11} a_{12} a_{13} a_{14} a_{15} a_{16} A_2$ indica o caminho físico percorrido pelo fio utilizado para construir a bobina $A_1 A_2$ [6].

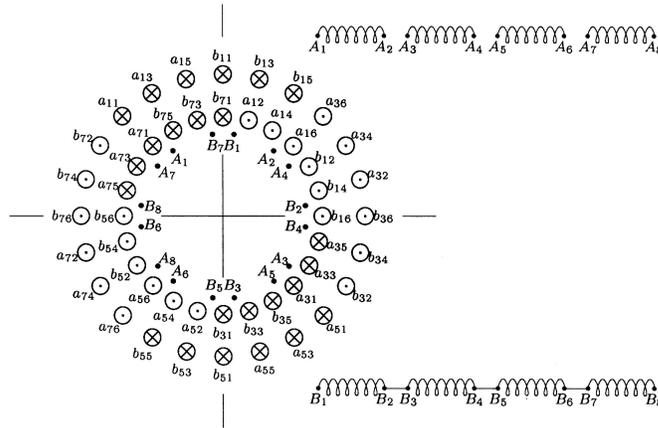


Figura 6.3: Motor bifásico com 4 pólos

Podemos notar que na fase B as quatro bobinas são conectadas em série pois a fase B não será utilizada para fins de controle de posição. Quando as bobinas da fase A recebem a mesma corrente e mantemos uma defasagem de 90° entre as correntes aplicadas às fases A e B , o dispositivo irá gerar torque operando como um motor convencional. Entretanto, se as amplitudes das correntes alternadas, em cada um dos quatro pólos da fase A , forem

controladas independentemente, mantendo-se a defasagem de 90° em relação à fase B o dispositivo poderá, além de gerar torque, posicionar o rotor na posição central no caso de deslocamentos radiais. Para esta dupla capacidade damos o nome de efeito mancal-motor.

O esquema mostrado na figura 6.4 servirá para uma melhor visualização de cada um dos quatro pólos em cada uma das 2 fases do motor.

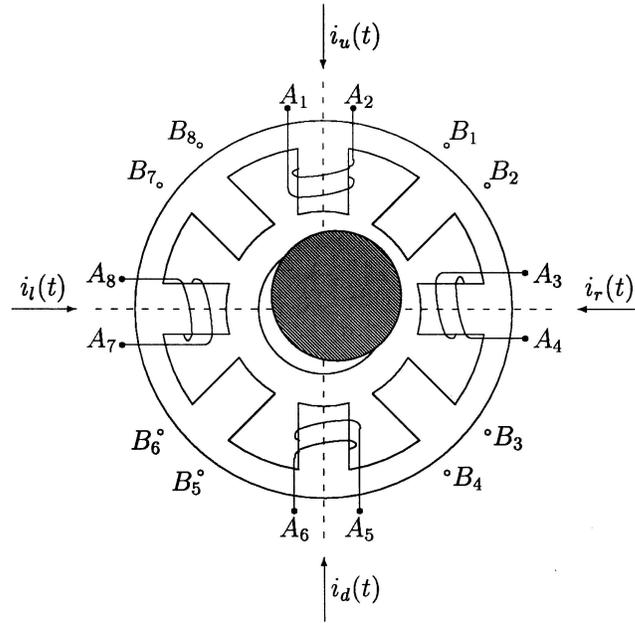


Figura 6.4: Representação física dos quatro pólos nas fases A e B

Impondo correntes independentes a cada um dos pólos da fase A o efeito mancal irá aparecer. Se estas correntes forem alternadas, com a mesma frequência, e com 90° de defasagem em relação à fase B estaremos forçando o aparecimento de torque e de forças de restauração. A idéia usada no mancal convencional que utiliza correntes diferenciais para posicionar um rotor, pode ser adaptada neste caso, ou seja, teremos uma corrente de base $i_A(t) = I_A \text{sen}\omega t$ e correntes diferenciais, nas duas direções (x e y) dadas por $i_x(t) = I_x \text{sen}\omega t$ e $i_y(t) = I_y \text{sen}\omega t$. Desta forma podemos escrever que as correntes totais na fase A serão dadas por:

$$i_l(t) = i_A(t) - i_x(t) = I_A \text{sen}\omega t - I_x \text{sen}\omega t = (I_A - I_x) \text{sen}\omega t \quad (6.13)$$

$$i_r(t) = i_A(t) + i_x(t) = I_A \text{sen}\omega t + I_x \text{sen}\omega t = (I_A + I_x) \text{sen}\omega t \quad (6.14)$$

$$i_u(t) = i_A(t) - i_y(t) = I_A \text{sen}\omega t - I_y \text{sen}\omega t = (I_A - I_y) \text{sen}\omega t \quad (6.15)$$

$$i_d(t) = i_A(t) + i_y(t) = I_A \text{sen}\omega t + I_y \text{sen}\omega t = (I_A + I_y) \text{sen}\omega t \quad (6.16)$$

onde I_x e I_y são as amplitudes diferenciais, ou seja, sinais constantes ou de variação lenta que serão gerados pelo sistema de controle para posicionamento do rotor. A amplitude da corrente de base é usualmente igual para todas as fases, ou seja: $I_A = I_B = I_0$. É importante destacar que as correntes precisam ficar limitadas em valores suficientemente baixos para evitar a saturação do circuito magnético do motor.

O circuito da figura 6.5, mostra o modelo considerado para cada uma das fases do protótipo [24],[6].

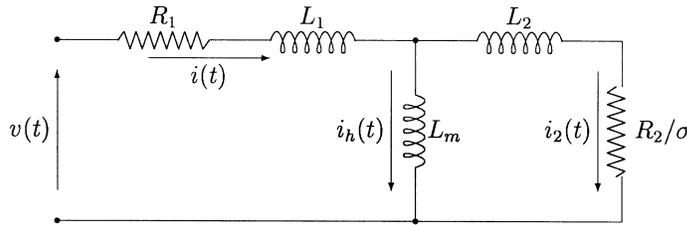


Figura 6.5: Circuito equivalente por fase do motor

onde R_1 e L_1 são, respectivamente, a resistência e a indutância do estator, R_2 e L_2 são os parâmetros do rotor refletidos no estator, L_m a indutância de magnetização e σ é o escorregamento.

As forças radiais geradas pelo mancal-motor dependem do fluxo magnético que, por sua vez, depende da corrente de magnetização $i_h(t)$. Uma rápida análise do circuito mostra que a relação entre a corrente de entrada $i(t)$ e a corrente de magnetização $i_h(t)$ será dada por:

$$i_h(s) = H(s)i(s) = \frac{1 + \sigma\tau_2 s}{1 + \sigma(\tau_2 + \tau_m)s} i(s) \quad (6.17)$$

onde $\tau_2 = L_2/R_2$ e $\tau_m = L_m/R_2$. Quando impomos uma corrente de entrada dada por $i(t) = I \text{sen}\omega t$ é possível demonstrar pelo teorema fundamental da resposta em frequência que, em regime:

$$i_h(t) = I_h \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (6.18)$$

onde $I_h = \alpha(\omega)I$ e $\beta = \beta(\omega)$.

Como $\alpha(\omega) = |H(j\omega)|$ e $\beta(\omega) = \angle H(j\omega)$ se fizermos em 6.17 $s = j\omega$ teremos:

$$\alpha(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{\frac{1 + \tau_2^2(\sigma\omega)^2}{1 + (\tau_2 + \tau_m)^2(\sigma\omega)^2}} \quad (6.19)$$

$$\beta(\omega) = \angle H(j\omega) = \arctan \frac{-(\sigma\omega)\tau_m}{1 + (\sigma\omega)^2\tau_2(\tau_2 + \tau_m)} \quad (6.20)$$

Para um valor fixo do escorregamento σ as equações anteriores dão origem a um diagrama de Bode bastante conhecido. Considerando o comportamento **LAG** de $H(s)$ a resposta em frequência pode ser facilmente plotada; a forma assintótica do diagrama do ganho de amplitude, com escalas logarítmicas para ambos os eixos é:

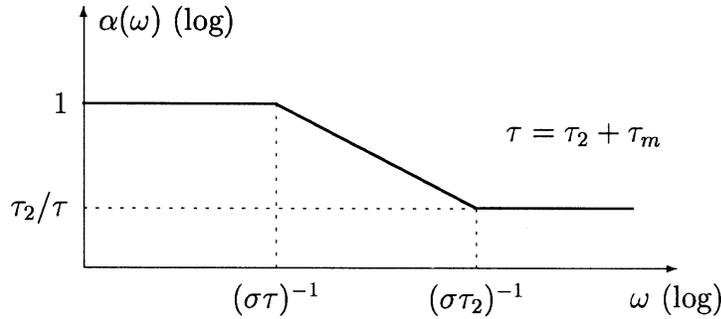


Figura 6.6: Diagrama assintótico do ganho de amplitude

As equações 6.19 e 6.20 mostram que α e β dependem também do escorregamento σ além de ω .

Para cada um dos pólos da fase A a corrente de base e as correntes diferenciais i_x e i_y irão gerar correntes de magnetização associadas, que por sua vez irão gerar fluxo conforme podemos ver nas equações abaixo:

$$i_A(t) = I_0 \text{sen}\omega t \rightarrow i_{Ah}(t) = \alpha I_0 \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (6.21)$$

$$i_x(t) = I_x \text{sen}\omega t \rightarrow i_{xh}(t) = \alpha I_x \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (6.22)$$

$$i_y(t) = I_y \text{sen}\omega t \rightarrow i_{yh}(t) = \alpha I_y \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (6.23)$$

De maneira análoga, a corrente imposta na fase B também irá gerar uma corrente de magnetização.

$$i_B(t) = I_0 \cos \omega t \rightarrow i_{Bh}(t) = \alpha I_0 \cos(\omega t + \beta) \quad (6.24)$$

Conforme podemos ver nas equações 6.19 e 6.20 estas correntes de magnetização dependem da frequência das correntes impostas e do escorregamento σ .

Partindo da condição de que o conjunto não está saturado, a geração das forças na fase A pode ser dividida em quatro partes, cada uma associada a um dos pólos da fase A conforme mostrado na figura 6.4. Considerando o pólo do lado direito da figura citada podemos dizer que a corrente $i_r(t)$ imposta naquele pólo irá gerar uma força magnetomotriz dada por [21]:

$$\mathcal{F}_r = n_e i_{rh}(t) = n_e (i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.25)$$

onde as correntes de magnetização i_{Ah} e i_{xh} estão definidas nas equações 6.21 e 6.22 e n_e é o número de espiras.

Quando ocorre um deslocamento do rotor na direção vertical ou horizontal (x e y) os gaps são dados por: do lado direito ($h-x$); na parte superior ($h-y$), e assim sucessivamente. Se $\mathcal{R}_r, \mathcal{R}_u, \mathcal{R}_l$ e \mathcal{R}_d denotam as relutâncias para os quatro gaps, o diagrama da figura 6.7 mostra a ação da força magnetomotriz \mathcal{F}_r .

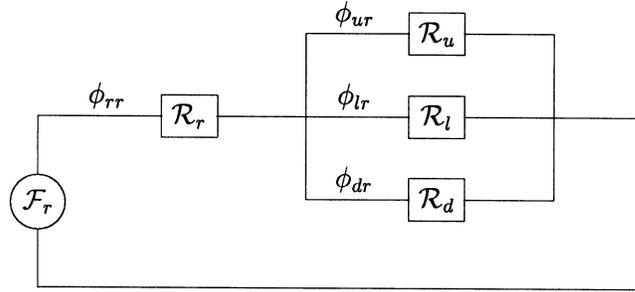


Figura 6.7: Geração de fluxo no pólo direito

Aplicando-se a formula clássica da relutância [4] para um gap com área a teremos:

$$\mathcal{R}_r = \frac{h-x}{\mu_0 a}; \quad \mathcal{R}_u = \frac{h-y}{\mu_0 a}; \quad \mathcal{R}_l = \frac{h+x}{\mu_0 a}; \quad \mathcal{R}_d = \frac{h+x}{\mu_0 a}; \quad (6.26)$$

E a relutância equivalente será dada por:

$$\mathcal{R}_r^{eq} = \frac{\mathcal{R}_r\mathcal{R}_u\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_u\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d}{\mathcal{R}_u\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_l\mathcal{R}_d} \quad (6.27)$$

Fazendo as seguintes definições:

$$N = \mathcal{R}_r\mathcal{R}_u\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_u\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d \quad (6.28)$$

$$D_r = \mathcal{R}_u\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_l\mathcal{R}_d \quad (6.29)$$

$$D_u = \mathcal{R}_r\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_l\mathcal{R}_d \quad (6.30)$$

$$D_l = \mathcal{R}_r\mathcal{R}_u + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_d + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_d \quad (6.31)$$

$$D_d = \mathcal{R}_r\mathcal{R}_u + \mathcal{R}_r\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_u\mathcal{R}_l \quad (6.32)$$

podemos concluir que $\mathcal{R}_r^{eq} = N/D_r$ e que os fluxos podem ser obtidos por: $\mathcal{F} = \mathcal{R}\phi$. Com isto podemos escrever as quatro equações geradas pelos fluxos parciais do pólo do lado direito.

$$\phi_{rr}(t) = \frac{\mathcal{F}_r}{\mathcal{R}_r^{eq}} = \frac{D_r}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.33)$$

$$\phi_{ur}(t) = \frac{\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.34)$$

$$\phi_{lr}(t) = \frac{\mathcal{R}_u\mathcal{R}_d}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.35)$$

$$\phi_{dr}(t) = \frac{\mathcal{R}_u\mathcal{R}_l}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.36)$$

De maneira análoga podemos aplicar o mesmo desenvolvimento para os outros três pólos conforme veremos nas equações seguintes:
para o pólo superior;

$$\phi_{ru}(t) = \frac{\mathcal{R}_l\mathcal{R}_d}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{yh}(t)) \quad (6.37)$$

$$\phi_{uu}(t) = \frac{D_u}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{yh}(t)) \quad (6.38)$$

$$\phi_{lu}(t) = \frac{\mathcal{R}_r\mathcal{R}_d}{N} n_e(i_{Ah}(t) + i_{yh}(t)) \quad (6.39)$$

$$\phi_{du}(t) = \frac{\mathcal{R}_r \mathcal{R}_l}{N} n_e (i_{Ah}(t) + i_{yh}(t)) \quad (6.40)$$

para o pólo do lado esquerdo;

$$\phi_{rl}(t) = \frac{\mathcal{R}_u \mathcal{R}_d}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{xh}(t)) \quad (6.41)$$

$$\phi_{ul}(t) = \frac{\mathcal{R}_l \mathcal{R}_d}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{xh}(t)) \quad (6.42)$$

$$\phi_{lu}(t) = \frac{D_l}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{xh}(t)) \quad (6.43)$$

$$\phi_{dl}(t) = \frac{\mathcal{R}_r \mathcal{R}_u}{N} n_e (i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.44)$$

e finalmente para o pólo inferior;

$$\phi_{rd}(t) = \frac{\mathcal{R}_u \mathcal{R}_l}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{yh}(t)) \quad (6.45)$$

$$\phi_{ud}(t) = \frac{\mathcal{R}_r \mathcal{R}_l}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{yh}(t)) \quad (6.46)$$

$$\phi_{ld}(t) = \frac{\mathcal{R}_r \mathcal{R}_u}{N} n_e (i_{Ah}(t) - i_{xh}(t)) \quad (6.47)$$

$$\phi_{dd}(t) = \frac{D_d}{N} n_e (i_{Ah}(t) + i_{xh}(t)) \quad (6.48)$$

Se considerarmos o fluxo que entra no rotor sempre positivo teremos fluxos totais em cada pólo dados por:

$$\phi_{Tr} = +\phi_r r + \phi_r u - \phi_r l + \phi_r d \quad (6.49)$$

$$\phi_{Tu} = -\phi_u r - \phi_u u - \phi_u l + \phi_u d \quad (6.50)$$

$$\phi_{Tl} = -\phi_l r + \phi_l u + \phi_l l + \phi_l d \quad (6.51)$$

$$\phi_{Td} = -\phi_d r + \phi_d u - \phi_d l - \phi_d d \quad (6.52)$$

As forças de relutância variam com o quadrado do fluxo total e consequentemente as forças radiais geradas pela fase A nas direções x e y serão dadas por:

$$f_{Ax} = \frac{1}{2\mu_0 a} (\phi_{Tr}^2 - \phi_{Tl}^2) \quad (6.53)$$

$$f_{Ay} = \frac{1}{2\mu_0 a} (\phi_{Tu}^2 - \phi_{Td}^2) \quad (6.54)$$

Os 16 fluxos parciais mostrados nas equações (6.33 - 6.48) dependem das correntes de magnetização i_{Ah} , i_h e i_{yh} que por sua vez dependem das correntes impostas na fase A , logo deveremos usar as equações (6.21, 6.22 e 6.23). Fazendo as substituições necessárias nas equações (6.49, 6.50, 6.51 e 6.52) e o desenvolvimento algébrico podemos, finalmente, chegar às equações que expressam as forças radiais nas direções x e y .

$$f_{Ax} = \frac{\mu_0 a}{2} n_e^2 \alpha^2 \text{sen}^2(\omega t + \beta) q_x(x, y, I_0, I_x, I_y, h) \quad (6.55)$$

$$f_{Ay} = \frac{\mu_0 a}{2} n_e^2 \alpha^2 \text{sen}^2(\omega t + \beta) q_y(x, y, I_0, I_x, I_y, h) \quad (6.56)$$

Os fatores q_x e q_y são expressões complicadas dadas por:

$$q_x(x, y, I_0, I_x, I_y, h) = \frac{\Delta_1^2 - \Delta_2^2}{H_0^2} \quad (6.57)$$

$$q_y(x, y, I_0, I_x, I_y, h) = \frac{\Delta_3^2 - \Delta_3^2}{H_0^2} \quad (6.58)$$

onde Δ_i e H_j são:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= (I_0 + I_x)H_1 + (I_0 + I_y)H_2 - (I_0 - I_x)H_3 + (I_0 - I_y)H_4 \\ \Delta_2 &= (I_0 - I_x)H_5 - (I_0 + I_x)H_3 + (I_0 + I_y)H_6 + (I_0 - I_y)H_7 \\ \Delta_3 &= -(I_0 + I_y)H_1 - (I_0 + I_x)H_3 - (I_0 - I_x)H_2 + (I_0 - I_y)H_8 \\ \Delta_4 &= -(I_0 - I_x)H_5 + (I_0 + I_x)H_3 + (I_0 + I_y)H_8 + (I_0 - I_x)H_7 \\ H_0 &= (h - x)(h - y)(h + x) + (h - x)(h - y)(h + y) + (h - x)(h + x)(h + y) \\ &\quad + (h - y)(h + x)(h + y) \\ H_1 &= (h + x + (h - y) + (h + x)(h + y) + (h - y)(h + y) \\ H_2 &= (h + x)(h + y) \\ H_3 &= (h - y)(h + y) \\ H_4 &= (h + x)(h - y) \\ H_5 &= (h - x)(h - y) + (h - x)(h + y) + (h - y)(h + y) \\ H_6 &= (h - x)(h + y) \\ H_7 &= (h - x)(h - y) \\ H_8 &= (h + x)(h - x) \end{aligned}$$

Sabendo que I_0 e h são constantes, os parâmetros q_x e q_y dependem somente das variações ocorridas em x, y, I_x e I_y e sabendo que estas variações são muito pequenas podemos fazer uma linearização em torno do ponto de operação $P_0 = (0, 0, 0, 0)$ usando computação simbólica. Com isto chegamos a:

$$q_x(x, y, I_x, I_y) = \frac{4I_0^2}{h^3}x + \frac{4I_0}{h^2}I_x \quad (6.59)$$

Podemos alcançar um resultado similar para a direção y . É necessário destacar que, apesar da grande complexidade do sistema mancal-motor, o sistema de posicionamento da direção x é desacoplado do sistema da direção y . Desta forma podemos caminhar para uma solução para as forças nas duas direções através das expressões abaixo.

$$f_{Ax}(x, I_x) = 2\mu_0an_e^2\alpha^2 \left(\frac{I_0^2}{h^3}x + \frac{I_0}{h^2}I_x \right) \text{sen}^2(\omega t + \beta) \quad (6.60)$$

$$f_{Ay}(y, I_y) = 2\mu_0an_e^2\alpha^2 \left(\frac{I_0^2}{h^3}y + \frac{I_0}{h^2}I_y \right) \text{sen}^2(\omega t + \beta) \quad (6.61)$$

Usando as identidades trigonométricas realizando manipulações algébricas nas expressões 6.60 e 6.61 chegamos às seguintes fórmulas para as forças geradas na fase A:

$$f_{Ax}(x, I_x) = k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta)]x + k_i[1 - \cos 2(\omega t + \beta)]I_x \quad (6.62)$$

$$f_{Ay}(y, I_y) = k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta)]y + k_i[1 - \cos 2(\omega t + \beta)]I_y \quad (6.63)$$

onde os parâmetro constantes k_p e k_i são dados por:

$$k_p = \frac{\mu_0an_e^2I_0^2}{h^3}\alpha^2 \quad (6.64)$$

$$k_i = \frac{\mu_0an_e^2I_0}{h^2}\alpha^2 \quad (6.65)$$

Podemos notar que, embora as fórmulas estejam sugerindo que k_p e k_i são constantes, sabemos que não é isto que ocorre pois α depende da frequência e do escorregamento conforme podemos ver na equação 6.19.

Temos ainda as forças geradas pela fase B que, apesar de não ter correntes diferenciais, irá exercer também um conjunto de forças sobre o rotor.

Assumindo que a corrente de base na fase A é a mesma na fase B e que se encontram defasadas de 90° podemos escrever que as forças geradas pela fase B serão dadas por:

$$f_{Bx_B} = k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)]x_B \quad (6.66)$$

$$f_{By_B} = k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)]y_B \quad (6.67)$$

Geometricamente, a fase B está deslocada de 45° em relação a fase A e, conseqüentemente, $x = x_B \cos 45^\circ + y_B \cos 135^\circ$ e $y = x_B \sin 45^\circ + y_B \sin 135^\circ$ então:

$$\begin{aligned} f_{Bx} &= f_{Bx_B} \cos 45^\circ + f_{By_B} \cos 135^\circ \\ f_{Bx} &= (f_{Bx_B} - f_{By_B})\sqrt{2}/2 \\ f_{Bx} &= k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)](\sqrt{2}/2)(x_B - y_B) \\ f_{Bx} &= k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)]x \end{aligned}$$

De forma análoga podemos determinar:

$$\begin{aligned} f_{By} &= f_{Bx_B} \sin 45^\circ + f_{By_B} \sin 135^\circ \\ f_{By} &= (f_{Bx_B} + f_{By_B})\sqrt{2}/2 \\ f_{By} &= k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)](\sqrt{2}/2)(x_B + y_B) \\ f_{By} &= k_p[1 - \cos 2(\omega t + \beta + \pi/2)]y \end{aligned}$$

Se somarmos agora as forças geradas pela fase B com as forças geradas pela fase A teremos as forças radiais totais exercidas sobre o rotor da máquina. Estas forças são dadas por:

$$f_x = f_{Ax} + f_{Bx} = k_p[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]x + k_i[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]I_x + k_p[1 - \cos(2\omega t + 2\beta + \pi)]x$$

$$f_y = f_{Ay} + f_{By} = k_p[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]y + k_i[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]I_y + k_p[1 - \cos(2\omega t + 2\beta + \pi)]y$$

Como $\cos(\theta + \pi) = -\cos\theta$ chegamos a uma expressão final para as forças de relutância que atuam sobre o rotor:

$$f_x = 2k_p x + k_i[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]I_x \quad (6.68)$$

$$f_y = 2k_p y + k_i[1 - \cos(2\omega t + 2\beta)]I_y \quad (6.69)$$

Todo o desenvolvimento até aqui pode ser visto com mais detalhes em [6] e segue o conceito de variável de controle baseada na corrente. Na próxima seção começaremos a apresentar um alternativa para variável de controle baseada na tensão.

6.5 Controle por tensão

No controle de velocidade , visto no capítulo 5, o controlador impunha ao motor uma tensão AC caracterizada por uma frequência ω_s e por uma tensão V_s . Podemos notar nas equações finais das forças que as mesmas dependem das amplitude I_x e I_y das correntes diferenciais i_x e i_y impostas as fases. Dizemos então que se trata de um sistema de controle por corrente. Com o objetivo de unificar as variáveis de controle para as duas situações (controle de velocidade e posição), passaremos agora a explorar a possibilidade de substituir a variável de controle pela tensão. Para tal, precisamos retornar ao diagrama exposto na figura 6.5. Será necessário encontrar uma função de transferência $G(s)$ tal que $i(s) = G(s)V(s)$. Do diagrama da figura 6.5 podemos tirar que:

$$\begin{cases} v_{L_m}(t) = L_m(\dot{i}_h(t)) = L_2(\dot{i}_2(t)) + \frac{R_2}{\sigma}i_2(t) \\ i(t) = i_h(t) + i_2(t) \\ v = R_1i(t) + L_1(\dot{i}(t)) + V_{L_m} = R_1i(t) + L_1(\dot{i}(t)) + L_m(\dot{i}_h(t)) \end{cases} \quad (6.70)$$

Da equação de $v(t)$ podemos escrever que:

$$V(s) = R_1i(s) + L_1si(s) + L_msi_h(s) \quad (6.71)$$

Para determinar a relação desejada podemos perceber na equação 6.71 que necessitamos primeiramente achar a relação entre $i_h(s)$ e $i(s)$. Mas da equação de $i(t)$ temos:

$$i_2(s) = i(s) - i_h(s) \quad (6.72)$$

Substituindo 6.72 na equação 6.70 teremos:

$$\begin{aligned} L_msi_h(s) &= L_2si_2(s) + \frac{R_2}{\sigma}i_2(s) \\ L_msi_h(s) &= L_2s(i(s) - i_h(s)) + \frac{R_2}{\sigma}(i(s) - i_h(s)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\sigma L_m s i_h(s) &= \sigma L_2 s (i(s) - i_h(s)) + R_2 (i(s) - i_h(s)) \\
\sigma L_m s i_h(s) + \sigma L_2 s i_h(s) + R_2 i_h(s) &= \sigma L_2 s i(s) + R_2 i(s) \\
i_h(s) (\sigma L_m s + \sigma L_2 s + R_2) &= (\sigma L_2 s + R_2) i(s) \\
i_h(s) &= \left[\frac{\sigma L_2 s + R_2}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] i(s) \\
i_h(s) &= D(s) i(s) \\
\text{onde } D(s) &= \left[\frac{\sigma L_2 s + R_2}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] \quad (6.73)
\end{aligned}$$

Substituindo 6.73 em 6.71 temos:

$$\begin{aligned}
V(s) &= R_1 i(s) + L_1 s i(s) + L_m s D(s) i(s) \\
V(s) &= R_1 i(s) + L_1 s i(s) + L_m s \left[\frac{\sigma L_2 s + R_2}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] i(s) \\
V(s) &= \left[R_1 + L_1 s + L_m s \left(\frac{\sigma L_2 s + R_2}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right) \right] i(s) \\
V(s) &= \left[\frac{(\sigma s (L_m + L_2) + R_2) R_1 + (\sigma s (L_m + L_2) + R_2) L_1 s + L_m s (\sigma L_2 s + R_2)}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] i(s) \\
V(s) &= \left[\frac{\sigma R_1 s (L_m + L_2) + R_1 R_2 + \sigma L_1 s^2 (L_m + L_2) + R_2 L_1 s + \sigma L_m L_2 s^2 + R_2 L_m s}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] i(s) \\
V(s) &= \left[\frac{s^2 (\sigma L_1 (L_m + L_2) + \sigma L_m L_2) + s (\sigma R_1 (L_m + L_2) + R_2 L_1 + R_2 L_m) + R_1 R_2}{\sigma s (L_m + L_2) + R_2} \right] i(s) \\
i(s) &= \left[\frac{\sigma s (L_m + L_2) + R_2}{s^2 (\sigma L_1 (L_m + L_2) + \sigma L_m L_2) + s (\sigma R_1 (L_m + L_2) + R_2 L_1 + R_2 L_m) + R_1 R_2} \right] V(s) \\
i(s) &= \left[\frac{[\sigma (L_m + L_2)] s + R_2}{[\sigma (L_1 (L_m + L_2) + L_m L_2)] s^2 + [\sigma R_1 (L_m + L_2) + R_2 (L_1 + L_m)] s + R_1 R_2} \right] V(s)
\end{aligned}$$

Fazendo:

$$\begin{aligned}
L_A &= \sigma (L_m + L_2) \\
L_B &= \sigma (L_1 (L_m + L_2) + L_m L_2) \\
T_1 &= \sigma R_1 (L_m + L_2) + R_2 (L_1 + L_m) \\
R &= R_1 R_2
\end{aligned}$$

teremos:

$$i(s) = \left[\frac{L_A s + R_2}{L_B s^2 + T_1 s + R} \right] V(s) = G(s) V(s) \quad (6.74)$$

Chegamos à equação para $G(s)$ que irá relacionar a variável de controle por corrente com uma variável de controle por tensão que será dada por:

$$G(s) = \left[\frac{L_A s + R_2}{L_B s^2 + T_1 s + R} \right] \quad (6.75)$$

Fazendo $s = j\omega$ e calculando $|G(j\omega)|$ podemos encontrar uma relação entre corrente e tensão:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{L_A j\omega + R_2}{L_B (j\omega)^2 + T_1 j\omega + R} \\ G(j\omega) &= \frac{R_2 + L_A \omega j}{[R - L_B \omega^2] + T_1 \omega j} \frac{[R - L_B \omega^2] - T_1 \omega j}{[R - L_B \omega^2] - T_1 \omega j} \\ G(j\omega) &= \frac{R_2[R - L_B \omega^2] - R_2 T_1 \omega j + [R - L_B \omega^2] L_A \omega j - L_A T_1 \omega^2}{(R - L_B \omega^2)^2 + (T_1 \omega)^2} \\ G(j\omega) &= \frac{R_2[R - L_B \omega^2] - L_A T_1 \omega^2 + [(R - L_B \omega^2) L_A \omega - R_2 T_1 \omega] j}{(R - L_B \omega^2)^2 + (T_1 \omega)^2} \end{aligned}$$

O parâmetro $\gamma(\omega) = |G(j\omega)|$ irá relacionar tensão e corrente.

$$|G(j\omega)| = \gamma(\omega) = \frac{\sqrt{(R_2[R - L_B \omega^2] - L_A T_1 \omega^2)^2 + ((R - L_B \omega^2) L_A \omega - R_2 T_1 \omega)^2}}{(R - L_B \omega^2)^2 + (T_1 \omega)^2} \quad (6.76)$$

As equações 6.68 e 6.69 dependem das variáveis de controle I_x e I_y que são as amplitudes das correntes diferenciais i_x e i_y . Estas correntes diferenciais podem ser injetadas diretamente nas bobinas ou então elas podem ser consequências das tensões diferenciais v_x e v_y impostas às bobinas. As amplitudes destas tensões diferenciais v_x e v_y são V_x e V_y . Como $i(s) = G(s)V(s)$ podemos dizer que $I_x = |G(j\omega)|V_x$ ou então $I_x = \gamma V_x$ logo 6.68 e 6.69 podem ser reescritas em termos de V_x e V_y :

$$f_x = 2k_p x + k_i [1 - \cos(2\omega t + 2\beta)] \gamma V_x \quad (6.77)$$

$$f_y = 2k_p y + k_i [1 - \cos(2\omega t + 2\beta)] \gamma V_y \quad (6.78)$$

As amplitudes V_x e V_y das tensões diferenciais v_x e v_y são agora as novas variáveis de controle. Como γ é uma constante, para valores de regime, podemos considerar que $K_I = k_i \gamma$ logo, as novas equações para as forças radiais ficam:

$$f_x = 2k_p x + K_I [1 - \cos(2\omega t + 2\beta)] V_x \quad (6.79)$$

$$f_y = 2k_p y + K_I [1 - \cos(2\omega t + 2\beta)] V_y \quad (6.80)$$

O desenvolvimento matemático anterior mostra que é possível determinar um parâmetro γ que relacione tensão e corrente quando consideramos o sistema operando em regime permanente. É necessário verificar se este parâmetro γ pode ser utilizado para outros pontos de operação do sistema. Para tal apresentaremos no capítulo seguinte uma análise mecânica do mancal-motor bem como um série de resultados de simulações, baseados no desenvolvimento deste capítulo, que nos darão a possibilidade de verificar, por comparação com o controle por corrente, se o controle por tensão apresenta desempenho satisfatório.

Capítulo 7

Modelo mecânico

A análise dinâmica do rotor é baseada em procedimentos padronizados. O mesmo sistema de referências geral e a mesma nomenclatura de [3], [22] e [6], vistos na figura 7.1, serão utilizados.

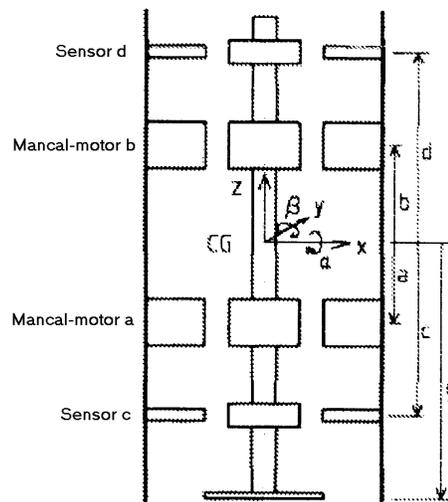


Figura 7.1: Representação esquemática da levitação do rotor

Os deslocamentos lineares e angulares do centro de gravidade do rotor, no plano horizontal, formam o vetor z . Os índices a e b são usados no vetor z_B , que contém os deslocamentos lineares na posição dos mancais. Os índices c e d são usados no vetor z_S , que contém os deslocamentos lineares na posição

dos sensores.

$$z = \begin{bmatrix} x \\ \beta \\ y \\ -\alpha \end{bmatrix}; z_B = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ y_a \\ y_b \end{bmatrix}; z_S = \begin{bmatrix} x_c \\ x_d \\ y_c \\ y_d \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

As amplitudes das tensões diferenciais são as variáveis de controle:

$$u = \begin{bmatrix} V_{ax} \\ V_{bx} \\ V_{ay} \\ V_{by} \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

onde os índices a e b , como já mencionado, denotam cada um dos dois mancais-motores e, x e y as direções nas quais a tensão diferencial atua. Desta forma, podemos reescrever as equações 6.79 e 6.80 considerando agora o mancal-motor superior b e o inferior a . Logo:

$$\begin{aligned} f_{ax} &= 2k_{pa}x_a + K_{Ia}[1 - \cos 2\omega t]v_{ax} \\ f_{bx} &= 2k_{pb}x_b + K_{Ib}[1 - \cos 2\omega t]v_{bx} \\ f_{ay} &= 2k_{pa}y_a + K_{Ia}[1 - \cos 2\omega t]v_{ay} \\ f_{by} &= 2k_{pb}y_b + K_{Ib}[1 - \cos 2\omega t]v_{by} \end{aligned}$$

É bom notar que a defasagem β foi abandonada. Definindo

$$K_z = 2diag \{k_{pa}, k_{pb}, k_{pa}, k_{pb}\}$$

$$K_u = diag \{K_{Ia}, K_{Ib}, K_{Ia}, K_{Ib}\}$$

e

$$K_u^t = (1 - \cos 2\omega t)K_u = (1 - \cos 2\omega t)diag \{K_{Ia}, K_{Ib}, K_{Ia}, K_{Ib}\} \quad (7.3)$$

é possível reescrever as forças restauradoras dos mancais como sendo

$$\begin{bmatrix} f_{ax} & f_{bx} & f_{ay} & f_{by} \end{bmatrix}^T = f_B = K_z z_B + K_u^t u \quad (7.4)$$

As matrizes K_z e K_u^t não são constantes, uma vez que ambas dependem de α , onde $\alpha = \alpha(\sigma, \omega)$ e K_u^t depende também de t . Estas forças podem ser reduzidas em termos de forças f e momentos p atuando no centro de massa do rotor através da transformação abaixo.

$$f_1 = T_C f_B \quad \text{onde} \quad f_1 = \begin{bmatrix} f_{1x} \\ p_{1y} \\ f_{1y} \\ -p_{1x} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad T_C = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ a & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & a & b \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

As componentes de deslocamento radial na parte inferior do rotor podem ser relacionadas ao centro de massa por:

$$x_g = x + g\beta \quad (7.6)$$

$$y_g = y - g\alpha \quad (7.7)$$

Na parte inferior do rotor, cota g pela 7.1, existe um suporte cuja principal função é impedir os deslocamentos verticais do conjunto. Este mancal axial também afeta os movimentos radiais. Definindo K_h como sua rigidez axial podemos descrever as forças geradas da seguinte maneira:

$$f_{2x} = -K_h x_g \quad (7.8)$$

$$f_{2y} = -K_h y_g \quad (7.9)$$

Os momentos gerados por estas forças em relação ao centro de massa do rotor serão dados por:

$$p_{2y} = g f_{2x} \quad (7.10)$$

$$-p_{2x} = g f_{2y} \quad (7.11)$$

Substituindo as equações 7.6 e 7.7 nas equações 7.8 e 7.9 e posteriormente nas equações 7.10 e 7.11 podemos, rearranjando as equações para forma matricial, escrever que:

$$f_2 = -S z \quad \text{onde} \quad f_2 = \begin{bmatrix} f_{2x} \\ p_{2y} \\ f_{2y} \\ -p_{2x} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad S = K_h \begin{bmatrix} 1 & g & 0 & 0 \\ g & g^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & g \\ 0 & 0 & g & g^2 \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

O mancal axial também tem um efeito de amortecimento, gerando forças e momentos que dependem das velocidades. Reduzindo este efeito ao centro de gravidade temos:

$$f_3 = -C\dot{z} \quad \text{onde} \quad f_3 = \begin{bmatrix} f_{3x} \\ p_{3y} \\ f_{3y} \\ -p_{3x} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C = C_h \begin{bmatrix} 1 & g & 0 & 0 \\ g & g^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & g \\ 0 & 0 & g & g^2 \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

Neste ponto será necessário definir algumas matrizes de transformação:

$$z = T_B z_B \quad \text{onde} \quad T_B = \frac{1}{b-a} \begin{bmatrix} b & -a & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

e

$$z_S = T_D z \quad \text{onde} \quad T_D = \begin{bmatrix} 1 & c & 0 & 0 \\ 1 & d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & c \\ 0 & 0 & 1 & d \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

A substituição de 7.14 em 7.15 nos leva a outra transformação dada por:

$$z_S = T_S z_B \quad \text{onde} \quad T_S = T_D T_B \quad (7.16)$$

A equação dinâmica do rotor poderá ser escrita agora como:

$$M\ddot{z} + G\dot{z} = f_1 + f_2 + f_3 \quad (7.17)$$

onde as matrizes de inércia e giroscópica são mostradas abaixo.

$$M = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{yy} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{zz}\omega_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_{zz}\omega_r & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

onde m é a massa do rotor e I_{xx} , I_{yy} e I_{zz} são os momentos de inércia e ω_r é a velocidade angular.

Considerando 7.4, 7.5, 7.12 e 7.13 em 7.17 e multiplicando à esquerda pela transposta de T_s leva a uma equação dinâmica em termos dos deslocamentos sobre o mancal-motor. Logo:

$$M_B \ddot{z}_B + (G_B + C_B) \dot{z}_B + (S_B - K_z) z_B = K_u^t u \quad (7.19)$$

onde

$$M_B = T_B' M T_B \quad (7.20)$$

$$G_B = T_B' G T_B \quad (7.21)$$

$$S_B = T_B' S T_B \quad (7.22)$$

$$C_B = T_B' C T_B \quad (7.23)$$

Usando a transformação 7.15 e multiplicando à esquerda por T_s a equação 7.19, a equação dinâmica poderá agora ser escrita em função dos sensores de deslocamento:

$$M_s \ddot{z}_s + (G_s + C_s) \dot{z}_s + (S_s - K_s) z_s = T_s K_u^t u \quad (7.24)$$

onde

$$M_s = T_s M_B T_s^{-1} \quad (7.25)$$

$$G_s = T_s G_B T_s^{-1} \quad (7.26)$$

$$S_s = T_s S_B T_s^{-1} \quad (7.27)$$

$$C_s = T_s C_B T_s^{-1} \quad (7.28)$$

$$K_s = T_s K_z T_s^{-1} \quad (7.29)$$

Pode ser visto na equação 7.24 que a matriz de rigidez S_s bem como C_s , associadas ao mancal axial tendem a estabilizar o sistema, enquanto, ao contrário, a matriz K_s , associada ao mancal-motor é precedida por um sinal negativo requerendo um controle ativo.

Capítulo 8

Controle

8.1 Controlando a posição do rotor

Definindo o vetor de estados

$$x = \begin{bmatrix} z_s \\ \dot{z}_s \end{bmatrix} = [x_c \ x_d \ y_c \ y_d \ \dot{x}_c \ \dot{x}_d \ \dot{y}_c \ \dot{y}_d]^T \quad (8.1)$$

é possível transformar a equação 7.24 para forma canônica, ou seja:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \Gamma(t)u(t) \quad (8.2)$$

onde A é uma matriz (8×8) e $\Gamma(t)$ é uma matriz (8×4) dadas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad e \quad \Gamma(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ \Gamma_2(t) \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

onde

$$A_{21} = M_s^{-1}(K_s - S_s) \quad (8.4)$$

$$A_{22} = -M_s^{-1}(G_s + C_s) \quad (8.5)$$

$$\Gamma_2(t) = M_s^{-1}T_s K_u^t \quad (8.6)$$

As matrizes K_u^t e K_s definidas em 7.3 e 7.29, respectivamente, dependem de K_z , a qual depende dos parâmetros ω e σ como já indicado.

A matriz G_s , definida na equação 7.26, depende da matriz G , a qual depende da velocidade angular do rotor ω_r . Isto significa que as matrizes A_{21} e A_{22} podem ser consideradas matrizes constantes somente para condições de regime permanente. A definição de K_u^t nos leva a $\Gamma_2(t) = M_s^{-1}T_s K_u(1 - \cos 2\omega t)$ e um modelo linear pode ser escrito para o funcionamento em regime do sistema:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(1 - \cos 2\omega t)u(t) \quad (8.7)$$

$$= Ax(t) + Bu(t) - Bu(t)\cos 2\omega t \quad (8.8)$$

onde

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad \text{com} \quad B_2 = M_s^{-1}T_s K_u \quad (8.9)$$

Nós podemos considerar este sistema como um sistema linear invariante no tempo com um sinal de distúrbio dado pela modulação por $\cos 2\omega t$ da própria entrada u .

O aspecto mais importante da abordagem de posicionamento do rotor por meio de um mancal-motor é o termo harmônico que aparece na equação 8.8. Os mancais magnéticos tradicionais utilizam correntes DC como variáveis de controle, porém se utilizamos as forças de relutância em motores AC para finalidade de posicionamento, o preço a ser pago será o aparecimento de sinais de distúrbio de alta frequência.

É bastante razoável esperar que o sistema mecânico, que possui uma inércia bastante acentuada, se apresente como um filtro passa-baixa. Neste caso as frequências em $\cos 2\omega t$ serão absorvidas pela massa gerando, desta maneira, um modelo simples sem a presença de distúrbios harmônicos. As simulações realizadas mostram que isto realmente acontece, o que nos permite substituir o modelo descrito na equação 8.8 pelo modelo tradicional descrito abaixo:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (8.10)$$

onde A e B são as matrizes que já foram descritas.

8.2 Escolhendo uma lei de controle

Muitos esquemas de controle estão disponíveis para modelos descritos por equações como a mostrada em 8.10. Por exemplo, se desejamos um controle ótimo baseado na teoria do regulador linear quadrático (LQR) a solução será dada por uma realimentação de estados.

$$u(t) = F^*x(t) \quad (8.11)$$

Após a escolha das matrizes de ponderação Q e R e a solução da equação algébrica de Riccati podemos encontrar uma solução ótima F^* através de um procedimento tradicional. A desvantagem desta estratégia é o fato de a

matriz F^* (4×8) ser uma matriz cheia o que resulta em um grande processamento computacional para o algoritmo de controle. Entretanto, é possível obter uma simplificação impondo uma estrutura esparsa para a matriz F^* , como mostrado abaixo.

$$F_d^* = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & 0 & 0 & d_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_2 & 0 & 0 & 0 & d_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_3 & 0 & 0 & 0 & d_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_4 & 0 & 0 & 0 & d_4 \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

Esta matriz permite uma estrutura de controle descentralizada, na qual as quatro variáveis de controle podem ser tratadas independentemente. Considerando que cada variável de controle depende somente da posição e de sua derivada podemos chamar este esquema de controle PD ótimo descentralizado.

A teoria LQR tradicional foi adaptada para o caso da restrição descentralizada. Neste caso chamaremos de problema LQRd, o qual procura uma estrutura descentralizada, como a mostrada em 8.12, que seja capaz de minimizar o mesmo índice de desempenho do caso centralizado. Mais detalhes podem ser encontrados em [3], [6], e [7].

O sistema original poderá ser particionado em quatro subsistemas sendo o primeiro deles associado à direção x inferior, os estados e as variáveis de entrada são:

$$x_1 = \begin{bmatrix} x_c \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = C_1 x \quad \text{com} \quad C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; u_1 = V_{ax} \quad (8.13)$$

As demais direções, x superior, y inferior e y superior são respectivamente:

$$x_2 = \begin{bmatrix} x_d \\ \dot{x}_d \end{bmatrix} = C_2 x \quad \text{com} \quad C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; u_2 = V_{bx} \quad (8.14)$$

$$x_3 = \begin{bmatrix} y_c \\ \dot{y}_c \end{bmatrix} = C_3 x \quad \text{com} \quad C_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; u_3 = V_{ay} \quad (8.15)$$

$$x_4 = \begin{bmatrix} y_d \\ \dot{y}_d \end{bmatrix} = C_4 x \quad \text{com} \quad C_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; u_4 = V_{by} \quad (8.16)$$

Sabendo que B_i denota a i -ésima coluna de B o modelo em malha aberta poderá ser reescrito como:

$$\dot{x} = Ax + B_1u_1 + B_2u_2 + B_3u_3 + B_4u_4 = Ax + \sum_{i=1}^4 B_iu_i \quad (8.17)$$

Na estrutura descentralizada, as entradas de cada subsistema dependem somente dos estados daquele subsistema: $u_i = F_i x_i$ para $i = 1, 2, 3, 4$. Com isto temos.

$$u = \begin{bmatrix} F_1x_1 \\ F_2x_2 \\ F_3x_3 \\ F_4x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1C_1 \\ F_2C_2 \\ F_3C_3 \\ F_4C_4 \end{bmatrix} x = Fx \quad (8.18)$$

É fácil verificar que a F mostrada acima tem exatamente a estrutura descentralizada proposta em 8.12. A lei de controle deve minimizar um índice LQR tradicional onde a matriz de ponderação para as variáveis de entrada deve ser uma matriz diagonal: $R = \text{diag}\{r_1, r_2, r_3, r_4\}$. O problema LQRd pode ser formulado como

Encontrar F , que satisfaça a equação 8.18 e tal que a lei de controle $u = Fx$ minimize o índice de desempenho

$$J(u) = \int_0^\infty \left[x'(t)Qx(t) + \sum_{i=1}^4 u_i'(t)r_iu_i(t) \right] dt \quad (8.19)$$

Para a matriz descentralizada F a dinâmica de malha fechada será dada por:

$$A_0 = A + \sum_{i=1}^4 B_iF_iC_i \quad e \quad \phi(t) = e^{A_0t} \quad (8.20)$$

onde ϕ é a matriz de transição de estados. As informações sobre as condições iniciais x_0 e a trajetória de estados podem ser armazenadas nas matrizes

$$X_0 = x_0x_0' \quad e \quad X = \int_0^\infty x(t)x'(t)dt = \int_0^\infty \phi(t)X_0\phi'(t)dt \quad (8.21)$$

Maiores detalhes sobre estes desenvolvimentos podem ser encontrados em [3]

O índice de desempenho pode ser expresso em termos do estado inicial por $J = x_0' P x_0$ com

$$P = \int_0^\infty \left[\phi'(t) \left(Q + \sum_{i=1}^4 C_i' r_i F_i C_i \right) \phi(t) \right] \quad (8.22)$$

O principal resultado é

Teorema 1 *Se F é única solução para o problema LQRd — F satisfaz 8.18 e minimiza 8.19 — então*

$$r_i F_i C_i X C_i' + B_i' P X C_i' = 0 \quad \forall \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (8.23)$$

$$A_0 X + X A_0' + X_0 = 0 \quad (8.24)$$

$$A_0' P + P A_0 + Q + \sum_{i=0}^4 C_i' F_i' r_i F_i C_i = 0 \quad (8.25)$$

Estas são condições necessárias como as condições para o caso clássico centralizado. A diferença, neste caso, é que é bastante complicado encontrar a solução F_i a partir destas condições.

Se as equações 8.24 e 8.25 possuem solução, seus resultados X e P podem ser substituídos em 8.24 para determinação de F_i . Porém, 8.24 e 8.25 dependem de A_0 , o qual depende de F_i , o qual depende de P e X , os quais dependem de A_0 . Uma solução algorítmica é requerida neste caso. Porém, antes de apresentarmos esta solução, podemos dizer que se o sistema for decomposto em apenas um subsistema nós teremos $u_1 = u, x_1 = x, C_1 = I$, etc., e as condições ficam reduzidas a

$$R F X = -B' P X \quad (8.26)$$

$$A_0 X + X A_0' + X_0 = 0 \quad (8.27)$$

$$A_0' P + P A_0 + Q + F' R F = 0 \quad (8.28)$$

onde podemos reconhecer as condições centralizadas tradicionais.

8.3 Algoritmo para o problema LQRd

Conforme a equação 8.18 cada F descentralizada pode ser associada a uma matriz local F_i : $F \leftrightarrow \{F_1, F_2, F_3, F_4\}$. A lei de controle descentralizada é chamada estabilizadora descentralizada se $A_0 = A + B \sum_{i=1}^4 B_i F_i$ tiver todos os seus autovalores na região estável do plano complexo.

Passo genérico para o algoritmo LQRd

1. $F^i = \{F_1^i, F_2^i, F_3^i, F_4^i\}$ estabilizadora descentralizada
2. $A_0^i = A + \sum_{k=1}^4 B_k F_k^i$
3. A_0^i, X_0 na equação 8.24 $\rightarrow X^i$
4. A_0^i, Q, F^i, R na equação 8.25 $\rightarrow P^i$
5. P^i, X^i na equação 8.23 $\rightarrow F^{i+1}$
6. $F^{i+1} - F^i = \Delta^i$
7. sendo Δ^i pequeno então fim
8. senão $F^i = F^{i+1}$ retorna ao passo 2.

As equações 8.24 e 8.25 são equações de Lyapunov. Como sabemos [23] o resultado para elas será: dadas as matrizes M e N , quadradas, então $\forall N > 0$, a equação $MX + XM' + N = 0$ terá solução única se e somente se M for estável. No presente caso A_0^i sempre satisfaz a condição.

É bastante claro que o algoritmo necessita partir de um estabilizador inicial. O resultado de uma interação do algoritmo, F^{i+1} , será um estabilizador e deverá ser utilizado na próxima interação, contudo, qual deverá ser o estabilizador do primeiro passo ? Um procedimento possível é iniciar o processo com uma F estabilizadora, não necessariamente uma descentralizada. A escolha natural seria $F^0 = F^*$, ou seja, a solução LQR do caso centralizado. A execução do algoritmo irá impor uma estrutura descentralizada para F^i .

8.4 Simulações

Os valores numéricos utilizados no modelo de simulação estão em conformidade com o sistema métrico internacional. Os seguintes parâmetro geométricos e inerciais do rotor foram obtidos por medidas experimentais:

- $a = -68 \times 10^{-3}$
- $b = 82.8 \times 10^{-3}$
- $c = -148.0 \times 10^{-3}$
- $d = 163.0 \times 10^{-3}$

- $g = -218.0 \times 10^{-3}$
- $m = 4.91$
- $I_{xx} = I_{yy} = 50.30 \times 10^{-3}$
- $I_{zz} = 2.26 \times 10^{-3}$

A rigidez e o amortecimento são necessários nas equações 7.12 e 7.13 respectivamente e foram medidos.

- $K_h = 1368$
- $C_h = 2.89$

O número equivalente de espiras pode ser obtido por $n_e = \gamma_e n$. Usando o resultado [2], onde uma máquina com geometria extremamente similar foi analisada pelo método dos elementos finitos, obtivemos $\gamma_e = 0.6$. O número total de espiras em cada pólo pode ser obtido da figura 6.3: $n = 3 \times 55 = 165$, donde $n_e = 99$.

O gap é definido em função da distância nominal e da área: $h = 0.4 \times 10^{-3}$ e $A = 3.734 \times 10^{-3}$; a corrente de base é $I_0 = 1.17$ e $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$. As partes constantes k_p e k_i podem ser determinadas através das equações 6.64 e 6.65, estes parâmetros serão utilizados nas matrizes K_z e K_u^t na equação 7.4.

Alguns parâmetros elétricos foram medidos conforme a figura 6.5:

- $R_1 = 3\Omega$
- $R_2 = 13.97\Omega$
- $L_1 = 17 \times 10^{-3}H$
- $L_2 = 34.24 \times 10^{-3}H$
- $L_m = 350.43 \times 10^{-3}H$

As constantes k_p e k_i dependem de α^2 . Como foi mostrado no capítulo 7, $K_I = k_i \gamma$ onde γ é o parâmetro que relaciona tensão e corrente. Desta forma é fácil perceber que K_I também depende de α^2 . Uma característica importante dos parâmetros k_p e K_I é que eles variam muito em função da variação de α quando o motor acelera do repuso ($\sigma = 1$) até a velocidade de regime ($\sigma = 0,05$). Quando uma lei de controle como a que foi descrita nas equações 8.8 e 8.10 assume que as matrizes são constantes é necessário tomar um

certo cuidado neste ponto. Uma lei calculada para um determinado ponto de operação (ω_1, σ_1) irá funcionar em um outro ponto (ω_2, σ_2) ou será necessário recalculá-la para as novas condições? Uma mesma lei de controle que mantenha o rotor posicionado quando ele acelera do repouso até a velocidade de regime é extremamente desejável.

8.4.1 Modelo e resultados de simulações

Todas as simulações consideram a condição inicial dada por:

$$x_0 = 10^{-4}[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]'$$

Para a condição de operação dada por $\omega = 240\pi$, correspondente a $f = 120\text{Hz}$ e $\sigma = 0.05$, o que significa uma velocidade do rotor de $\omega_r = 0.95\omega/2 = 114\pi$ (lembrando que são dois pares de pólos), as matrizes centralizada e descentralizada da solução ótima são dadas por:

$$F^* = \begin{bmatrix} -8684 & -2986 & -26 & 30 & -16 & -03 & 00 & 00 \\ -3034 & -8677 & 26 & -30 & -03 & -14 & 00 & 00 \\ 27 & -27 & -8684 & -2986 & 00 & 00 & -16 & -03 \\ 29 & -29 & 3034 & 8677 & 00 & 00 & 03 & 14 \end{bmatrix}$$

$$F_d^* = \begin{bmatrix} -11002 & 00 & 00 & 00 & -22 & 00 & 00 & 00 \\ 00 & -11328 & 00 & 00 & 00 & -22 & 00 & 00 \\ 00 & 00 & -11002 & 00 & 00 & 00 & -22 & 00 \\ 00 & 00 & 00 & -11328 & 00 & 00 & 00 & -22 \end{bmatrix}$$

Apresentaremos agora alguns resultados das simulações considerando um sistema com controle por corrente e um outro com controle por tensão para que os resultados possam ser comparados em termos de desempenho. Como a escolha de um tipo de controle ou o outro influencia diretamente as matrizes do sistema é necessário recalculá-las as matrizes A , B e C bem como as matrizes de realimentação F^* para o caso centralizado e F_d^* para o caso descentralizado. Mostraremos somente $x_1 = x_c$ e $x_2 = x_d$ nos gráficos para efeito de simplificação dos desenhos.

As matrizes acima foram calculadas para um controle por corrente as suas equivalentes no controle por tensão são dadas por:

$$F^* = 10^6 \times \begin{bmatrix} 1,5250 & 0,5244 & 0,0046 & -0,0053 & 0,0028 & 0,0006 & 0,0000 & 0,0000 \\ 0,5329 & 1,5238 & -0,0047 & 0,0053 & 0,0006 & 0,0026 & 0,0000 & 0,0000 \\ -0,0048 & 0,0048 & 1,5249 & 0,5244 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0028 & 0,0006 \\ 0,0051 & -0,0052 & 0,5329 & 1,5238 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0006 & 0,0026 \end{bmatrix}$$

$$F_d^* = 10^6 \times \begin{bmatrix} 1,9319 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0038 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & -1,9892 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0038 & 0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0000 & -1,9319 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0038 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -1,9892 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0038 \end{bmatrix}$$

A figura 8.1 mostra o resultado para uma frequência de operação igual a 60 Hz, escorregamento 0.05, sem distúrbio harmônico e controle por corrente descentralizado. O deslocamento inicial é feito em X_d e tem valor igual a 0,1 mm.

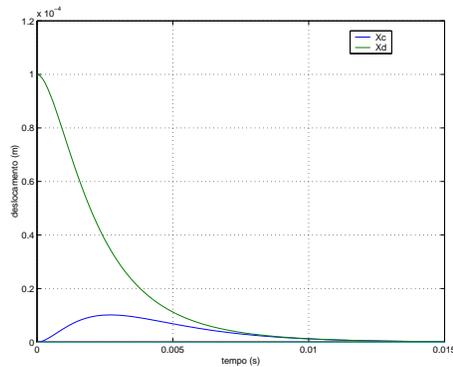


Figura 8.1: Deslocamentos para 60 Hz, $\sigma = 0.05$

No gráfico da figura 8.2 podemos acompanhar a variação das amplitudes das correntes de controle.

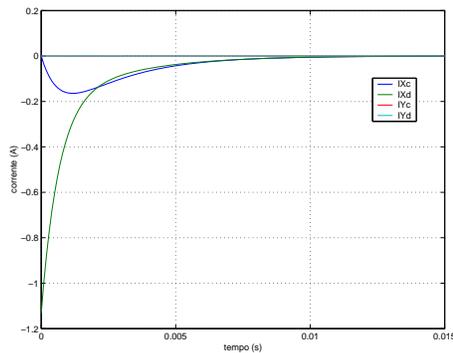


Figura 8.2: Amplitudes das correntes de controle para o caso da fig. 8.1

Na figura 8.3 mostraremos o caso para frequência de operação de 60 Hz, escorregamento de 0.05, com distúrbio harmônico e controle por corrente

descentralizado. Neste caso também foi estabelecido um deslocamento inicial em X_d com valor igual à 0,1 mm.

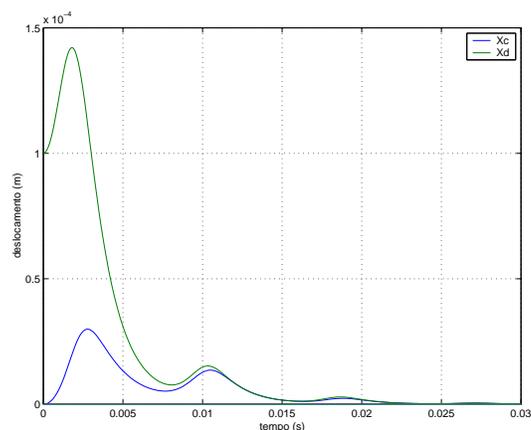


Figura 8.3: Deslocamentos para 60 Hz, $\sigma = 0.05$, com distúrbio

De forma análoga a anterior mostraremos na figura 8.4 as amplitudes das correntes de controle para o caso de presença de harmônicos.

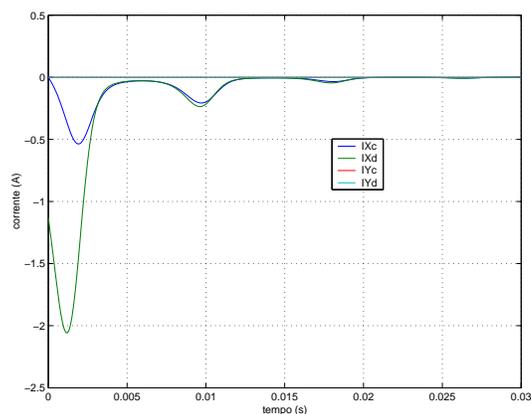


Figura 8.4: Amplitude das correntes para o caso da fig. 8.3

Podemos perceber que a presença do distúrbio harmônico não impede que o sistema se estabilize possibilitando a centralização do rotor.

Mostraremos agora, nas figuras 8.5 e 8.6 os mesmos resultados anteriores utilizando a nova abordagem do controle por tensão. Observaremos também as amplitudes das tensões de controle da mesma maneira que fizemos no caso anterior por corrente.

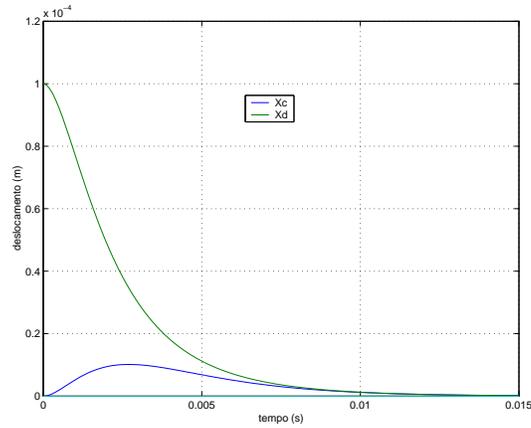


Figura 8.5: 60 Hz, $\sigma = 0.05$, sem distúrbio e controle descentralizado por tensão

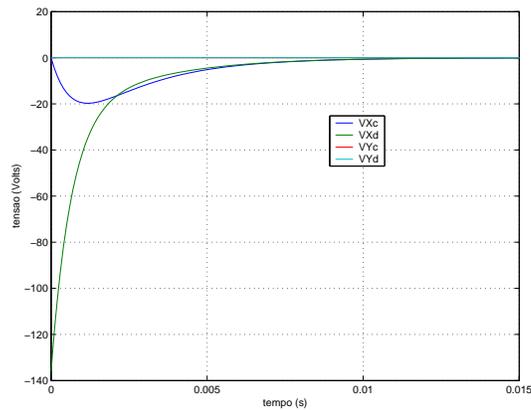


Figura 8.6: Amplitude das tensões de controle do caso da figura 8.5

Podemos perceber que o sistema controlado por tensão também foi capaz de estabilizar o rotor no centro. Em relação as variáveis de controle, chamamos a atenção para os novos valores encontrados, nos quais, podemos notar um pico de -140 volts.

Para o caso seguinte consideraremos os distúrbios harmônicos como no caso de controle por corrente.

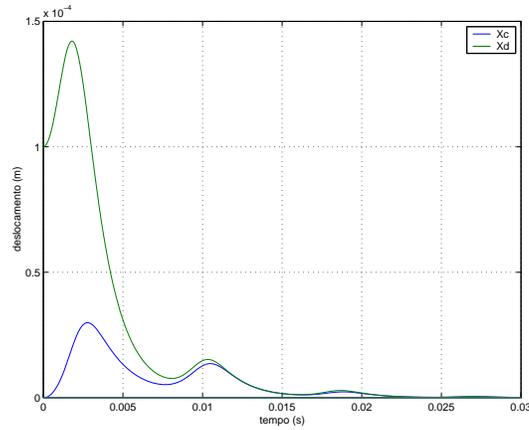


Figura 8.7: 60 Hz, $\sigma = 0.05$, com distúrbio e controle descentralizado por tensão

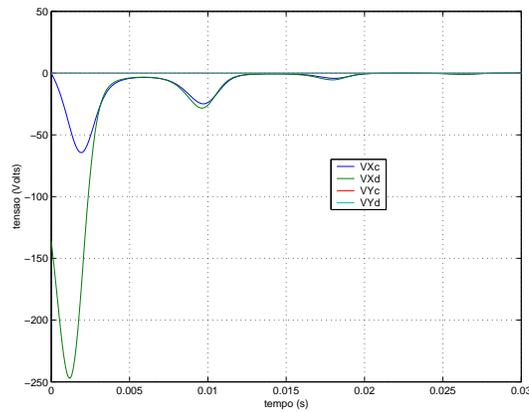


Figura 8.8: Amplitude das tensões de controle do caso da figura 8.7

Podemos notar nos gráficos anteriores que mesmo na presença de distúrbios harmônicos o controle por tensão foi capaz de gerar amplitudes de referência para as funções seno de controle de forma a permitir a centralização do rotor.

As figuras seguintes irão mostrar os resultados para as seguintes situações:

- 60 Hz com escorregamento $\sigma = 0.5$ e $\sigma = 1.0$
- 120 Hz com escorregamento $\sigma = 0.05$, $\sigma = 0.5$ e $\sigma = 1.0$

Caso para 60 Hz e $\sigma = 0.5$

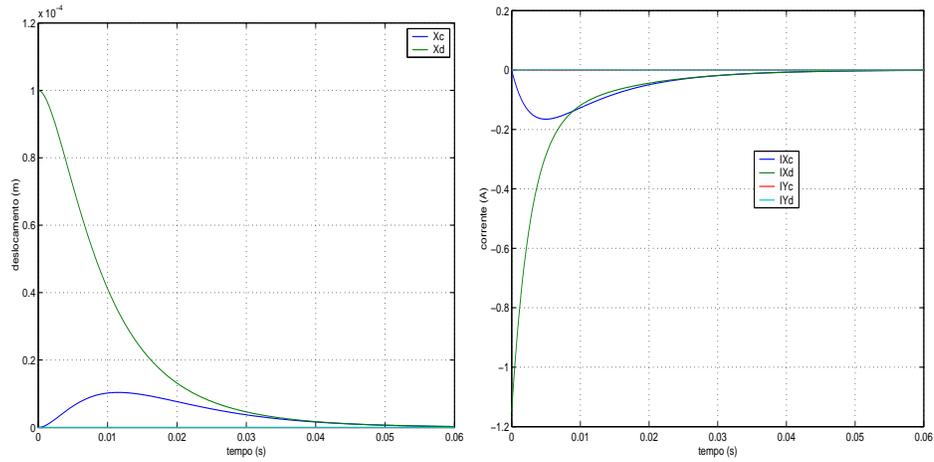


Figura 8.9: Controle por corrente sem distúrbio harmônico

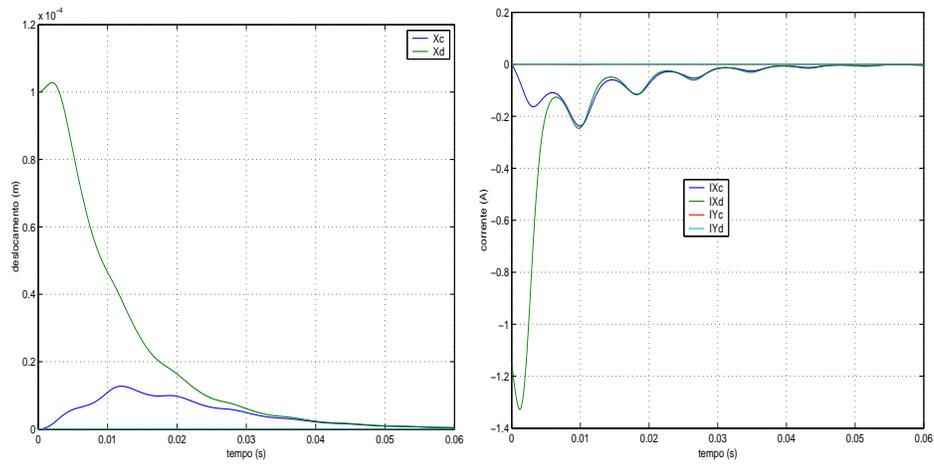


Figura 8.10: Controle por corrente com distúrbio harmônico

Caso para 60 Hz e $\sigma = 0.5$

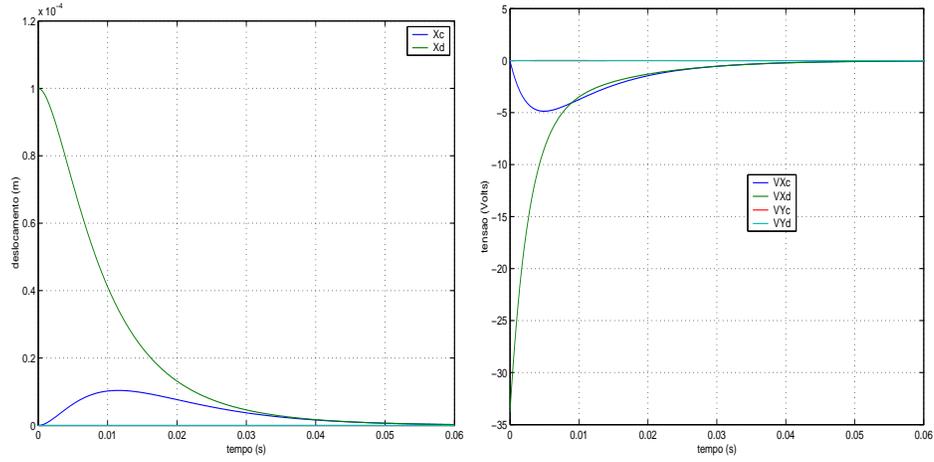


Figura 8.11: Controle por tensão sem distúrbio harmônico

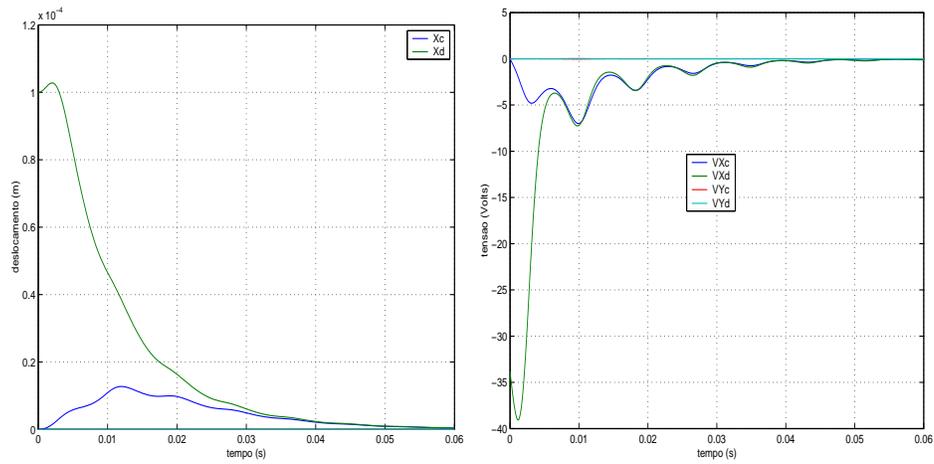


Figura 8.12: Controle por tensão com distúrbio harmônico

Caso para 60 Hz e $\sigma = 1.0$

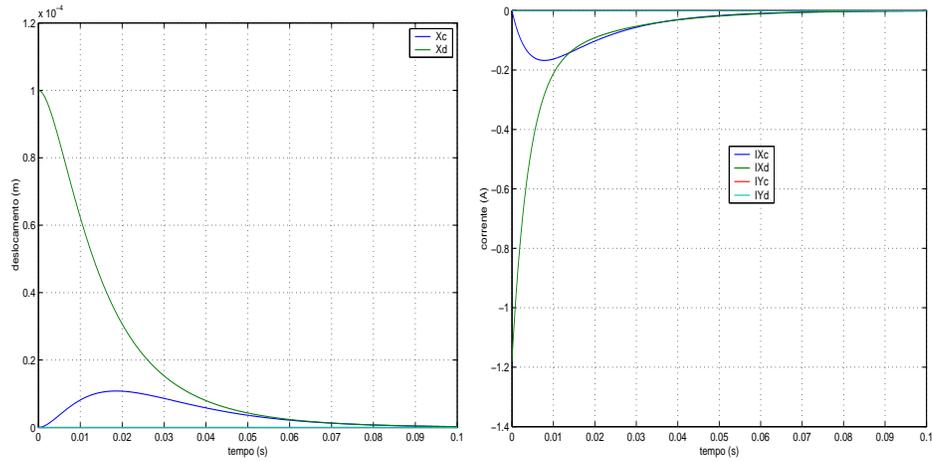


Figura 8.13: Controle por corrente sem distúrbio harmônico

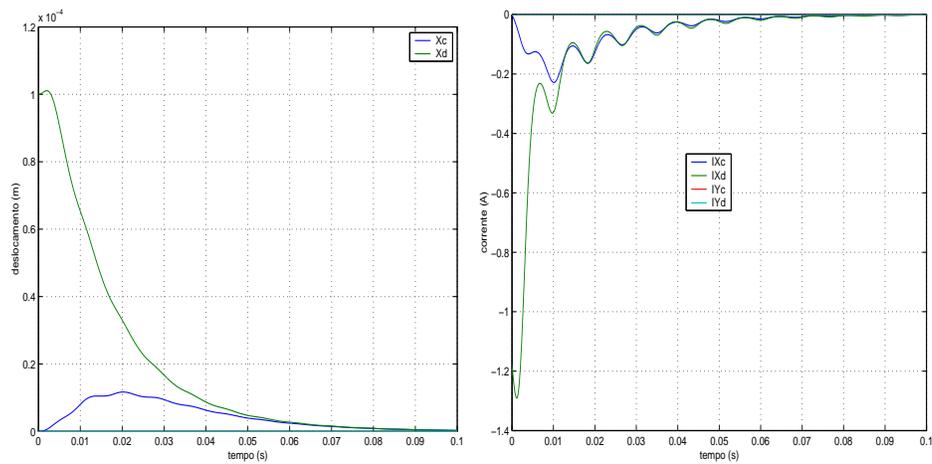


Figura 8.14: Controle por corrente com distúrbio harmônico

Caso para 60 Hz e $\sigma = 1.0$

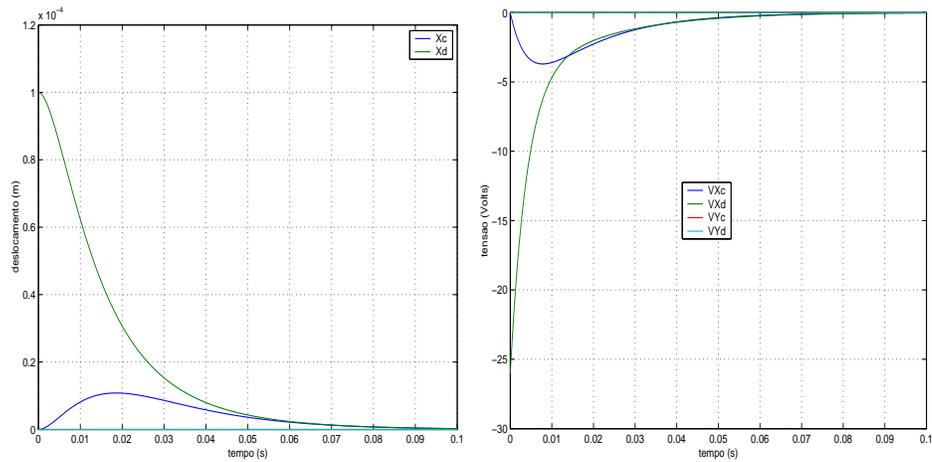


Figura 8.15: Controle por tensão sem distúrbio harmônico

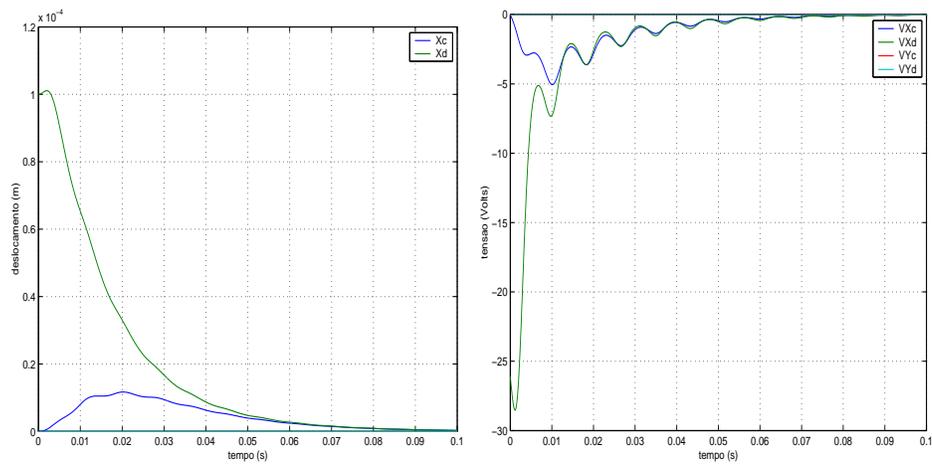


Figura 8.16: Controle por tensão com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 0.05$

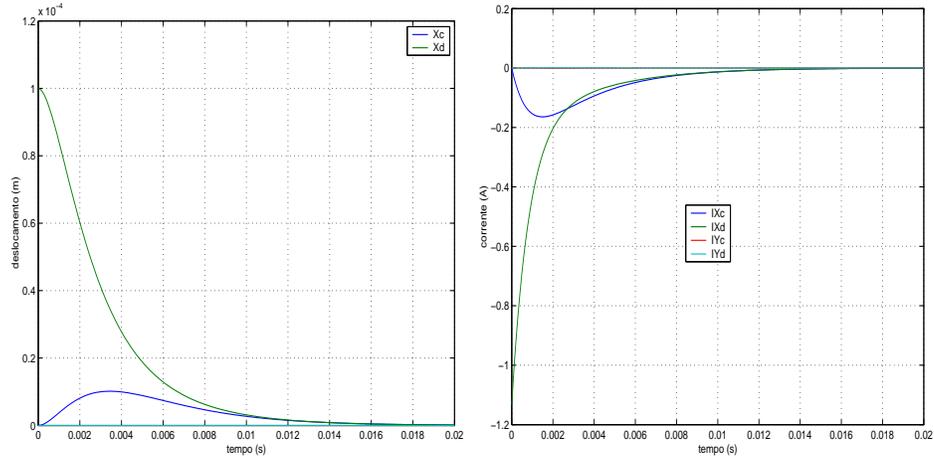


Figura 8.17: Controle por corrente sem distúrbio harmônico

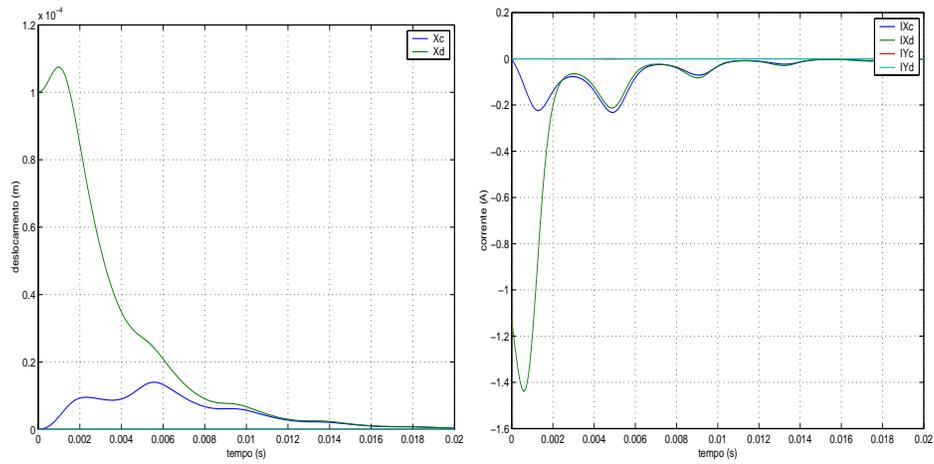


Figura 8.18: Controle por corrente com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 0.05$

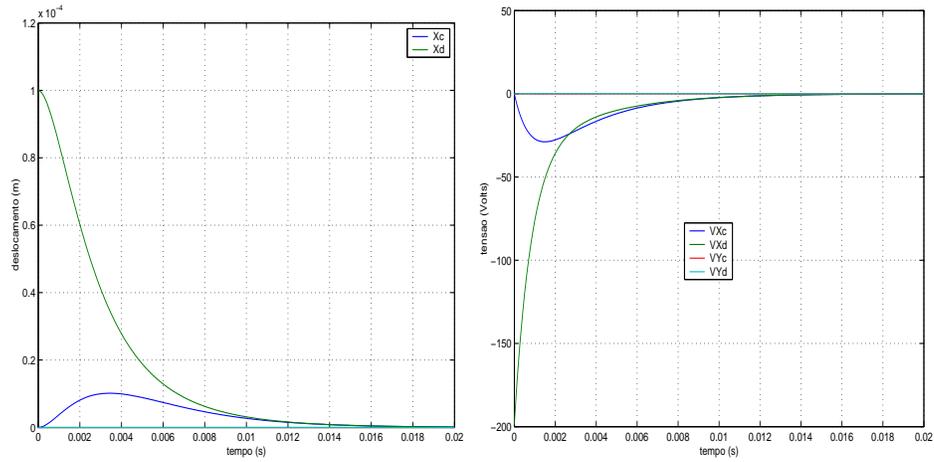


Figura 8.19: Controle por tensão sem distúrbio harmônico

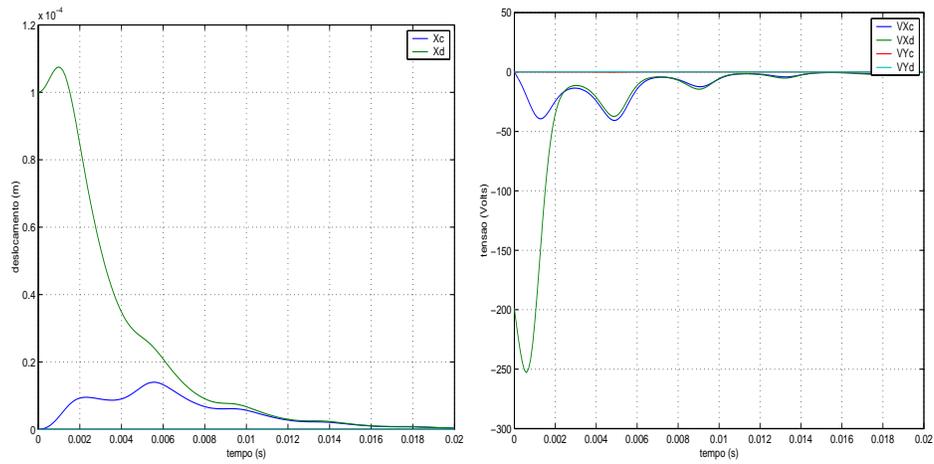


Figura 8.20: Controle por tensão com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 0.5$

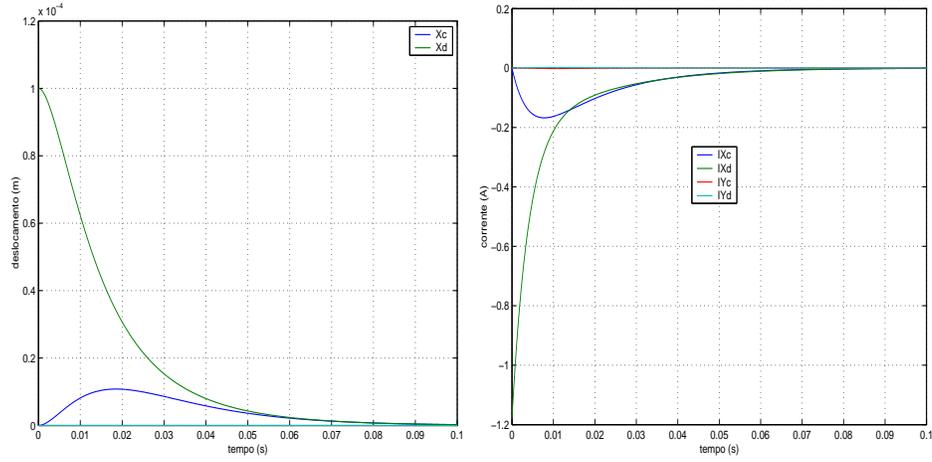


Figura 8.21: Controle por corrente sem distúrbio harmônico

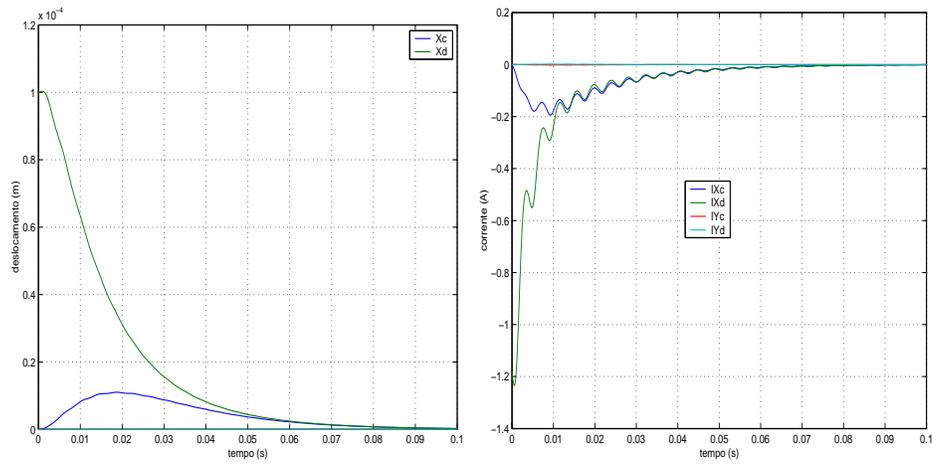


Figura 8.22: Controle por corrente com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 0.5$

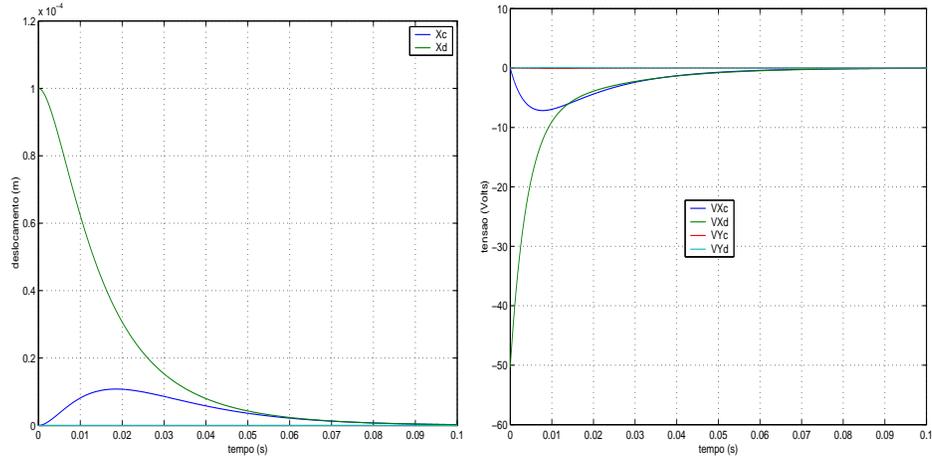


Figura 8.23: Controle por tensão sem distúrbio harmônico

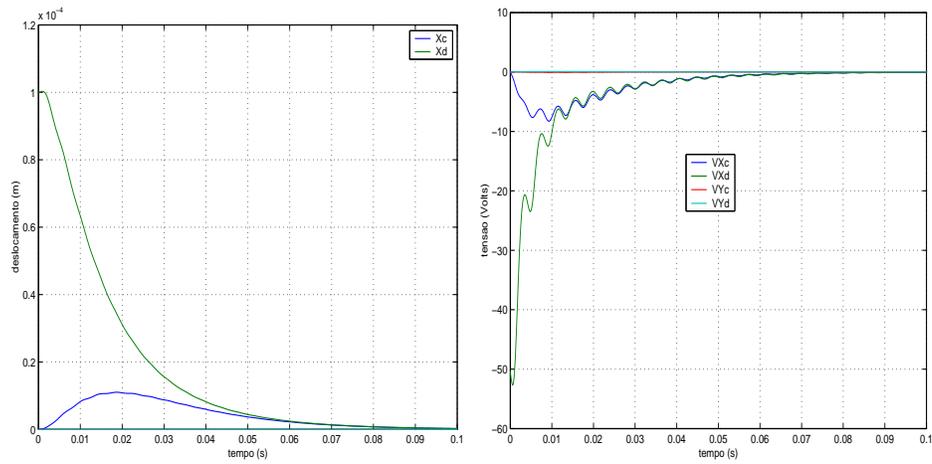


Figura 8.24: Controle por tensão com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 1.0$

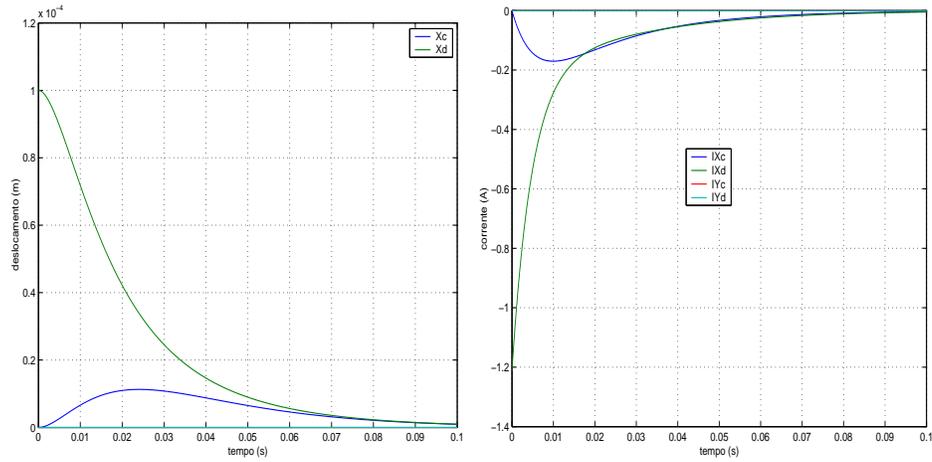


Figura 8.25: Controle por corrente sem distúrbio harmônico

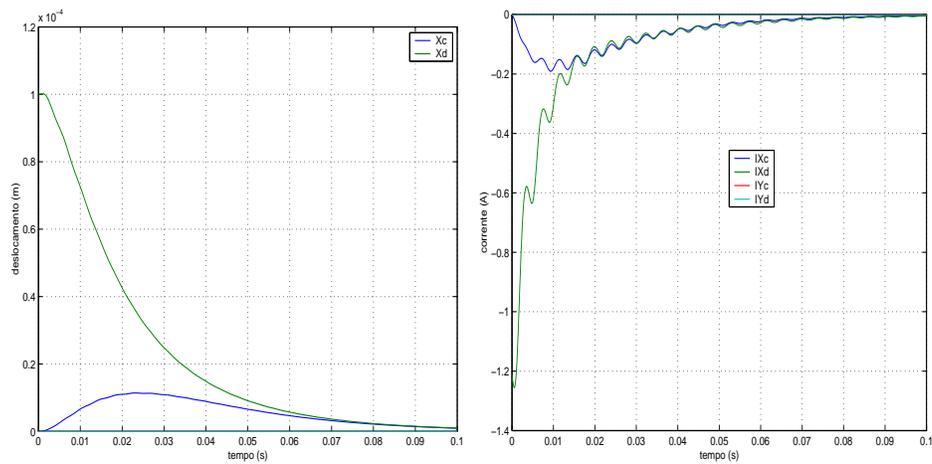


Figura 8.26: Controle por corrente com distúrbio harmônico

Caso para 120 Hz e $\sigma = 1.0$

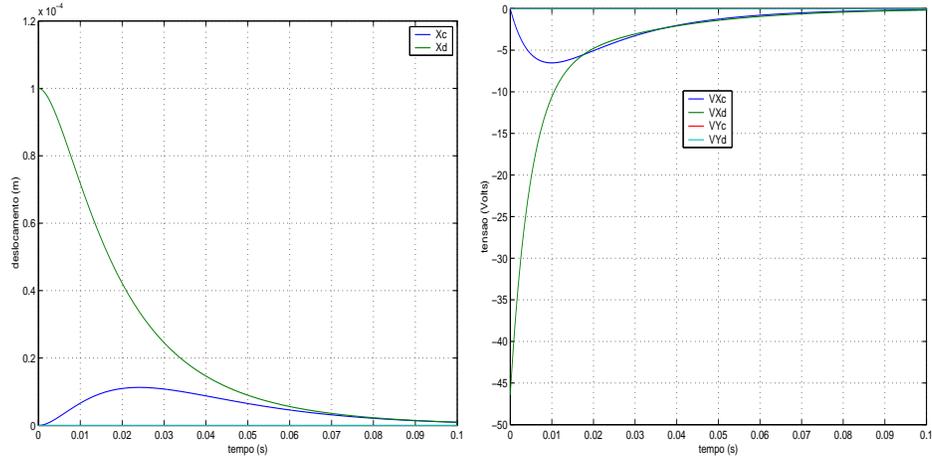


Figura 8.27: Controle por tensão sem distúrbio harmônico

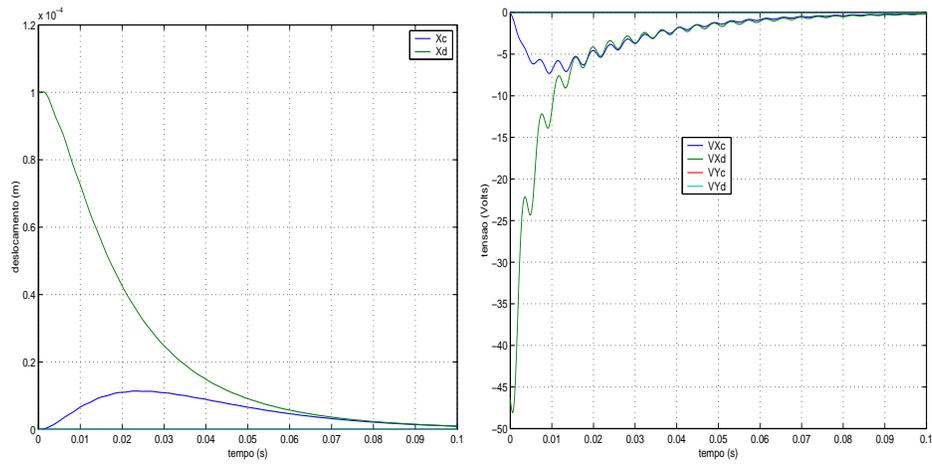


Figura 8.28: Controle por tensão com distúrbio harmônico

Os resultados das simulações mostram que o comportamento da planta é exatamente o mesmo independentemente da variável de controle utilizada (corrente ou tensão) o que nos leva a acreditar que deve ser este o comportamento no caso prático, entretanto, nas simulações foram calculadas várias matrizes de realimentação para cada um dos casos apresentados. Na prática não podemos calcular esta matriz em cada ponto de operação. Neste caso devemos investigar a possibilidade da matriz de um determinado ponto de operação servir em toda faixa de atuação. Para tal, partiremos do caso 60 Hz e $\sigma = 0.5$ e verificaremos como ficará o desempenho para outras frequências mais elevadas e outros valores de escorregamento. Os resultados para este ponto de operação já foram apresentados nas figuras 8.9 à 8.12. Tomando como base a matriz F_d^* da solução descentralizada, para o caso de controle por tensão, passaremos a observar o seu desempenho para outros valores de frequência e escorregamento.

$$F_d^* = \begin{bmatrix} -316120 & 00 & 00 & 00 & -2130 & 00 & 00 & 00 \\ 00 & -338330 & 00 & 00 & 00 & 00 & -2180 & 00 \\ 00 & 00 & -316120 & 00 & 00 & 00 & 00 & -2130 \\ 00 & 00 & 00 & -338330 & 00 & 00 & 00 & -2180 \end{bmatrix}$$

Mantendo a mesma frequência de operação e modificando apenas o valor do escorregamento para $\sigma = 0.05$ vamos ver se a matriz F_d^* acima consegue estabilizar o sistema:

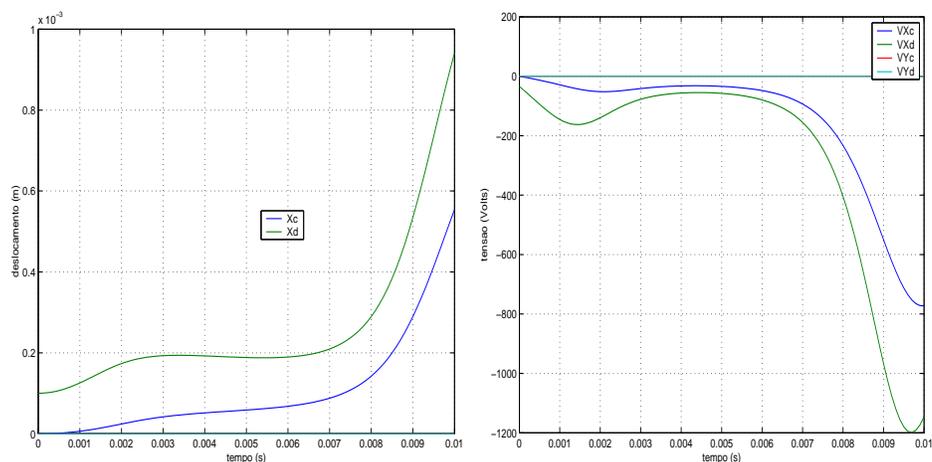


Figura 8.29: 60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* para $\sigma = 0.5$

Como podemos observar no gráfico da figura 8.29 o sistema se torna totalmente instável. Tentaremos agora uma matriz de realimentação calculada

para frequência de 120 Hz e $\sigma = 0.5$. A nova F_d^* será:

$$F_d^* = \begin{bmatrix} -440490 & 00 & 00 & 00 & -4880 & 00 & 00 & 00 \\ 00 & -503490 & 00 & 00 & 00 & -5290 & 00 & 00 \\ 00 & 00 & -440510 & 00 & 00 & 00 & -4880 & 00 \\ 00 & 00 & 00 & -503540 & 00 & 00 & 00 & -5290 \end{bmatrix}$$

Aplicaremos agora esta realimentação no sistema operando a 60 Hz com $\sigma = 1.0$, ou seja, o motor está parado. Os resultados são mostrados na figura 8.30.

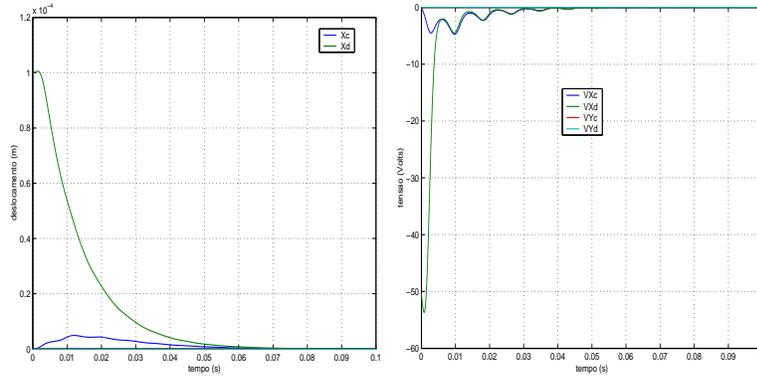


Figura 8.30: 60 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$

Agora para figura 8.31, na qual temos a situação em que o motor está em velocidade de regime, ou seja, quando $\sigma = 0.05$ podemos registrar a instabilidade do sistema que particularmente aparece quando o escorregamento no ponto de operação é menor do que o escorregamento considerado para cálculo da matriz de realimentação F_d^* . Vamos então mudar a frequência de operação para 120 Hz com $\sigma = 1.0$ e observar se esta característica se repete.

Na figura 8.32 onde o escorregamento no ponto de operação é maior do que aquele utilizado para calcular a matriz de realimentação, o sistema se mostra estável. Já na figura 8.33 onde temos o caso inverso em relação ao escorregamento o sistema fica instável.

Isso nos leva a concluir que para chegarmos a uma matriz F_d^* capaz de atender a todos os pontos de operação devemos calculá-la para uma condição de regime permanente onde a máquina está quase na velocidade síncrona, ou seja, para $\sigma = 0.05$. Desta maneira vamos adotar como matriz de realimentação aquela calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$ e verificar o seu desempenho para frequências de operação menores e maiores. A referida matriz é então dada por:

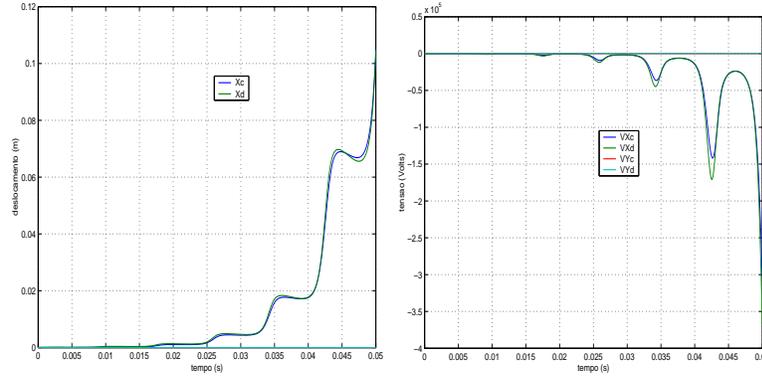


Figura 8.31: 60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$

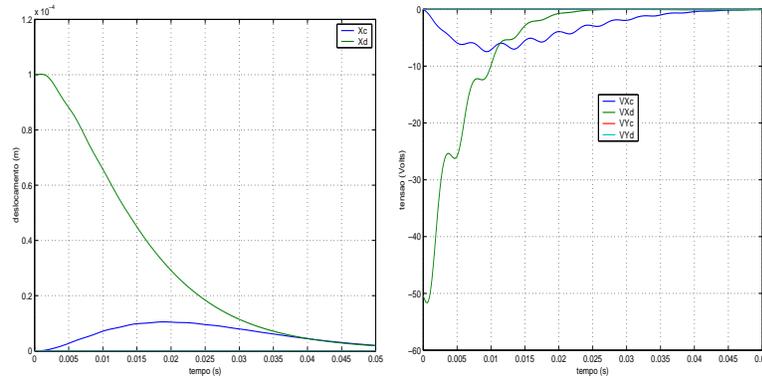


Figura 8.32: 120 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$

$$F_d^* = \begin{bmatrix} -1931900 & 00 & 00 & 00 & -3800 & 00 & 00 & 00 \\ 00 & -1989200 & 00 & 00 & 00 & 00 & -3800 & 00 \\ 00 & 00 & -1931900 & 00 & 00 & 00 & 00 & -3800 \\ 00 & 00 & 00 & -1989200 & 00 & 00 & 00 & -3800 \end{bmatrix}$$

que será colocada como realimentação para o sistema no ponto (60 Hz ; $\sigma = 1.0$ e depois $\sigma = 0.05$).

Como podemos ver da figura 8.34 esta matriz é capaz de estabilizar o sistema e posicionar o rotor na posição central.

Agora, na figura 8.35 apresentaremos o resultado para o sistema em velocidade síncrona.

Quando comparamos este resultado com o obtido nas figuras 8.7 e 8.8, quando a matriz de realimentação foi calculada para o ponto de operação

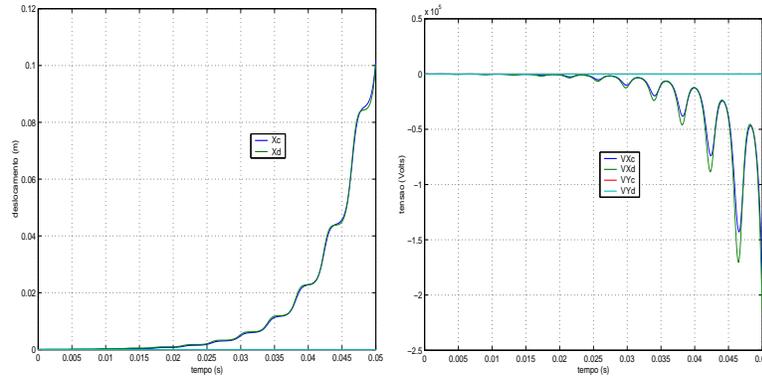


Figura 8.33: 120 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.5$

em questão percebemos poucas mudanças no comportamento do rotor bem como nas amplitudes de tensões que devem ser aplicadas às bobinas para posicionamento do mesmo. Podemos então concluir que para este caso o desempenho é bastante satisfatório. Para o caso seguinte consideraremos uma frequência acima de 120 Hz para estudar os resultados.

Finalmente vamos apresentar o caso para 180 Hz com o motor próximo da velocidade síncrona, ou seja, com $\sigma = 0.05$.

Estes resultados nos levam a concluir que é possível utilizar uma única matriz capaz de estabilizar e posicionar o rotor na posição central. Os resultados das simulações nos mostram também que não há, aparentemente, nenhum problema, a menos das amplitudes das tensões que em alguns casos é bastante elevada, em trabalhar com uma variável de controle por tensão dispensando desta maneira qualquer outro circuito externo que garanta a imposição de uma determinada corrente para gerar as forças de posicionamento necessárias.

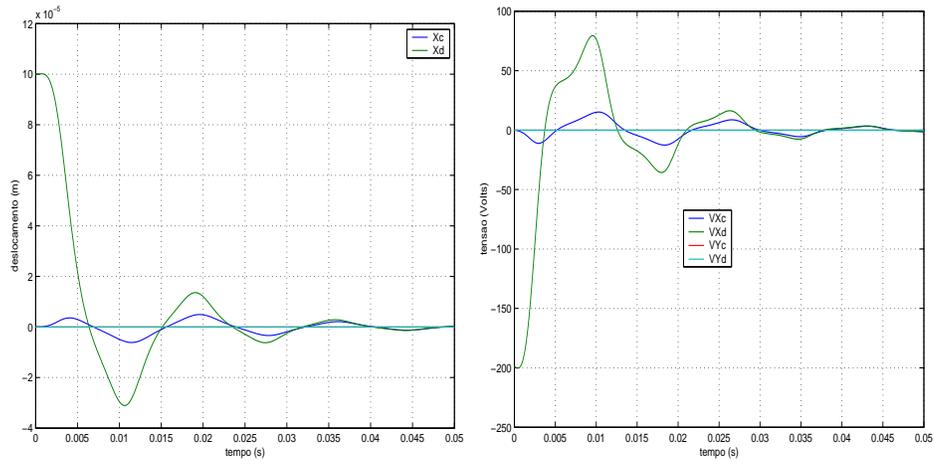


Figura 8.34: 60 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$

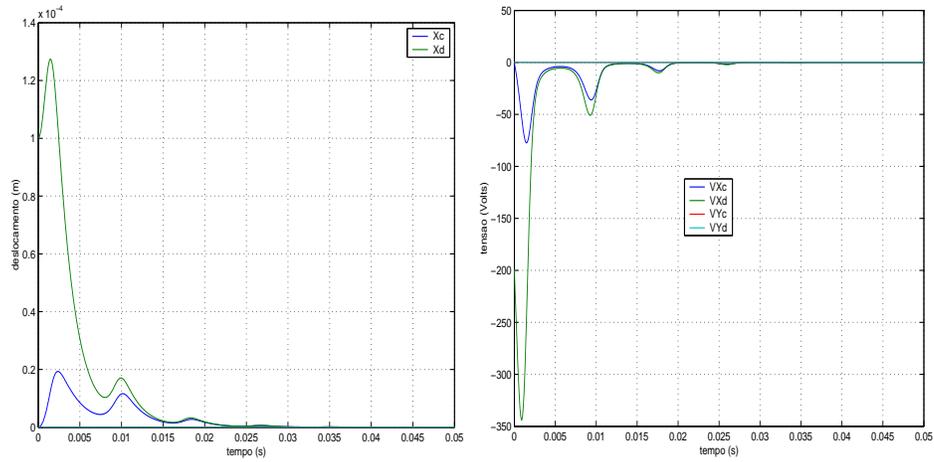


Figura 8.35: 60 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$

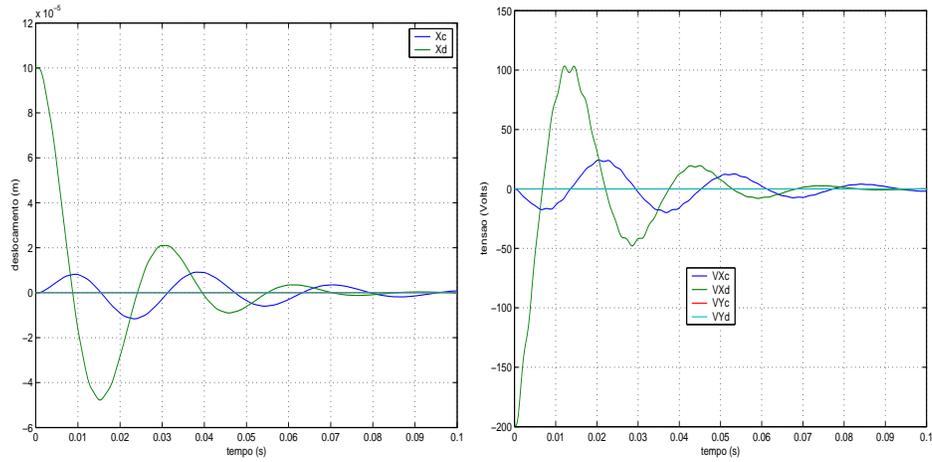


Figura 8.36: 180 Hz $\sigma = 1.0$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$

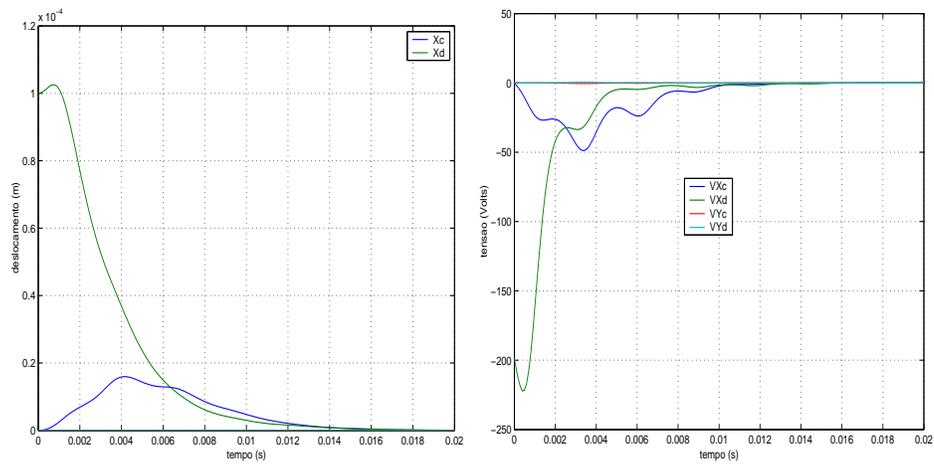


Figura 8.37: 180 Hz $\sigma = 0.05$ com a matriz F_d^* calculada em 120 Hz e $\sigma = 0.05$

Capítulo 9

Conclusões e trabalhos futuros

9.1 Conclusões

Partindo dos trabalhos realizados até agora na linha de mancais-motores na COPPE, este trabalho teve como foco principal a utilização de um DSP como plataforma única para o controle de posição e velocidade para o rotor do sistema descrito. É importante destacar que, o trabalho foi dividido em três fases bastante claras. Na primeira fase foi desenvolvido e implementado um controle de velocidade baseado no princípio V/Hz constante, no qual o rotor foi mantido apoiado em mancais mecânicos. A segunda fase teve como objetivo desenvolver e implementar um controle de posição do rotor baseado na tensão como variável de controle. Isto foi necessário visando a terceira e última fase que objetiva integralizar os dois sistemas de controle. Os resultados obtidos nas simulações mostram que é possível este tipo de estratégia para controle de posição e os resultados práticos mostram que alguns aperfeiçoamentos nos algoritmos de controle devem fazer o rotor estabilizar de forma mais satisfatória. E, finalmente, a terceira e última fase, que não chegou a ser implementada, tinha como objetivo final integralizar os sistemas, como já foi mencionado.

9.2 Trabalhos futuros

Como sugestões para continuidade deste estudo apresentamos:

- Melhoria dos algoritmos e implementação prática do controle de posição.
- Integralização dos controles de velocidade e posição.

- Introdução do mancal axial supercondutor.
- Estudo da utilização de um controle adaptativo escalonado.
- Estudo da possibilidade de aumentar a velocidade de rotação.

Apêndice A

Implementação

A.1 Introdução

Partindo dos trabalhos anteriores, os primeiros passos foram no sentido de adequar o hardware existente para acomodar a nova plataforma de controle que deixaria de ser o microcomputador, passando a ser um DSP TMS320LF2407 da Texas Instruments montado em um Kit de desenvolvimento da Spectrum Digital. Durante este período foram desenvolvidas as seguintes atividades:

- Estudo do funcionamento das placas de aquisição de dados do microcomputador.
- Reestruturação da parte elétrica de acionamento (chaves IGBT e módulos SEMIKRON) objetivando diminuir a eletrônica externa.
- Desenvolvimento de um software em Delphi para exibir dados relativos a algumas variáveis da planta.
- Desenvolvimento de algumas placas externas ao DSP para condicionamento dos sinais de entrada provenientes dos sensores de posicionamento e velocidade, bem como sinais de saída para acionamento dos Drivers das chaves IGBT.

As figuras A.1 à A.4 mostram em diagramas de bloco como ficou a nova montagem dos componentes utilizados no acionamento do mancal-motor.

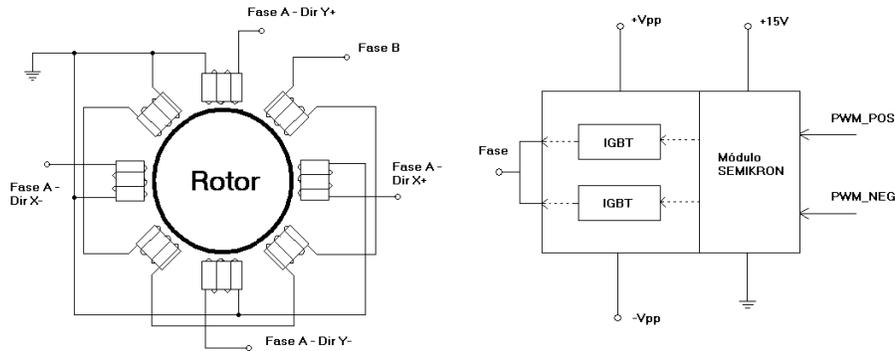


Figura A.1: Ligações nas bobinas e módulos SEMIKRON

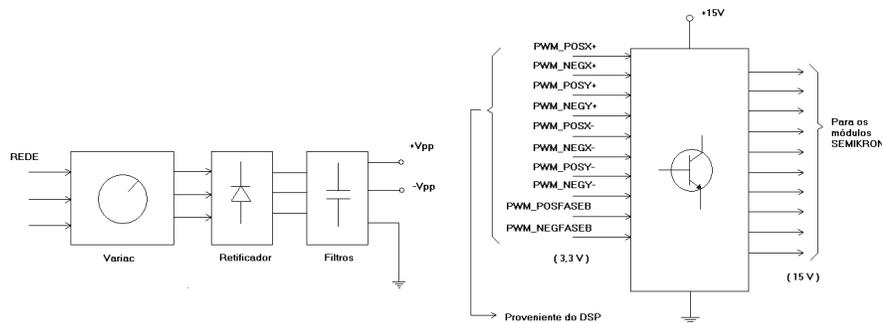


Figura A.2: Retificador de potência e circ. condicionador

A.2 DSP

Após a adequação da bancada descrita na seção anterior passamos a estudar o funcionamento e as características do DSP escolhido. Optamos em utilizar o DSP TMS320LF2407 da Texas Instruments por apresentar diversas características de interesse para o projeto.

Os dispositivos TMS320LF240x fazem parte de uma família de processadores de sinais de ponto-fixo que apresentam baixo custo, baixo consumo e capacidade de processamento de alto desempenho. Foram integrados vários avanços periféricos aperfeiçoando aplicações para controle de motores e sistema de controle de movimento provendo assim uma verdadeira plataforma de controle em um único chip.

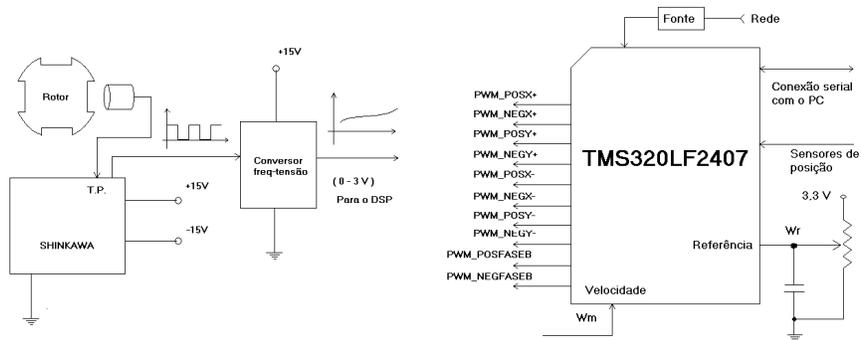


Figura A.3: Sensor de velocidade e DSP

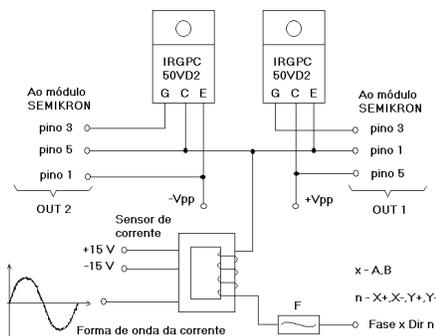


Figura A.4: Detalhes das chaves IGBT

A geração 240x oferece uma grande flexibilidade para utilização em diversas aplicações. Memórias flash de até 32K palavras oferecem uma solução reprogramável que permite uma maior facilidade durante o processo de desenvolvimento das aplicações.

Todos os dispositivos 240x oferecem um módulo gerenciador de eventos (EVM) que foi aperfeiçoado para controle digital de motores e aplicações de conversão de potência. As capacidades destes módulos incluem geração de PWM, deadband programável e conversão analógica-digital sincronizada.

O conversor A/D de 10 bits tem um tempo de conversão de 500 ns e apresenta até 16 canais analógicos de entrada. A capacidade de autosequenciar do conversor A/D permite um máximo de 16 conversões que ocorrem em uma única sessão de conversão sem qualquer ocupação da CPU, caracterizando assim seu alto desempenho.

Uma interface de comunicação serial (SCI) permite a comunicação assíncrona

com outros dispositivos do sistema. Para sistemas que requerem comunicação adicional, o 2407 e o 2406 oferecem uma interface periférica serial síncrona (SPI) e ainda oferecem um controlador de rede (CAN) dentro das especificações 2.0B. Visando uma maior flexibilidade, os pinos de função são configuráveis como entrada/saída conforme a necessidade da aplicação.

Com o objetivo de minimizar o tempo de desenvolvimento, uma interface JTAG foi integrada em todos os dispositivos para facilitar o trabalho de depuração das aplicações, inclusive permitindo uma depuração em tempo real.

A.2.1 Memória

O sistema utilizado no DSP escolhido mapeia e organiza a memória em três áreas individualmente selecionáveis:

1. **Memória de programa** - um espaço de 64K palavras que irão armazenar instruções e dados imediatos necessários à execução dos programas.
2. **Memória de dados** - um espaço de 64K palavras que irão armazenar os dados utilizados pelas instruções do programa em execução.
3. **Memória de entrada e saída (I/O)**- permitirá a interface com periféricos externos.

A.2.2 Canais analógicos

Uma das grandes vantagens deste dispositivo é o fato de terem conversores A/D incorporados ao chip o que facilita bastante a implementação das aplicações. No caso do 2407 o sistema de conversão A/D apresenta como características principais as seguintes:

- conversores A/D de 10 bits.
- tempo total de conversão, inclusive armazenamento dos resultados, de 500 ns.
- 16 canais de entrada multiplexados.
- possibilidade de autosequenciamento permitindo até 16 autoconversões em uma única sessão.
- 16 endereços de armazenamento de resultados acessíveis individualmente.

- Diversas formas diferentes de iniciar a sequência de conversão.

A.3 Controle de velocidade

Para implementar o controle de velocidade é necessário medir a velocidade de rotação do motor. Para tal finalidade utilizamos os sensores SHINKAWA modelo 1195-510 que fornecem em sua saída Thrust um trem de pulso proveniente da leitura do sensor instalado no eixo conforme a figura A.5:

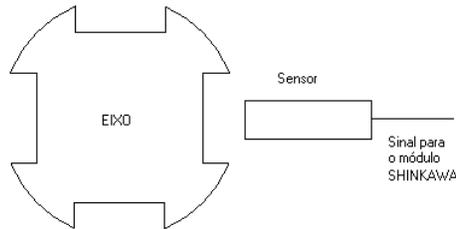


Figura A.5: Sensor para medir velocidade do eixo

O passo seguinte foi o condicionamento deste sinal, pois os sensores SHINKAWA são alimentados com uma tensão simétrica de ± 12 V o que gera um sinal com valores positivos e negativos. Como o canal analógico do DSP só admite tensões positivas foi necessário desenvolver um circuito, mostrado na figura A.6, para condicionar e adequar o sinal para os padrões exigidos pela entrada analógica do DSP.

Para determinar a velocidade de referência desejada utilizamos um trim-pot conectado em um dos canais analógicos do DSP conforme figura A.7:

Após estabelecer o condicionamento dos sinais de referência e velocidade do motor, através dos circuitos mostrados acima, passamos à implementação do software de controle executado pelo DSP. Na figura 5.7 temos um algoritmo gerado pelo MATLAB para implementação de um integrador trapezoidal que foi o algoritmo utilizado em nosso programa de controle. Na figura 5.6 podemos observar todo o modelo do controlador. Primeiramente calculamos o erro entre a frequência de referência e a velocidade atual do motor. Este erro é multiplicado por um ganho proporcional e por um bloco integrador com um ganho integral. Estes dois novos resultados são somados para

Figura A.6: Circuito de condicionamento do sinal do sensor de velocidade

serem realimentados para planta. Antes da realimentação o sinal de saída do controlador passa por um bloco de ganho para permitir uma variação linear da tensão com a frequência que serão injetadas na máquina mantendo, desta forma, a relação V/H_z constante.

Figura A.7: Trimpot de ajuste da frequência de referência

Apêndice B

Fotos do protótipo

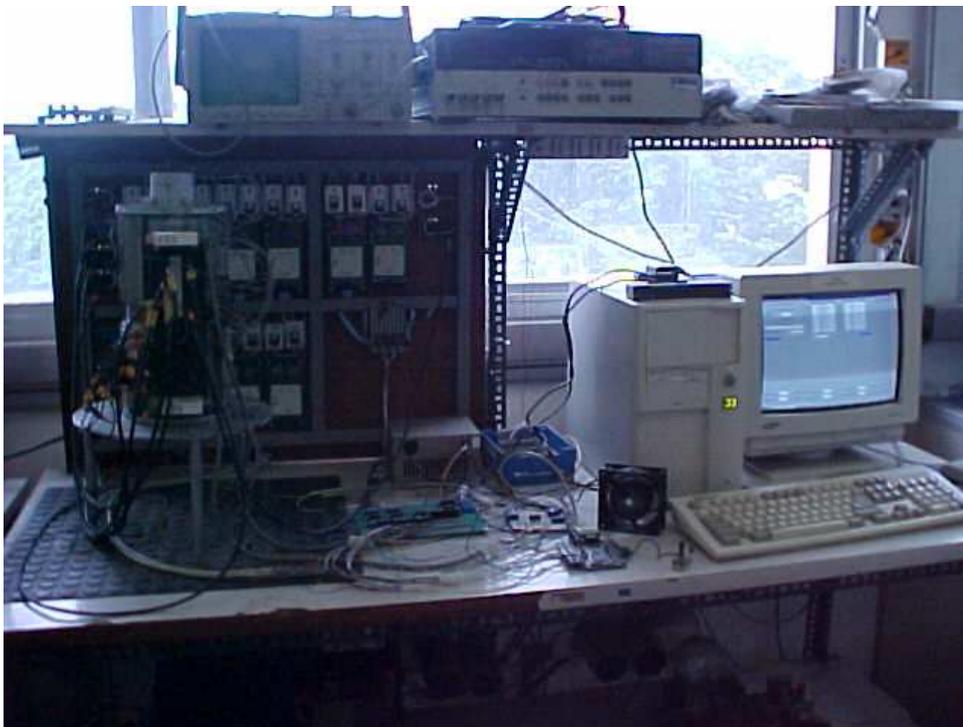


Figura B.1: Visão geral da bancada

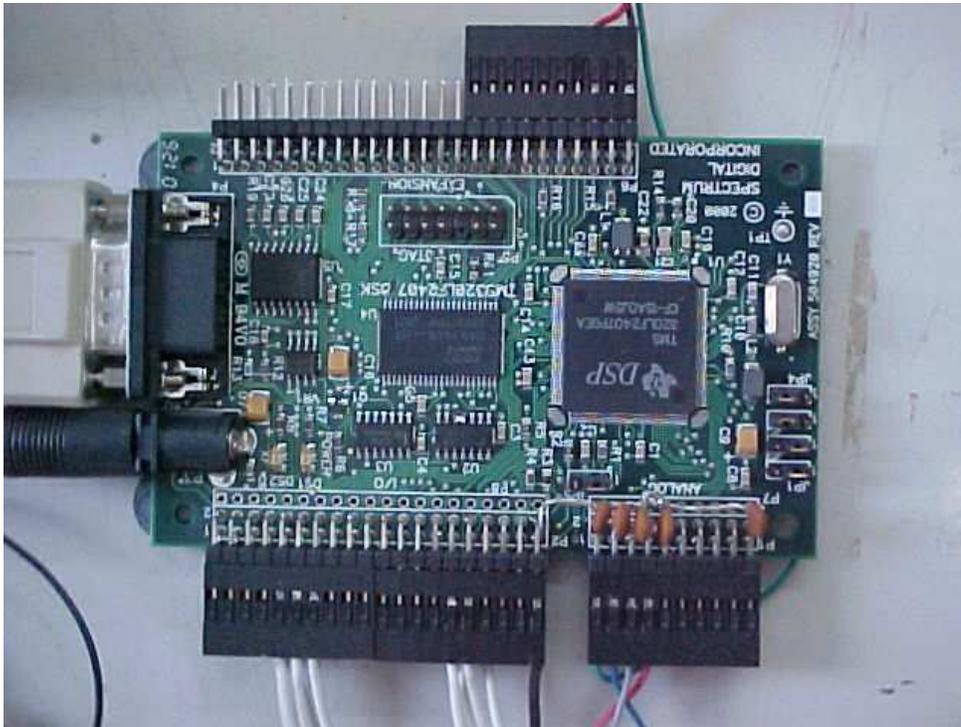


Figura B.2: Detalhe da placa do DSP da Spectrum Digital

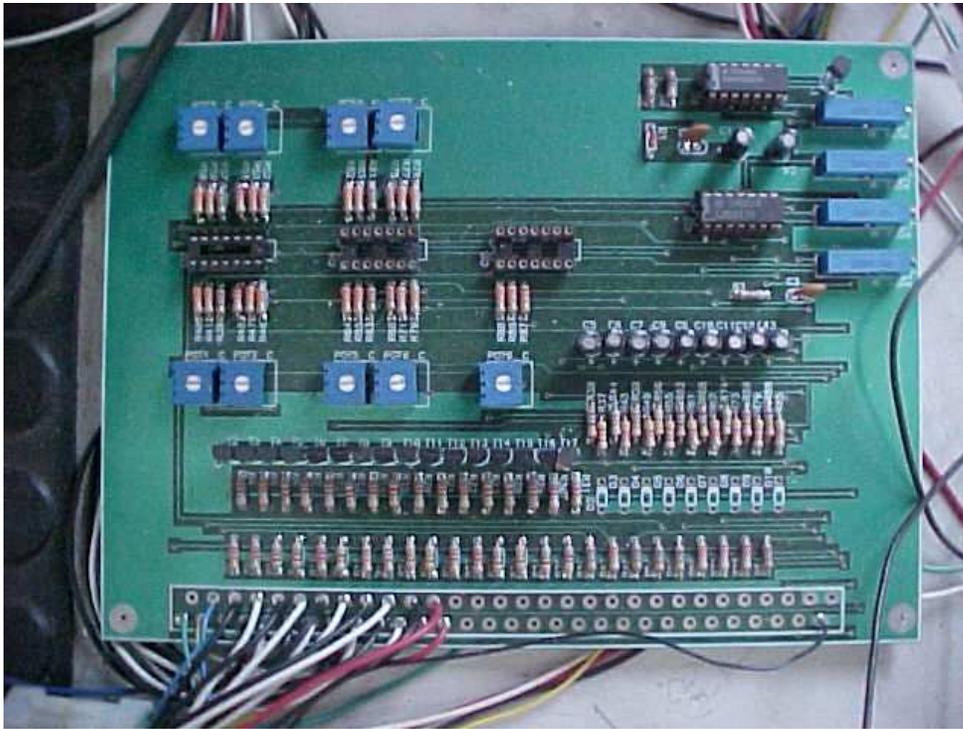


Figura B.3: Detalhe da placa de condicionamento de sinais



Figura B.4: Detalhe dos sensores de posicionamento

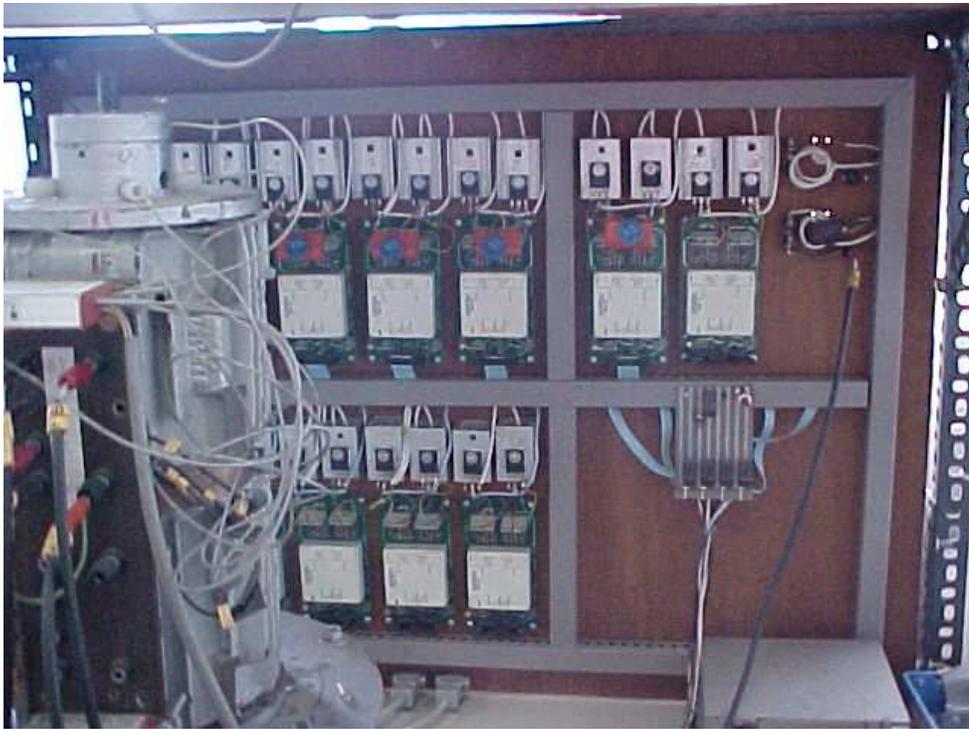


Figura B.5: Detalhe do estágio de potência

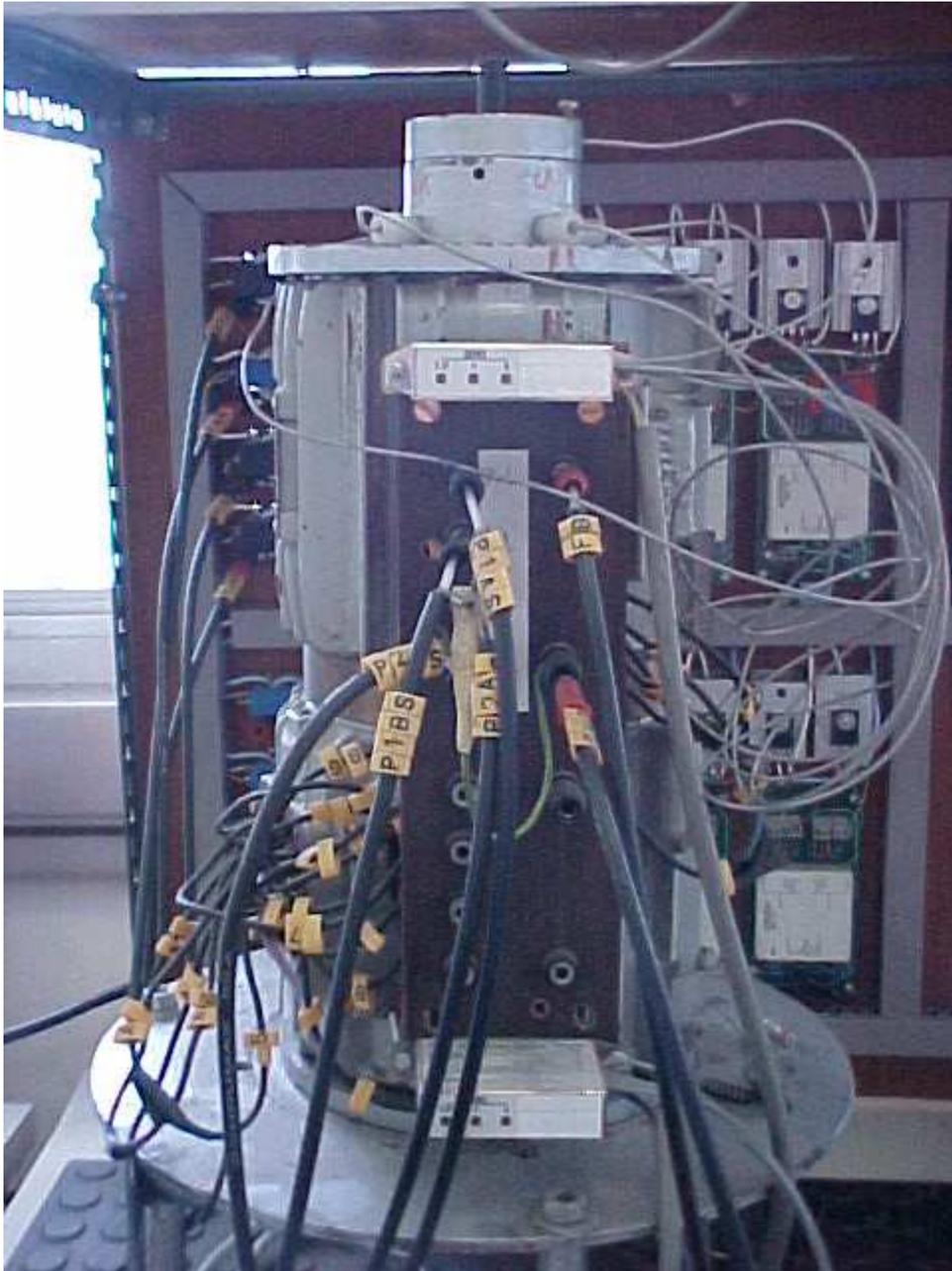


Figura B.6: Vista lateral do mancal-motor

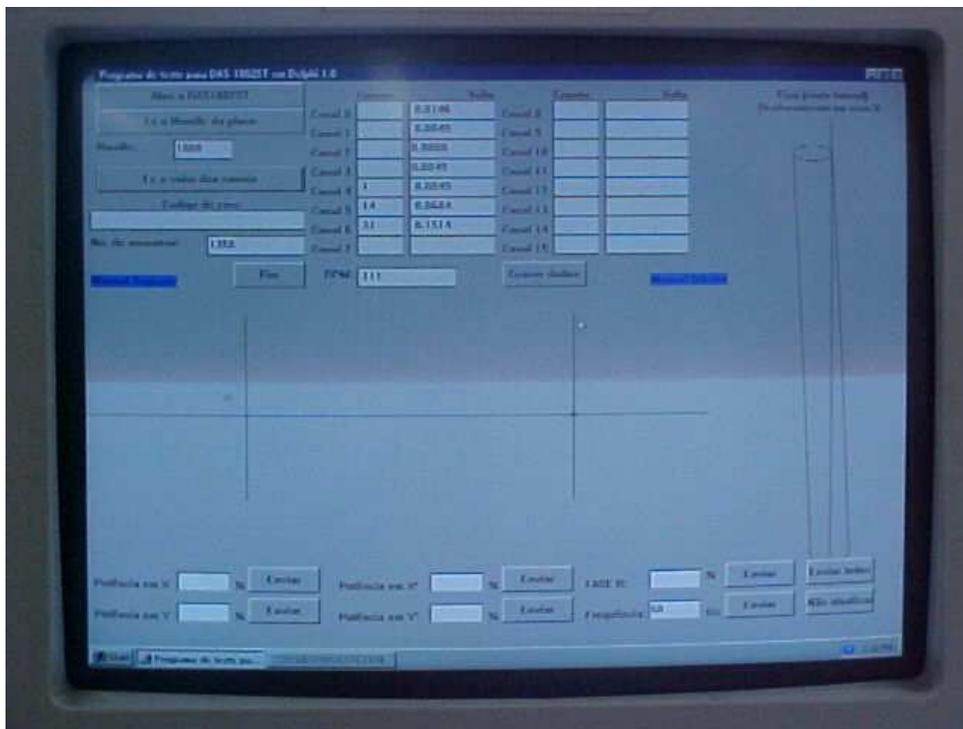


Figura B.7: Tela do software para verificação da condição do rotor

Apêndice C

Programa do controle de velocidade

Apêndice D

Programa do controle de posição

Referências Bibliográficas

- [1] J. W. Beams, J. L. Young, and J. W. Moore. The production of centrifugal fields. *Journal of Applied Physics*, pages 886 – 890, September 1942.
- [2] M. F. Bessa. *Cálculo de Forças em Mancais Magnéticos Através do Mapeamento de Campo por Elementos Finitos*. M. Sc. dissertation, PG-MEC, Universidade Federal Fluminense, 1997.
- [3] H. Bleuler. *Decentralized Control of Magnetic Rotor Bearing Systems*. Doctor of Technical Sciences dissertation, Swiss Federal Institute of Technology, Zürich, 1984.
- [4] S. J. Chapman. *Electric Machinery Fundamentals*. Electric Machinery. McGraw-Hill, 3rd edition, 1999.
- [5] A. Chiba, T. Deido, T. Fukao, and M. A. Rahman. An analysis of bearingless ac motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9(1):61 – 68, 1994.
- [6] D. F. B. David. *Levitação de Rotor por Mancais-motores Radiais Magnéticos e Mancais Axial Supercondutor Auto-estável*. D. Sc. dissertation, COPPE, Federal University of Rio de Janeiro, 2000.
- [7] D. F. B. David, A. C. Del Nero Gomes, J. A. Santisteban, A. Ripper, R. Andrade Júnior, and R. Nicosky. A hybrid levitating rotor system with radial electromagnetic motor-bearings and axial superconducting bearing. In *Proceedings of the MAGLEV 2000*, pages 441 – 446, Rio de Janeiro, June 2000.
- [8] W. Gawalek, W. Schüppel, R. Hergt, W. Andrä, K. Fischer, and P. Gönert. Evidence of strong pinning in peritectic grown $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ single crystals. *Physica C: Superconductivity*, 185 – 189:2261 – 2262, December 1991.

- [9] W. H. Hayt. *Engineering Electromagnetics*. McGraw-Hill, 5th edition, December 1988.
- [10] C. R. Knospe and E. G. Collins. Introduction to the special issue on magnetic bearing control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(5):481 – 483, September 1996.
- [11] F. C. Moon. *Superconducting Levitation*. Wiley & Sons, Inc., New York, 1993.
- [12] W. P. Robbins N. Mohan, T. M. Undeland. *Power electronics: converters, applications and design*. John Wiley & Sons, second edition edition, 1995.
- [13] R. Nicolsky, R. de Andrade Jr., A. Ripper, D. F. B. David, J. A. Santisteban, R. M. Stephan, W. Gawalek, T. Habisreuther, and T. Strasser. Superconducting-electromagnetic hybrid bearing using ybco bulk blocks for passive axial levitation. *Superconductor Science and Technology*, 13:1 – 5, 2000.
- [14] R. Nicolsky, Y. Gorelov, A. S. Pereira, D. F. B. David, J. A. Santisteban, R. M. Stephan, A. Ripper, R. de Andrade Jr., W. Gawalek, T. Habisreuther, and T. Strasser. Superconducting axial bearing for induction machines with active radial magnetic bearings. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 9:964 – 967, 1999.
- [15] A. S. Ortiz. *Uma proposta de motor elétrico sem mancal mecânico*. D. Sc. dissertation, COPPE, Federal University of Rio de Janeiro, 1994.
- [16] J. R. Reitz, F. J. Milford, and R. W. Christy. *Foundations of Electromagnetic Theory*. Addison Wesley, 4th edition, October 1992.
- [17] A. O. Salazar, A. Chiba, and T. Fukao. A review of developments in bearingless motors. In *Proceedings of the Seventh International Symposium on Magnetic Bearings*, pages 335 –, Zürich, August 2000.
- [18] A. O. Salazar and R. M. Stephan. A bearingless method for induction machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 29:2965–2967, November 1993.
- [19] J. A. Santisteban. *Estudo de influência da carga torsional sobre o posicionamento radial de um mancal motor*. D. Sc. dissertation, COPPE, Federal University of Rio de Janeiro, 1999.

- [20] J. A. Santisteban, D. F. B. David, R. Noronha, A. Ripper, and R. M. Stephan. Controller design for a bearingless electric motor. In *Proc. of the DYNAMÉ — 7th Intl. Conf. on Dynamic Problems in Mechanics*, pages 169 – 171, March 1997.
- [21] R. Schob and J. Bichsel. Vector control of the bearingless motor. *ISMB*, pages 61 – 68, 1994.
- [22] G. Schweitzer, H. Bleuler, and A. Traxler. *Active Magnetic Bearings*. Vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zürich, 1994.
- [23] M. Vidyasagar. *Nonlinear System Analysis*. Prentice-Hall, 1978.
- [24] H. H. Woodson and J. R. Melcher. *Electromechanical Dynamics*, volume I. John Wiley & Sons, 1st edition, 1968.
- [25] Z. Yu and D. Figoli. Ac induction motor control using constant v/hz principle and space vector pwm technique with tms320c240. *Digital Signal Processing Solutions by Texas Instruments*, april 1998. Application report: SPRA284A.