

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE
INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO EM
TENSÃO UTILIZANDO MICROCOMPUTADOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VITÓRIO BRUNO MAZZOLA

FLORIANÓPOLIS, MAIO DE 1985.

CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
ALIMENTADO EM TENSÃO, UTILIZANDO MICROCOMPUTADOR

VITÓRIO BRUNO MAZZOLA

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE
EM ENGENHARIA - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM
SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO


Prof. Jean-Marie Farines, Dr. Ing.
Orientador

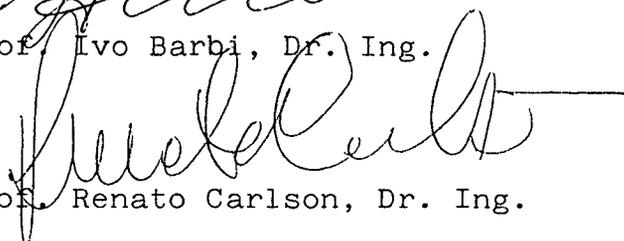

Prof. Antônio José Alves Simões Costa, Ph. D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA


Prof. Jean-Marie Farines, Dr. Ing.


Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Jean-Marie Farines pela forma como orientou este trabalho e pela amizade e incentivo recebidos.

A Janette Cardoso e Rogério Neves de Lemos pelo grande apoio e inestimável ajuda prestada na realização deste trabalho.

Aos Profs. Augusto Humberto Bruciapaglia e Antônio José Alves Simões Costa pelo apoio prestado como Coordenadores do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Aos Profs. Augusto Humberto Bruciapaglia, Ivo Barbi e Renato Carlson, membros da Banca Examinadora, pelas sugestões dadas.

Aos professores do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pelos conhecimentos transmitidos, em especial aos Profs. Antônio José Alves Simões Costa, Augusto Humberto Bruciapaglia, Jean-Marie Farines, Fernando Mendes de Azevedo, Ivo Barbi e Marcos Cardoso Filho.

A Marcos Cardoso Filho e Eulógio Chagas de Abreu, presentes neste trabalho.

Aos colegas do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial à colega Mirtes Vieira pela ajuda prestada na realização deste trabalho.

A CNEN e CAPES pelo apoio financeiro.

A Irany de Souza Salgado, minha
namorada, pela paciência,
carinho e grande incentivo.

A meus pais Mário e Alba e a todos
os meus familiares e amigos.

RESUMO

O trabalho apresentado consiste do estudo e implementação de um sistema baseado em microcomputador para o controle de variadores de velocidade com motor de indução alimentado em tensão por um inversor trifásico a modulação da largura de pulsos.

Após a apresentação dos tipos mais comuns de variadores de velocidade, é feita a escolha de um a ser estudado. A modelagem e um método de simulação utilizados para este variador são também apresentados neste trabalho.

A seguir, é feito um estudo do controle de fluxo do motor de indução, comparando a regulação à utilização de leis de fluxo estáticas. A necessidade de estimar o fluxo do motor levou ao estudo de estimadores a partir de grandezas elétricas facilmente mensuráveis. Deste estudo, resultou a escolha dos estimadores de melhor desempenho a ser utilizados posteriormente.

Em continuação a este estudo, são propostas técnicas de projeto de regulação de fluxo e de velocidade, apresentando os resultados obtidos em simulação.

Finalmente, é apresentada a montagem experimental de um variador de velocidade com motor de indução controlado por microcomputador de 16 bits, que realiza as tarefas de regulação de velocidade, autopilotagem, controle de fluxo por uma lei em regime permanente, e geração do padrão de comando dos transistores do inversor. Este microcomputador está em comunicação com o operador e com um outro microcomputador dedicado à medição de velocidade. Os resultados experimentais são comentados a seguir, antes das sugestões para futuros trabalhos.

ABSTRACT

This work presents the study and implementation of a system based on microcomputer, aimed at controlling the speed of a voltage-fed induction motor through a three phase pulsewidth modulation inverter.

After the presentation of the most common kinds of speed motor drives, the one to be studied is selected. Its modeling and the simulation method to be used are also presented.

Next, a study about the flux control of the induction motor is performed, and its regulation is compared to the use usage of static flux-laws. The necessity of determining the motor's flux led to the study of flux estimation through easily measured electrical quantities. From this study, the estimators with the best performances which are to be used later are chosen.

As the next step, design methods for flux and speed regulation are proposed. The results obtained from the digital simulation are also presented.

Finally, it is presented the experimental realization of an induction motor drive controlled by a 16 bits microcomputer, which performs the tasks of speed regulation, generation for the inverter transistors command. This master microcomputer is linked with both the operator and another microcomputer used for speed measuring. The experimental results are commented before the suggestions to future works are given.

ÍNDICE

SIMBOLOGIA.....	S.1
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 - VARIADORES DE VELOCIDADE - MODELAGEM E SIMULAÇÃO.	4
2.1. Introdução.....	4
2.2. Variadores de Velocidade.....	5
2.2.1. Conversores Ligados ao Estator.....	6
2.2.2. Conversores Ligados ao Rotor.....	11
2.3. Sistema Variador de Velocidade com Máquina de Indução Alimentada em Tensão.....	14
2.4. Modelagem do Sistema Variador de Velocidade.....	16
2.4.1. Motor de Indução.....	16
2.4.2. Conversor Estático.....	20
2.4.3. Modelo Escolhido.....	20
2.5. Simulação do Sistema Variador de Velocidade.....	28
2.6. Resultados da Simulação.....	36
2.7. Conclusão.....	38
CAPÍTULO 3 - ESTIMADORES DE FLUXO E TORQUE.....	39
3.1. Introdução.....	39
3.2. Métodos de Controle de Fluxo.....	40
3.2.1. Leis de Controle Tensão-Frequência.....	40
3.2.2. Lei de Fluxo a partir do Regime Permanente.....	43
3.2.3. Regulação do Fluxo em Malha Fechada.....	44
3.3. Estimadores de Fluxo e Torque.....	46
3.3.1. Estimadores considerando os eixos de referência ligados ao estator.....	47
3.3.2. Estimadores considerando os eixos de referência ligados ao campo girante.....	50

3.4. Estudo Comparativo dos Estimadores.....	54
3.4.1. Variáveis de Entrada dos vários Estimadores.....	55
3.4.2. Critério do Tempo de Cálculo.....	59
3.4.3. Estabilidade dos Métodos de Integração.....	62
3.4.4. Estudo do Desempenho dos Estimadores.....	63
3.4.5. Resumo e Conclusão do Estudo sobre os Estimadores.	75
3.5. Conclusão.....	77
CAPÍTULO 4 - REGULAÇÃO DE FLUXO E VELOCIDADE.....	79
4.1. Introdução.....	79
4.2. Regulação de Fluxo.....	79
4.3. Regulação de Velocidade.....	100
4.4. Conclusão.....	105
CAPÍTULO 5 - VARIADOR DE VELOCIDADE CONTROLADO POR MICROCOMPUTADOR - MONTAGEM EXPERIMENTAL....	107
5.1. Introdução.....	107
5.2. Descrição Geral do Sistema Variador de Velocidade.....	107
5.3. Descrição do Subsistema de Controle do Sistema Variador de Velocidade.....	109
5.3.1. Geração dos Sinais de Comando do Inversor.....	109
5.3.2. Módulo Medidor de Velocidade.....	110
5.3.3. Módulo de Controle.....	111
5.4. Resultados Experimentais.....	117
5.5. Conclusão.....	119
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÃO.....	121
ANEXO A - APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS NUMÉRICOS DE INTEGRAÇÃO....	126

ANEXO B - ÁBACO UTILIZADO NA IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA PARA O PROJETO DO REGULADOR DE FLUXO.....	128
ANEXO C - MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA PARA O PROJETO DO REGULADOR DE VELOCIDADE.....	129
ANEXO D - PARÂMETROS ELÉTRICOS E MECÂNICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO UTILIZADOS NESTE TRABALHO.....	132
BIBLIOGRAFIA.....	134

SIMBOLOGIA

s	- os subscritos s representam as grandezas relativas ao estator;
r	- os subscritos r representam as grandezas relativas ao rotor;
d	- os subscritos d representam as componentes de eixo direto das grandezas;
q	- os subscritos q representam as componentes de eixo em quadratura das grandezas;
e	- os superescritos e representam as grandezas considerando os eixos de referência ligados ao estator;
g	- os superescritos g representam as grandezas considerando os eixos de referência ligados ao campo girante;
n	- número de pares de polos;
R	- resistência dos enrolamentos;
L	- indutância própria dos enrolamentos;
M	- coeficiente de indutância mútua;

$$\sigma = \frac{L_s L_r - M_{sr}^2}{L_s L_r} - \text{coeficiente de dispersão;}$$

F	- coeficiente de atrito;
J	- momento de inércia do rotor;
V	- tensão;
I	- corrente;
ϕ	- fluxo;
T_{em}	- torque eletromagnético;
ω_s	- pulsação elétrica das correntes estatóricas;
ω_r	- pulsação elétrica das correntes rotóricas;

ω	- velocidade elétrica do motor;
Ω	- velocidade mecânica do motor;
f_s	- frequência estatórica;
f_r	- frequência rotórica;
f	- frequência relacionada à velocidade do motor.

INTRODUÇÃO

A maioria das aplicações industriais que necessitam de um sistema eletromecânico variador de velocidade vem utilizando os motores de corrente contínua. Isto se justifica pela simplicidade dos métodos de variação da velocidade e pelas características de torque e velocidade apresentadas por este tipo de motor.

Atualmente, porém, a utilização de máquinas de corrente alternada têm crescido de forma bastante acelerada neste tipo de aplicação. Isto tem ocorrido principalmente devido às muitas limitações dos motores CC em termos de custo, potência e velocidade e devido também à impossibilidade destes operarem em ambientes corrosivos ou explosivos (por causa da utilização de comutadores). Soma-se a estas desvantagens a necessidade de frequente manutenção destes motores (também em razão da utilização de comutadores e escovas).

Muitos estudos foram feitos a respeito de variadores de velocidade com motores de corrente alternada, e uma revisão recente dos mesmos pode ser encontrada em [Bose-82].

A necessidade de se ter variadores de velocidade CA com condição de estabilidade e características estáticas e dinâmicas as mais próximas possível das dos variadores de velocidade utilizando motores CC é essencial para a sua aplicação em escala industrial. Isto somente se torna possível através da utilização de leis de controle e comando mais complexas.

Os modelos matemáticos representativos dos motores de corrente alternada, ao contrário dos motores CC, são bastante

complexos, o que dificulta o projeto e a implementação de leis de comando tão simples como no caso dos variadores CC.

O controle se torna ainda mais difícil em razão de existirem algumas variáveis a controlar, cujos valores são de difícil obtenção por métodos diretos de medição.

Em consequência disto, o estudo de estimadores e algoritmos de controle mais complexos para as variáveis a controlar se tornou de grande importância, como mostram os estudos citados em [Bose-82] e outros trabalhos realizados nesta área [Bordry-80], [Abbondanti-77], [Hapiot-75], [de Fornel-76].

Por outro lado, os progressos na área de microprocessadores vem tornar possível a implementação dos algoritmos de estimação e controle desenvolvidos nestes trabalhos, superando as dificuldades anteriormente encontradas no caso de implementações com dispositivos analógicos. Ao mesmo tempo, aumentou-se a flexibilidade e confiabilidade do controle total dos variadores de velocidade e se possibilitou ainda a implementação de novas tarefas como monitoração do sistema, geração de sinais de comando para os conversores, proteção a falhas, e muitas outras. Entretanto o problema de produção de software é ainda estudado, em particular quanto à execução de operações envolvendo várias tarefas ocorrendo simultaneamente.

Neste trabalho, é apresentado o estudo de variadores de velocidade utilizando máquinas de corrente alternada, em particular do ponto de vista da estimação de certas grandezas como o fluxo e o torque; a seguir, é apresentada a implementação de um controle de velocidade de um sistema variador de velocidade composto por um motor de indução trifásico alimentado em tensão por um inversor a transistores controlado por modulação da largura de pulso (PWM - Pulse-Width Modulation).

No capítulo 2, são apresentados os tipos de variadores de velocidade com motores de indução existentes e

feita uma análise resumida das principais características e do desempenho destes. É feita também a apresentação dos principais métodos de análise conhecidos e dos adotados para este estudo.

Um estudo das principais estratégias desenvolvidas para se conseguir um melhor desempenho do sistema de controle de velocidade é apresentado no capítulo 3. São apresentados e analisados vários algoritmos de estimação do fluxo estatórico e do torque eletromagnético do motor de indução, importantes variáveis a serem controladas, porém de difícil medição.

No capítulo 4, são estudados os métodos de projeto dos reguladores de fluxo e de velocidade de forma a se obter os melhores resultados do sistema de controle de velocidade. É feita a análise dos resultados obtidos em simulação para os reguladores projetados.

Terminados os estudos teóricos é apresentada no capítulo 5 a descrição da montagem experimental, ressaltando-se os principais elementos do sistema e as técnicas de desenvolvimento de software para a implementação numérica do algoritmo de controle adotado. É feita também uma análise dos resultados obtidos a partir desta montagem.

Finalmente, no capítulo 6, são tiradas as conclusões finais a respeito do trabalho realizado e dos seus resultados.

C A P I T U L O 2

VARIADORES DE VELOCIDADE - MODELAGEM E SIMULAÇÃO

2.1. INTRODUÇÃO

Apesar do crescente desenvolvimento de variadores de velocidade utilizando motores de corrente alternada do tipo síncrono, o motor de indução continua a ser o mais utilizado quando da substituição das máquinas de corrente contínua nos variadores de velocidade, por ele ser robusto, de custo relativamente baixo, e ter a possibilidade de ser operado em qualquer ambiente.

Os sistemas variadores de velocidade são constituídos basicamente de três partes: o dispositivo eletromecânico (motor elétrico), o conversor estático de energia e o controle, que pode incluir desde o comando dos interruptores do conversor até os algoritmos de controle de velocidade e de outras grandezas do variador. Os conversores estáticos servem de interface entre a fonte de energia e o motor, são compostos de interruptores (tiristores, transistores de potência, etc.), montados segundo estruturas definidas e realizam funções de transformação de energia reguladas pela parte de controle do variador. A figura 2.1 mostra a relação entre as partes constitutivas do sistema variador de velocidade.

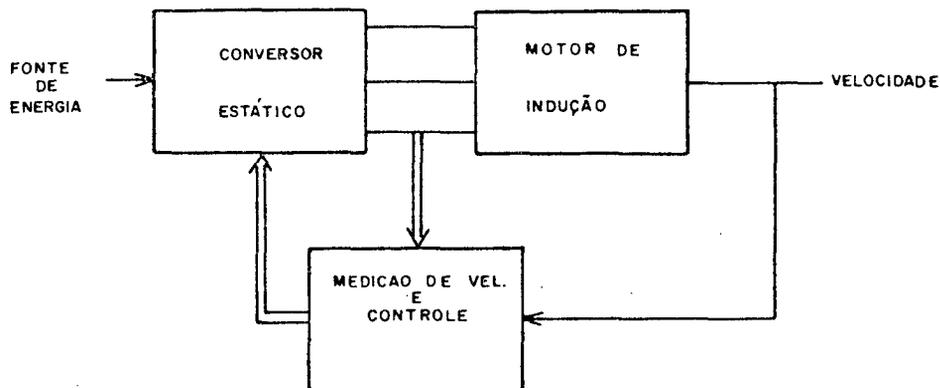


Fig. 2.1 - Partes constitutivas do sistema variador de velocidade.

Neste capítulo será feita uma análise das partes correspondentes ao conversor e ao motor, sendo que a parte de controle será estudada nos capítulos seguintes.

Num primeiro tempo, os métodos mais clássicos de variação de velocidade serão descritos, em particular, aquele utilizado neste trabalho. A seguir serão apresentados alguns dos métodos de modelagem e análise do sistema variador de velocidade. O modelo e a simulação adotados neste trabalho são o objeto da parte final do capítulo.

2.2. VARIADORES DE VELOCIDADE

Os variadores de velocidade com motores de indução diferenciam-se quanto ao tipo de ligação do conversor com o motor (pelo estator ou pelo rotor), quanto ao tipo de estrutura e

quanto ao modo de comando do conversor utilizado.

A forma de interação entre o conversor e o motor influencia no desempenho do variador de velocidade e nas suas características estáticas e dinâmicas.

A seguir são descritos os tipos de conjunto conversor estático-motor de indução mais utilizados, que permitem realizar a variação de velocidade [Bose-82] .

2.2.1. Conversores Ligados ao Estator

2.2.1.a. Variação através da tensão estatórica

É uma das formas mais simples e baratas de se controlar a velocidade dos motores de indução, em particular os de rotor do tipo gaiola. A figura 2.2 mostra as curvas torque-velocidade para vários valores da tensão estatórica com frequência constante.

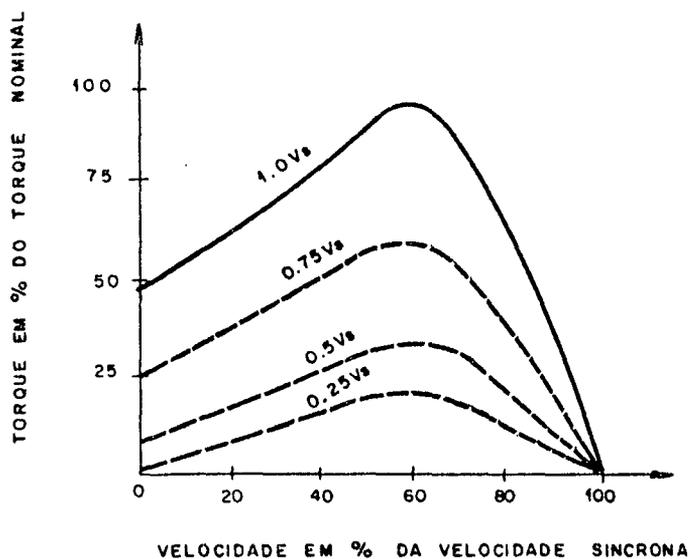


Fig. 2.2 - Características torque-velocidade de um motor de indução a tensão estatórica variável e frequência constante.

A figura 2.3 mostra a estrutura clássica do gradador, que é o conversor que realiza esta operação. A variação da tensão no estator da máquina é obtida a partir do controle do ângulo de disparo dos tiristores [Martins-81] .

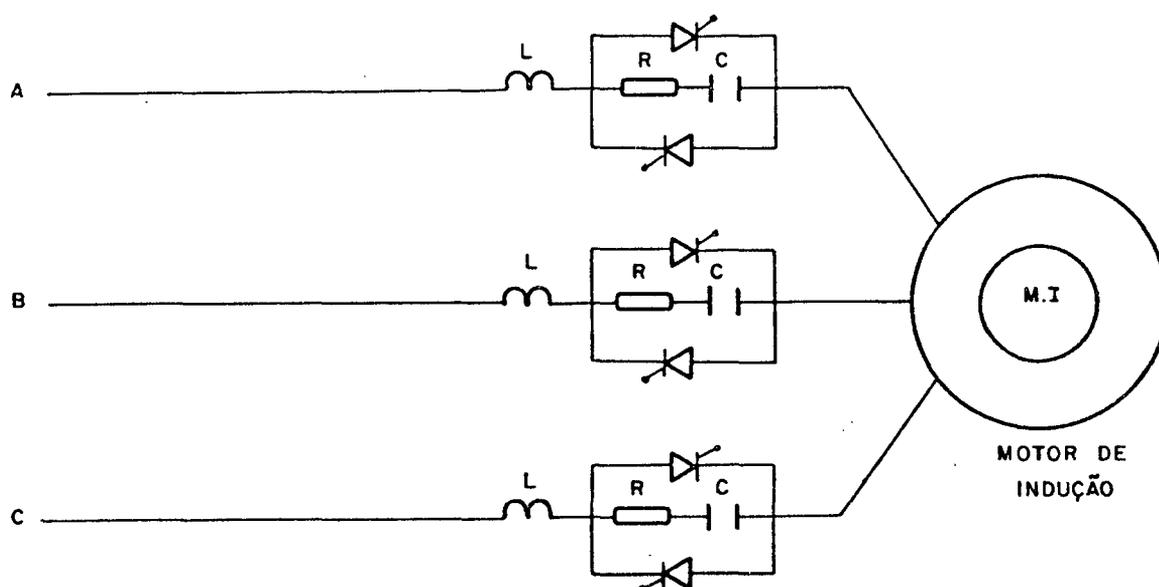


Fig. 2.3 - Motor de indução trifásico controlado por gradador.

As principais desvantagens desta estrutura são o seu baixo fator de potência e a introdução de harmônicas na carga e na linha que vem interferir no desempenho do sistema. Além do mais, para alguns tipos de torque de carga, a faixa de velocidade pode se tornar pequena.

O uso deste tipo de controle se restringe principalmente a motores de potência fracionária, para os quais o critério que se torna preponderante é a obtenção de um sistema de baixo custo.

2.2.1.b. Variação através da frequência estatórica

Existem dois tipos de conversores que permitem a variação da velocidade através da variação da frequência estatórica:

- os que impõem a tensão ao estator do motor (chamados inversores ou alimentação em tensão);
- os que impõem a corrente ao estator do motor (chamados comutadores ou alimentação em corrente).

Alimentação em tensão

O controle de velocidade é feito variando a frequência de saída do inversor. Para não ter diminuição do torque com esta variação, é necessário controlar também a tensão de saída do inversor, garantindo assim o controle simultâneo da tensão e frequência no estator do motor. A figura 2.4 representa uma estrutura típica de alimentação em tensão de um motor de indução, utilizando um inversor a tiristores.

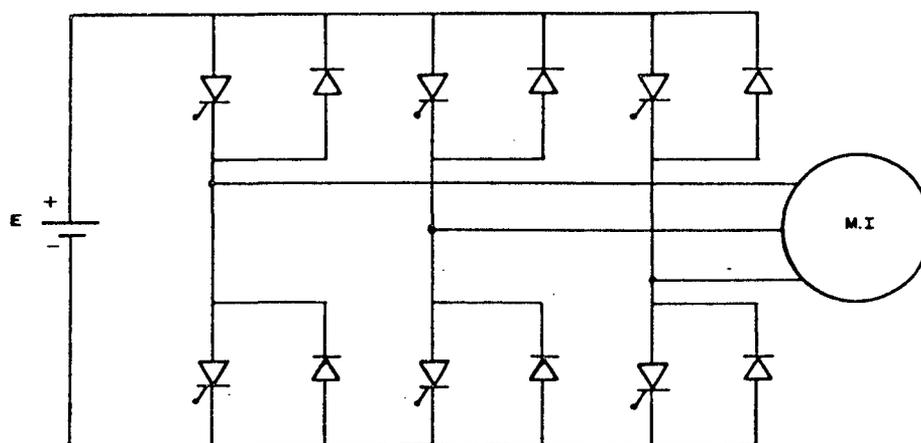


Fig. 2.4 - Inversor trifásico alimentando em tensão um motor de indução.

Existem duas possibilidades de variação da tensão estatórica:

- variação da tensão na fonte primária de energia (geralmente um retificador controlado) e o inversor controlando apenas a frequência com a forma de onda sendo determinada pelo tipo de comando dos tiristores (120 ou 180 graus);

- variação da tensão estatórica pelo próprio inversor, que realiza também a variação da frequência estatórica. Neste caso, o comando dos interruptores é feito por modulação da largura de pulsos (PWM).

Esta última possibilidade permite diminuir o conteúdo de harmônicas do sinal de saída do inversor e melhorar o rendimento do sistema variador de velocidade.

Alimentação em corrente

A geração de ondas de corrente trifásicas de frequência variável no estator do motor de indução varia a sua velocidade. Para manter o torque, é necessário que se exerça o controle sobre a amplitude da corrente de alimentação.

A fonte de corrente controlável é constituída de um retificador controlado ou de um retificador a diodos com pulsador, em série com um indutor de grande valor.

A figura 2.5 apresenta uma estrutura típica do comutador a tiristores.

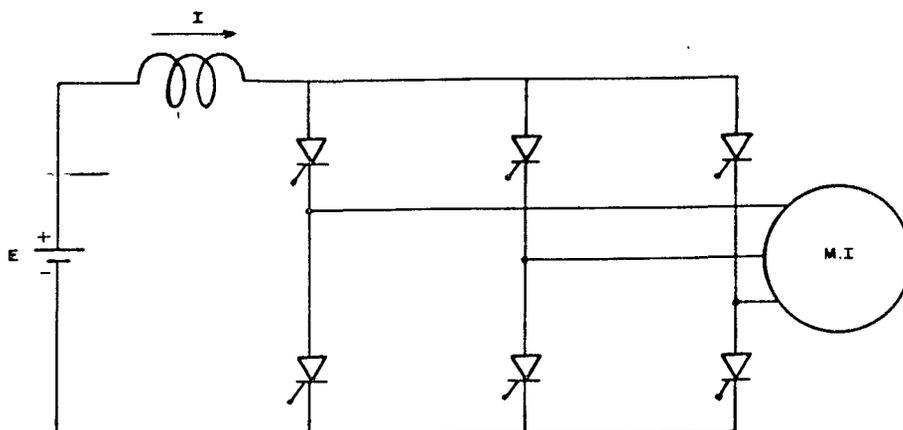


Fig. 2.5 - Comutador trifásico alimentando em corrente o motor de indução (os circuitos de comutação forçada não são apresentados na figura).

Do ponto de vista do acoplamento conversor-máquina, o comutador apresenta as seguintes vantagens em relação ao inversor:

- o circuito de comando é mais simples;
- inexistência de falha por sobrecarga nos comutadores, o que pode ocorrer nos inversores.

O comutador, entretanto, apresenta algumas desvantagens, como:

- custo elevado por causa, principalmente, da elevada indutância utilizada na fonte de corrente, e dos capacitores do circuito de comutação do inversor;

- impossibilidade de ser operado a vazio.

Cicloconversores

Eles permitem transformar uma potência alternada de uma frequência a outra utilizando um único conversor. É possível comandar o cicloconversor para variar simultaneamente a tensão e frequência no estator do motor.

O uso destes conversores é normalmente restrito a aplicações de grande potência por causa do seu elevado custo e dos comandos muito complexos comparados aos conversores anteriormente citados.

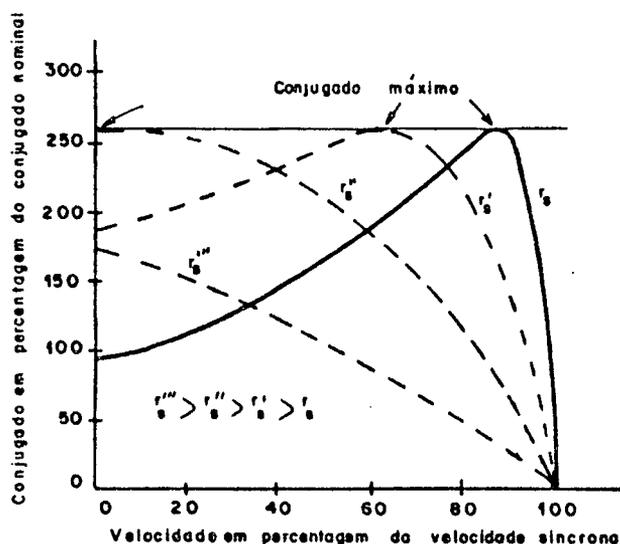


Fig. 2.6 - Curvas de torque-velocidade, no caso de variação da resistência rotórica.

2.2.2. Conversores Ligados ao Rotor

2.2.2.a. Conversores sem recuperação de energia

A variação da velocidade do motor de indução de rotor bobinado pode ser realizada pelo método da variação da resistência rotórica (ver figura 2.6). Esta variação pode ser feita de forma mecânica ou então eletronicamente através de um retificador controlado ou por um retificador a diodos com um pulsador, conforme a figura 2.7 [Barbi-82].

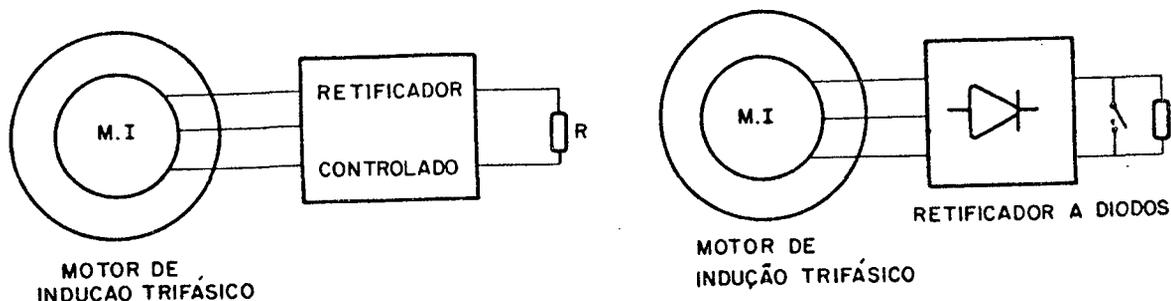


Fig. 2.7 - Conversor sem recuperação de energia controlado eletronicamente.

Entretanto, variadores de velocidade deste tipo não apresentam bom rendimento pois a potência dissipada se torna bastante significativa para grandes escorregamentos.

2.2.2.b. Variadores com recuperação de energia

Cascata Hipossíncrona ou Variador Kramer

A recuperação da potência de escorregamento pode ser feita por um variador do tipo cascata hipossíncrona, melhorando desta forma o rendimento do sistema total. Na figura 2.8 é apresentada uma montagem típica onde a potência de escorregamento é retificada (por retificadores a diodo) e reinjetada na rede através de um inversor a tiristores [Ferreira-84].

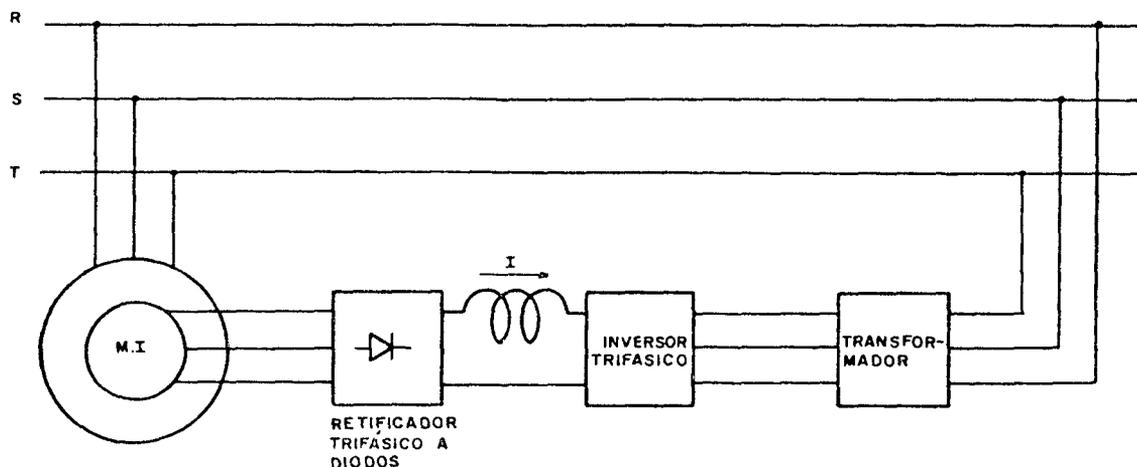


Fig. 2.8 - Estrutura típica de um variador tipo cascata hipossíncrona para recuperação da potência de escorregamento.

Como características principais deste variador, pode-se citar o funcionamento a velocidades sempre abaixo da velocidade síncrona, a semelhança das características de torque deste motor com as de um motor de corrente contínua à excitação independente (torque proporcional à corrente), a impossibilidade de operação regenerativa e de inversão de velocidade.

Cascata Hipersíncrona ou Variador Scherbius

O uso de um retificador a tiristores na montagem da figura anterior permite à potência de escorregamento circular nos dois sentidos. Em consequência disto, o motor poderá funcionar nas regiões acima e abaixo da velocidade síncrona (funcionamento hiper e hipossíncrono). Uma configuração equivalente é obtida utilizando um cicloconversor conforme mostra a figura 2.9.

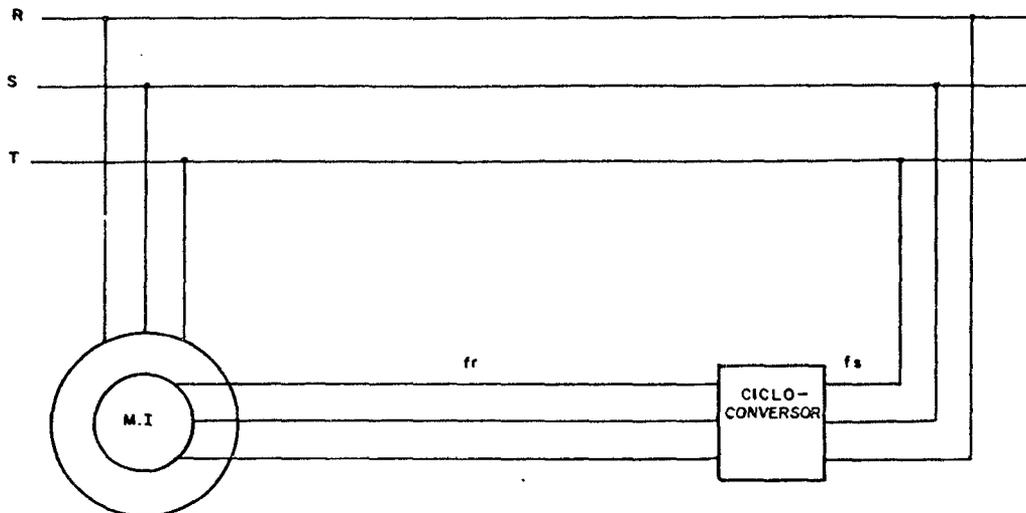


Fig. 2.9 - Variador Scherbius ou Cascata Hipersíncrona utilizando um cicloconversor.

2.3. SISTEMA VARIADOR DE VELOCIDADE COM MÁQUINA DE INDUÇÃO ALIMENTADA EM TENSÃO

Para a realização deste estudo, foi escolhido o variador de velocidade do tipo tensão-frequência variável com um inversor trifásico controlado por modulação da largura de pulsos (PWM).

A utilização deste variador de velocidade foi devida principalmente à disponibilidade de um dispositivo inversor trifásico construído no Laboratório de Máquinas e Eletrônica de Potência (LAMEP) do Departamento de Engenharia Elétrica [Abreu-81] .

Por outro lado, tal variador apresenta um bom desempenho em regime transitório e um funcionamento estável (para pequenas potências).

O sistema variador é composto de um motor de indução trifásico com rotor gaiola, alimentado em tensão pelo inversor trifásico a transistores a frequência variável. O comando dos transistores é feito utilizando as técnicas de modulação da largura de pulso (PWM) permitindo assim que o controle da tensão e frequência estatóricas seja feito no próprio inversor. O padrão de comando será gerado por programação num microprocessador especialmente projetado para este fim.

As referências de tensão V_s e frequência f_s estatóricas a partir das quais o padrão de comando será gerado podem ser obtidas diretamente ou por operações mais elaboradas: lei de fluxo ou regulação de fluxo para a referência de V_s ; regulação de velocidade e autopilotagem para a referência de f_s . No caso de autopilotagem (também conhecida por controle da frequência de escorregamento) a frequência f_s é obtida adicionando-se à frequência mecânica f correspondente à velocidade do motor à referência da frequência estatórica f_r (que pode eventualmente ser obtida a partir de um regulador de velocidade).

A figura 2.10 representa um esquema básico do sistema variador utilizado.

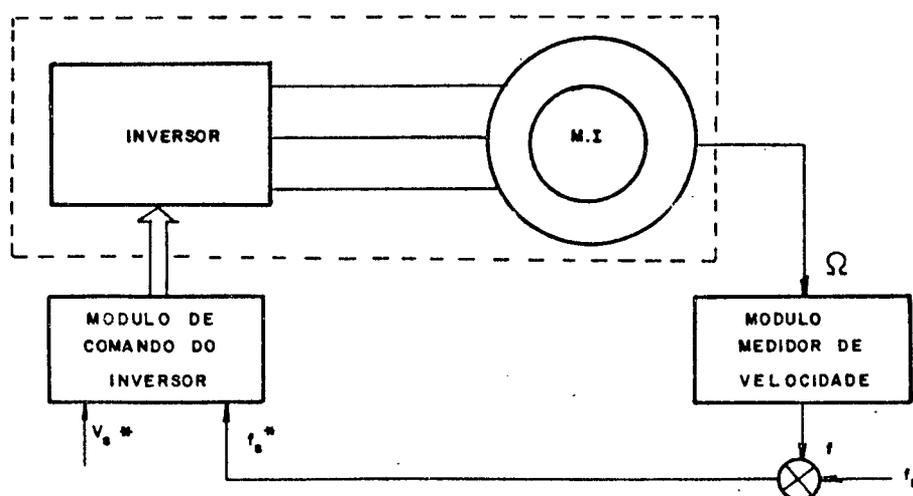


Fig. 2.10 - Sistema variador de velocidade utilizado.

2.4. MODELAGEM DO SISTEMA VARIADOR DE VELOCIDADE

Para realizar a análise do comportamento do conjunto inversor e motor de indução trifásico e o projeto da parte de controle do variador, é necessário representá-lo por um modelo matemático.

Vários modelos permitem representar a máquina de indução alimentada em tensão por um inversor, cada um deles com um grau de complexidade diferente. Dependendo do tipo de estudo, um modelo poderá ser mais adequado que o outro.

2.4.1. Motor de Indução

O motor de indução pode ser representado por vários modelos de conhecimento. Os mais utilizados são:

Modelo em Regime Permanente

Ele utiliza as equações do motor de indução em regime permanente. A sua representação elétrica é conhecida como circuito equivalente.

Este modelo é de grande utilidade para o estudo do comportamento do variador de velocidade em regime permanente ou para a determinação de leis de controle simples [Hapiot-75], porém se mostra insuficiente quando do estudo do desempenho transitório de tais variadores.

Modelo em Regime Transitório

Ele utiliza as equações elétricas de regime transitório do motor de indução e pode ser expresso por um conjunto de seis equações elétricas do tipo:

$$\begin{bmatrix} V_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_i \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

e de uma equação mecânica:

$$J \frac{d}{dt} \Omega + F(\Omega) \Omega + T_r = T_{em} \quad (2.2)$$

onde V_i , I_i e ϕ_i são, respectivamente as tensões, correntes e fluxos para o enrolamento .

Este modelo pode ser simplificado utilizando uma transformação trifásico-bifásico de Park e considerando as seguintes hipóteses verificadas:

- o motor alimentado por tensões trifásicas senoidais;

- o motor suposto simétrico, de entreferro constante e não saturado;

- inexistência de componentes homopolares.

Aplicada esta transformação, o número de equações elétricas fica reduzido a quatro, do tipo:

$$\begin{bmatrix} v_s \\ r \end{bmatrix}_d = \begin{bmatrix} R_s \\ r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ r \end{bmatrix}_d + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \\ r \end{bmatrix}_d \quad (2.3)$$

A equação mecânica permanece a mesma.

Dependendo do sistema de eixos de referência escolhido na transformação de Park, o modelo obtido será diferente; esta escolha dependerá do uso desejado para o modelo.

O conjunto de equações obtido é não linear, havendo a necessidade de simular o modelo para permitir o estudo dos regimes transitórios do motor de indução. Estas equações podem também ser utilizadas para a elaboração de algoritmos de estimação de grandezas dificilmente mensuráveis ou não mensuráveis para a determinação de algoritmos de controle não-lineares.

Deve-se notar também que, além das hipóteses já feitas, os parâmetros elétricos e mecânicos do motor são considerados constantes em toda a faixa de operação, introduzindo assim uma aproximação no modelo.

Modelo Linearizado

As não linearidades do modelo anterior dificultam seu uso no estudo analítico do desempenho transitório do motor, da sua estabilidade, e da elaboração de leis de controle do fluxo e da velocidade a partir da teoria linear de controle. Em consequência, para este tipo de estudo, prefere-se utilizar mode-

los linearizados ao redor de um ponto de funcionamento.

Richards e Tan apresentam vários modelos linearizados da máquina de indução em [Richards-81]. A linearização das equações de Park, leva a um modelo de 5a. ordem que pode ser reduzido em função dos polos dominantes do sistema a modelos de 3a., 2a. e 1a. ordem. O uso destes modelos dependerá da aplicação.

A linearização é realizada tomando um ponto de funcionamento X_{i0} e fazendo pequenas variações ΔX_i ao seu redor; substitui-se X_i por $X_{i0} + \Delta X_i$ nas equações de Park. A linearização se completa então considerando-se desprezíveis os produtos que envolvem as variações, obtendo-se o sistema de 5a. ordem mencionado.

2.4.2. Conversor Estático

As fontes de alimentação de tensão (inversores) e de corrente (comutadores) da máquina de indução são normalmente consideradas perfeitas dando tensões e correntes senoidais de amplitude e frequência variáveis. Esta representação dos conversores estáticos permite um estudo do comportamento da máquina principalmente do ponto de vista do desempenho mecânico e da elaboração de algoritmos de estimação e controle.

Entretanto, um estudo mais aprofundado do variador de velocidade do ponto de vista elétrico torna necessária uma representação mais apurada do comportamento do conversor estático:

- seja representando as formas de reais das ondas de saída aplicadas na entrada do motor, correspondendo a um funcionamento normal do conversor;

- seja representando o conversor estático a partir dos modelos elétricos dos componentes nele utilizados, quando se deseja conhecer o comportamento detalhado do conversor em funcionamento normal ou com falhas [Shoneck-77] .

2.4.3. Modelo Escolhido

Para o tipo de estudo que se pretende fazer neste trabalho, considera-se o motor de indução sendo alimentado por tensões trifásicas senoidais.

O modelo de conhecimento adotado para representar o motor de indução é baseado na transformação de Park considerando os eixos de referência ligados ao estator ou ao campo girante. A consideração dos eixos de referência ligados ao estator facilita a recuperação das grandezas elétricas trifásicas originais do sistema; por outro lado, a adoção de um sistema de eixos ligados ao campo girante favorece a análise destas grandezas e o estudo de algoritmos de estimação e controle, por utilizar grandezas contínuas.

O modelo de Park, considerando os eixos direto e quadratura ligados a uma referência genérica é representado pelo sistema (2.4), onde:

ψ' - velocidade dos eixos de referência com relação ao estator;

θ' - velocidade do rotor.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -nL_s\psi' & pM_{sr} & -nM_{sr}\psi' \\ nL_s\psi' & R_s + pL_s & pM_{sr}\psi' & nM_{sr} \\ pM_{sr} & -nM_{sr}(\psi' - \theta') & R_r + pL_r & -nL_r(\psi' - \theta') \\ nM_{sr}(\psi' - \theta') & pM_{sr} & nL_r(\psi' - \theta') & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Considerando-se os eixos ligados ao estator, obtém-se:

$$n\psi' = 0$$

e

$$n\theta' = \omega$$

O modelo obtido, fazendo-se as substituições acima, pode ser escrito da forma mostrada abaixo:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^e \\ v_{sq}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pM_{sr} & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pM_{sr} \\ pM_{sr} & \omega M_{sr} & R_r + pL_r & \omega L_r \\ -\omega M_{sr} & pM_{sr} & -\omega L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^e \\ i_{sq}^e \\ i_{rd}^e \\ i_{rq}^e \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Isolando-se as derivadas das correntes estatóricas e rotóricas (i_{sd}^e , i_{sq}^e , i_{rd}^e e i_{rq}^e) no sistema de equações, obtém-se o sistema (2.6).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_{sd}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (-R_s L_r I_{sd}^e + M_{sr}^2 \omega I_{sq}^e + R_r M_{sr} I_{rd}^e + M_{sr} L_r \omega I_{rq}^e) + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^e \\
\frac{d}{dt} I_{sq}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (-M_{sr}^2 \omega I_{sd}^e - R_s L_r I_{sq}^e - M_{sr} L_r \omega I_{rd}^e + R_r M_{sr} I_{rq}^e) + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^e \\
\frac{d}{dt} I_{rd}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (R_s M_{sr} I_{sd}^e - M_{sr} L_s \omega I_{sq}^e - R_r L_s I_{rd}^e - L_s L_r \omega I_{rq}^e) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^e \\
\frac{d}{dt} I_{rq}^e &= \frac{1}{\sigma L_r L_s} (M_{sr} L_s \omega I_{sd}^e + R_s M_{sr} I_{sq}^e + L_s L_r \omega I_{rd}^e - R_r L_s I_{rq}^e) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^e
\end{aligned}$$

(2.6)

Definidas as equações elétricas do modelo, este se completa com a equação mecânica (2.7),

$$\frac{J}{n} \frac{d}{dt} \omega + \frac{F}{n} \omega + T_r = T_{em} \quad (2.7)$$

onde o torque é obtido pela relação (2.8).

$$T_{em} = nM_{sr} (I_{sq}^e I_{rd}^e - I_{sd}^e I_{rq}^e) \quad (2.8)$$

De (2.7) e (2.8) obtém-se:

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{n^2 M_{sr}}{J} (I_{sq}^e I_{rd}^e - I_{sd}^e I_{rq}^e) - \frac{F}{J} \omega - \frac{n}{J} T_r \quad (2.9)$$

A equação (2.9), que é a equação que relaciona a derivada da velocidade com as demais variáveis, juntamente com o conjunto de equações (2.6), dá origem a um sistema de equações de estado de 5a. ordem (2.10), onde as variáveis de estado são as correntes estatóricas e rotóricas e a velocidade do motor.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_{sd}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (-R_s L_r I_{sd}^e + M_{sr}^2 \omega I_{sq}^e + R_r M_{sr} I_{rd}^e + M_{sr} L_r \omega I_{rq}^e) + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^e \\
\frac{d}{dt} I_{sq}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (-M_{sr}^2 \omega I_{sd}^e - R_s L_r I_{sq}^e - M_{sr} L_r \omega I_{rd}^e + R_r M_{sr} I_{rq}^e) + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^e \\
\frac{d}{dt} I_{rd}^e &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (R_s M_{sr} I_{sd}^e - M_{sr} L_s \omega I_{sq}^e - R_r L_s I_{rd}^e - L_s L_r \omega I_{rq}^e) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^e \\
\frac{d}{dt} I_{rq}^e &= \frac{1}{\sigma L_r L_s} (M_{sr} L_s \omega I_{sd}^e + R_s M_{sr} I_{sq}^e + L_s L_r \omega I_{rd}^e - R_r L_s I_{rq}^e) - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^e \\
\frac{d}{dt} \omega &= \frac{n^2 M_{sr}}{J} (I_{sq}^e I_{rd}^e - I_{sd}^e I_{rq}^e) - \frac{F}{J} \omega - \frac{n}{J} T_r
\end{aligned}$$

(2.10)

A observação do conjunto de equações (2.10) revela a existência de vários produtos entre as variáveis de estado do sistema, o que caracteriza o modelo como não linear do tipo bilinear, o que torna o estudo analítico complexo.

O modelo do motor para a referência no campo girante é obtido de forma similar, fazendo:

$$n\psi' = \omega_s \quad \text{e} \quad n\theta' = \omega$$

O conjunto de equações de estado é apresentado em (2.11).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_{sd}^g &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (-R_s L_r I_{sd}^g + M_{sr}^2 \omega I_{sq}^g + R_r M_{sr} I_{rd}^g + M_{sr} L_r \omega I_{rq}^g) + \omega_s I_{sq}^g + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^g \\
\frac{d}{dt} I_{sq}^g &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (M_{sr}^2 \omega I_{sd}^g - R_s L_r I_{sq}^g - M_{sr} L_r \omega I_{rd}^g + R_r M_{sr} I_{rq}^g) - \omega_s I_{sd}^g + \frac{L_r}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^g \\
\frac{d}{dt} I_{rd}^g &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (R_s M_{sr} I_{sd}^g + M_{sr} L_s \omega I_{sq}^g - R_r L_r I_{rd}^g - L_s L_r \omega I_{rq}^g) + \omega_s I_{rq}^g - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sd}^g \\
\frac{d}{dt} I_{rq}^g &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (M_{sr} L_s \omega I_{sd}^g + R_s M_{sr} I_{sq}^g + L_s L_r \omega I_{rd}^g - R_r L_r I_{rq}^g) - \omega_s I_{rd}^g - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} V_{sq}^g \\
\frac{d}{dt} \omega &= \frac{n^2 M_{sr}}{J} (I_{sq}^g I_{rd}^g - I_{sd}^g I_{rq}^g) - \frac{F}{J} \omega - \frac{n}{J} T_r
\end{aligned}
\tag{2.11}$$

2.5. SIMULAÇÃO DO VARIADOR DE VELOCIDADE

A representação do motor de indução por um modelo não linear, não importando a forma do modelo do conversor estático torna extremamente difícil o estudo analítico do comportamento do sistema variador de velocidade. Em consequência, se torna necessário o uso de simulação.

A simulação pode se basear num dos seguintes princípios:

- simulação das várias sequências de funcionamento do conjunto conversor-máquina, conhecidas a priori [Cruz-82] ;

- simulação baseada no conhecimento da estrutura do conversor, com todos os seus elementos modelizados, da ligação deste com o motor representado pelo seu modelo matemático, e das ordens de comando dos interruptores do conversor [Davat-80] .

Estes dois tipos de simulação podem ser realizados invariavelmente num computador híbrido ou num computador digital, entretanto, considerando que a implementação num computador híbrido do modelo do variador de velocidade é menos precisa, menos versátil, de mais difícil ajuste e com menor transportabilidade que num computador digital, a simulação do modelo matemático do variador escolhido será feita digitalmente.

Para facilitar o estudo foram consideradas as tensões de alimentação do motor como sendo senoidais, aproximando-se as tensões de saída do inversor pelas suas componentes fundamentais. Esta aproximação não gera nenhum erro importante do ponto de vista do estudo de algoritmos de estimação

e controle e poderá então ser utilizada.

Por outro lado, a simulação se encontra bastante simplificada, porém o projeto do programa de simulação foi realizado de forma a permitir a introdução do inversor futuramente.

A simulação digital foi baseada num programa de simulação de sistemas de equações diferenciais lineares já existente [Rodrigues-81] e adaptado para o caso não linear.

Para facilitar a adaptação, o sistema de equações (2.10) pode ser posto na forma matricial, formando um sistema do tipo (2.12),

$$\dot{\underline{x}} = A(\underline{x}) \underline{x} + B \underline{u} \quad (2.12)$$

onde:

$$\underline{\dot{x}} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd}^e \\ \dot{i}_{sq}^e \\ \dot{i}_{rd}^e \\ \dot{i}_{rq}^e \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} I_{sd}^e \\ I_{sq}^e \\ I_{rd}^e \\ I_{rq}^e \\ \omega \end{bmatrix} \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} v_{sd}^e \\ v_{sq}^e \end{bmatrix}$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}^2 \omega}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_s} & 0 \\ -\frac{M_{sr}^2 \omega}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -\frac{\omega}{\sigma} & 0 \\ \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ -\frac{n^2 M_{sr} I_{rq}^e}{J} & \frac{n^2 M_{sr} I_{rd}^e}{J} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}$$

e

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A matriz $A(x)$ pode ser desmembrada em duas outras matrizes A e $A'(x)$, onde A é a matriz dos coeficientes constantes e $A'(x)$ a dos coeficientes variáveis. Desta forma, o sistema de equações a ser resolvido é do tipo:

$$\dot{\underline{x}} = [A + A'(\underline{x})] \underline{x} + B \underline{u} \quad (2.13)$$

com:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix}$$

$$A'(\underline{x}) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M_{sr}^2 \omega}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_s} & 0 \\ -\frac{M_{sr}^2 \omega}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{\omega}{\sigma} & 0 \\ \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_r} & 0 & \frac{\omega}{\sigma} & 0 & 0 \\ -\frac{n^2 M_{sr} I_{rq}^e}{J} & \frac{n^2 M_{sr} I_{rd}^e}{J} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

O programa já citado foi adaptado para resolver os sistemas de equações não-lineares do tipo (2.13) e a implementação foi feita num minicomputador PDP 11/40, sendo as entradas feitas via teletipo ou console (CRT) e as saídas via impressora (tabela ou gráfico) e plotter analógico.

A escolha do método preditor-corretor para a integração numérica se deu por apresentar boa precisão e por causa do tempo de cálculo envolvido, menor que para outros métodos de integração (por exemplo, o método de Runge-Kutta de 4a. ordem). Entretanto, como este método não inicia sozinho, se tornou necessário utilizar, para os quatro primeiros passos, o método de Runge-Kutta de 4a. ordem.

A estrutura do programa realizado é apresentada na figura 2.11.

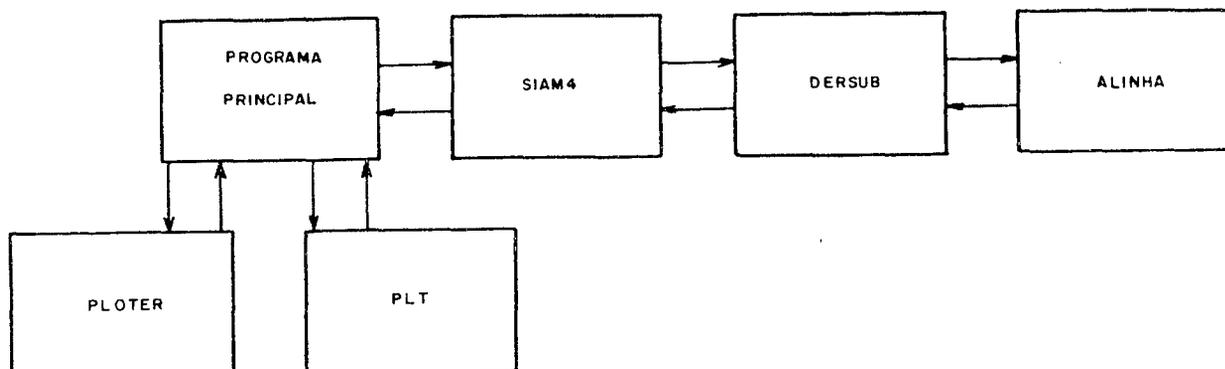


Fig. 2.11 - Estrutura do programa de simulação digital implementado para o variador de velocidade.

O programa principal e as subrotinas desta simulação realizam as seguintes funções:

1. Programa Principal

- Leitura dos dados necessários à simulação (intervalo de simulação e passo de cálculo, número de pontos a serem armazenados, condições iniciais das variáveis de estado);

- Leitura dos dados do motor a ser simulado (parâmetros, tensão de alimentação);

- Calcula, a partir dos parâmetros da máquina, os coeficientes das matrizes A e B;

- Dá acesso à subrotina de integração numérica - SIAM4;

- Apresenta os resultados sob a forma de tabelas e efetua a chamada às subrotinas de traçado de gráficos na impressora ou no plotter analógico, segundo a escolha do usuário;

- Apresenta a opção de cálculo com novas condições iniciais para as variáveis de estado, também a critério do usuário, permitindo a simulação de diversos transitórios do tipo variação das referências do sistema e das perturbações, inversão no sentido da velocidade, etc.

2. Subrotina de integração numérica - SIAM4

- Inicializa as variáveis que serão utilizadas na integração numérica;

- Executa a chamada da subrotina DERSUB, de cálculo das derivadas das variáveis de estado, a cada passo de integração;

- Inicia a integração numérica das derivadas calculadas em DERSUB, utilizando o método de Runge-Kutta de 4a. ordem (durante os quatro primeiros passos);

- Dá continuidade à integração numérica utilizando o método Preditor-Corretor (após o 4o. passo de integração);

- Armazena os pontos a serem utilizados na impressão de tabelas ou traçado de gráficos (o número de pontos é de-

terminado no programa principal);

- Testa o tempo corrente com o tempo final para retornar ao programa principal, onde serão chamadas as subrotinas de saída.

3. Subrotina de cálculo das derivadas - DERSUB

- É chamada a cada passo de integração do programa pela subrotina SIAM4;

- Dá acesso à subrotina ALINHA que calcula os coeficientes da parte não linear da matriz A ;

- Calcula as derivadas das variáveis de estado e retorna à SIAM4 para a integração numérica.

4. Subrotina de cálculo da matriz não-linear $A'(x)$

- ALINHA

- Executa o cálculo dos coeficientes da matriz $A'(x)$ utilizando o valor das variáveis de estado do passo de integração anterior.

5. Subrotina de traçado na impressora - PLOTTER

- Executa o traçado dos gráficos na impressora a partir dos valores armazenados na subrotina SIAM4;

- Permite a impressão de mais de uma curva no mesmo gráfico;

6. Subrotina de traçado no plotter analógico - PLT

- É a responsável pelo traçado de curvas das variáveis saída do programa num plotter analógico;

- Apresenta a possibilidade de se redefinir os limites máximos e mínimos das curvas;

- A conversão das coordenadas é feita através de conversores digital-analógico (CDA) do minicomputador PDP 11/40.

2.5. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

O programa de simulação digital descrito acima apresenta vários tipos de saída para posterior uso.

Para exemplificar, a figura 2.12 apresenta as curvas de algumas variáveis de saída durante um transitório de partida do motor de indução.

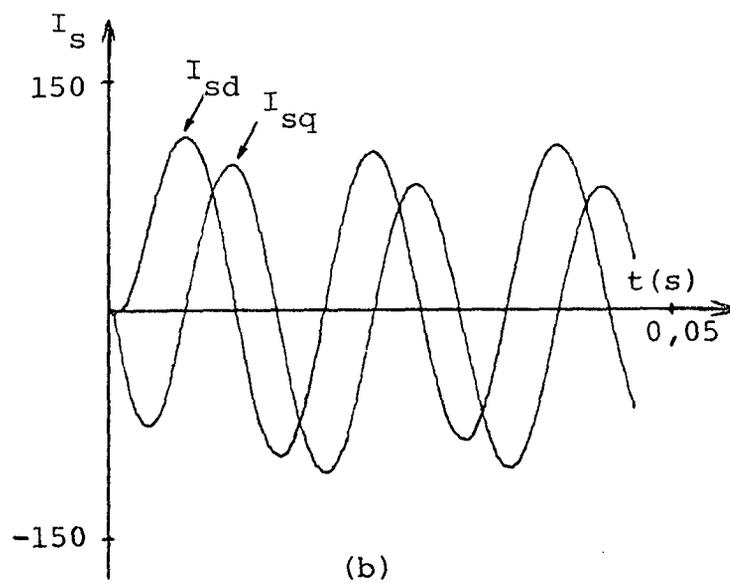
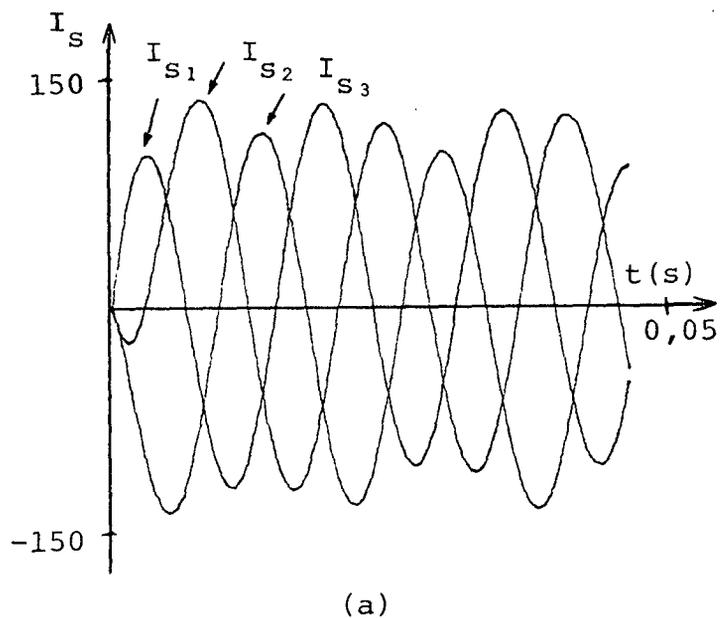


Fig. 2.12 - Correntes estatóricas obtidas em simulação durante um transitório de partida do motor de indução: (a) Correntes trifásicas
(b) Correntes bifásicas

2.6. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados uma visão geral sobre os variadores de velocidade existentes, o modelo e o tipo de análise adotados neste trabalho.

A análise do sistema é bastante facilitada devido ao uso do programa de simulação, tornando possível a observação do desempenho do variador nos regimes permanente e transitório.

Os testes dos algoritmos de estimação e controle apresentados nos capítulos seguintes são realizados através de subrotinas criadas para este fim.

Além do mais, esta simulação digital do variador de velocidade com o motor de indução poderá ser utilizada em outros trabalhos que venham a ser realizados nesta área de aplicação. Ela apresenta ainda a possibilidade de futura introdução de um inversor pela simulação das formas de onda reais deste.

ESTIMADORES DE FLUXO E TORQUE3.1. INTRODUÇÃO

Estudos realizados a respeito de variadores de velocidade a frequência variável com motores de indução [Bose-82], [Bordry-80], [Abbondanti-77] têm mostrado a importância do controle sobre o fluxo e sobre o torque do motor, para obter um melhor desempenho global do variador.

Geralmente, num sistema variador de velocidade, é requerido que o nível do fluxo do motor seja mantido constante, se possível, ao seu valor nominal, sob quaisquer condições de funcionamento. O controle do fluxo permite evitar a saturação do motor, fazendo com que seus parâmetros permaneçam constantes durante todo o funcionamento, além de obter um melhor aproveitamento do motor em termos de torque.

Muitas técnicas têm sido desenvolvidas para manter constante o fluxo do motor, tanto em regime permanente como durante os transitórios. Estas técnicas variam quanto à estratégia adotada, desde a utilização de leis tensão-frequência baseadas em modelos em regime permanente e de fácil implementação até a regulação em malha fechada a partir dos valores instantâneos do fluxo estatístico. A obtenção dos valores do fluxo a cada instante é uma tarefa bastante difícil e pode ser realizada a partir de sensores instalados no interior da máquina ou através de estimadores de fluxo.

Neste capítulo serão apresentados alguns dos vários métodos de controle de fluxo. A seguir serão propostos

alguns estimadores de fluxo e torque, testados em simulação e comparados do ponto de vista da implementação digital e segundo critérios de precisão, tempo de cálculo e estabilidade com o objetivo de escolher um deles a ser utilizado numa malha de regulação de fluxo que será o objeto do estudo do capítulo seguinte.

3.2. MÉTODOS DE CONTROLE DE FLUXO

Apresentadas as razões pelas quais se deseja manter constante o fluxo num variador de velocidade com motor de indução, alguns dos métodos clássicos de controle de fluxo [Abbondanti-77] são aqui descritos:

3.2.1. Leis de Controle Tensão-Frequência

Neste método, a operação a fluxo constante é obtida pelo controle simultâneo das grandezas tensão e frequência estatóricas do motor.

O exame do modelo em regime permanente do motor de indução mostra que, se ignoradas as quedas de tensão da impedância do estator do motor, obtém-se uma relação linear entre a tensão e a frequência estatóricas (Fig. 3.1.a) que permite assegurar a manutenção do fluxo constante em regime permanente.

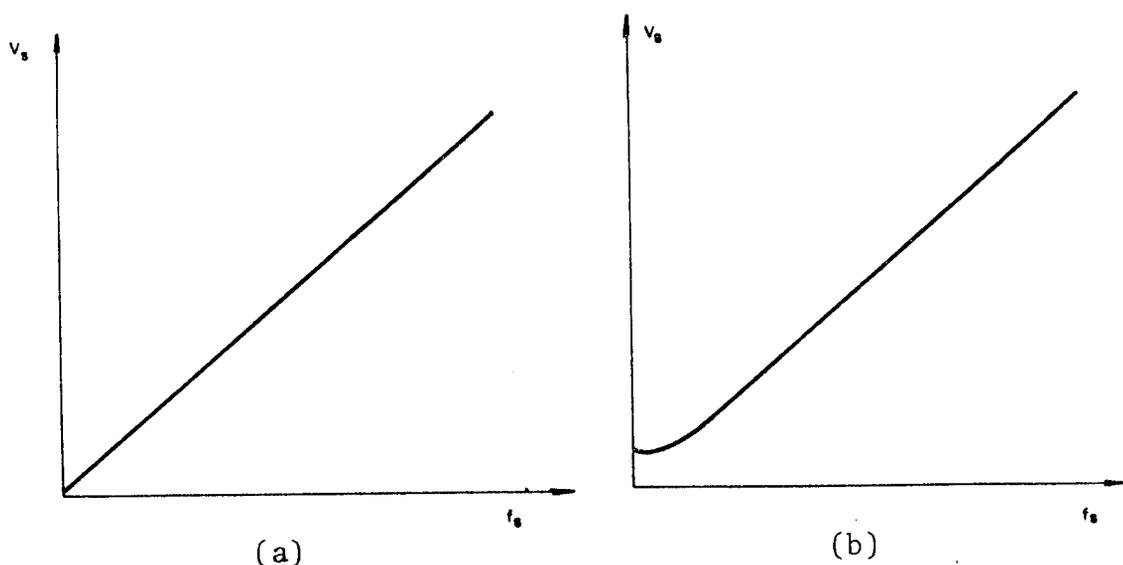


Fig. 3.1 - Leis Tensão-Frequência de controle do fluxo

Entretanto, para as baixas velocidades, a queda de tensão desprezada se torna significativa com relação à própria tensão estatórica, ocorrendo uma queda importante em termos de torque. Uma forma de corrigir este problema é utilizar uma característica tensão frequência do tipo apresentado na figura 3.1.b, onde, nas baixas frequências, é somado um sinal de tensão. Desta forma é possível obter torques elevados em baixas velocidades; entretanto, nesta mesma zona de velocidade, quando o motor está sem carga, pode haver sobreexcitação e problemas de saturação na máquina.

Existem outras técnicas de compensação da queda da impedância estatórica por acréscimo de uma tensão constante V_C , proporcional à carga, dando características do tipo daquelas apresentadas na figura 3.2.

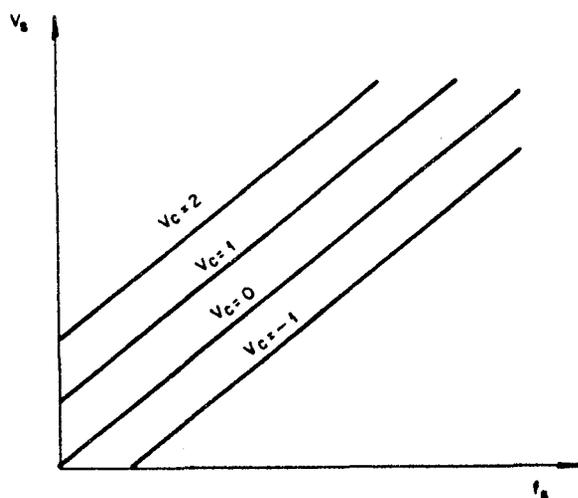


Fig. 3.2 - Características tensão-frequência com compensação da queda de tensão estática.

A tensão V_C de compensação pode ser proporcional à parte real da corrente estática ($k |I_S| \cos \theta$) ou ao escorregamento (kS). No primeiro caso, esta técnica se constitui numa boa aproximação apenas em alta frequência, pois continuam a existir problemas de saturação nas operações a baixa frequência e sem carga. A técnica de compensação a partir de um sinal proporcional ao escorregamento elimina o risco de saturação com o motor sem carga; entretanto este método se justifica unicamente, em termos de custo, quando já está sendo utilizado na montagem para outra finalidade, um dispositivo de medida de velocidade (ou de escorregamento) [Abbondanti-77] .

3.2.2. Lei de Fluxo a partir do modelo em Regime Permanente
 [Hapiot-75] , [Bordry-78]

A partir das equações do modelo de regime permanente da máquina, pode-se estabelecer uma relação entre o fluxo estatórico ϕ_s e o módulo da tensão V_s , descrita pela equação 3.1.

$$V_s = \frac{R_s}{L_s} \phi_s \sqrt{\frac{\left(\frac{L_s \omega_s}{R_s} + \frac{L_r \omega_r}{R_r}\right)^2 + \left(1 - \frac{\sigma L_s L_r}{R_s R_r} \omega_s \omega_r\right)^2}{\left(1 + \frac{\sigma L_r}{R_r} \omega_r\right)^2}} \quad (3.1)$$

Esta lei relacionando V_s , ω_s e ω_r permite manter o fluxo ϕ_s constante, no entanto, é de difícil implementação. Considerando uma faixa de frequência rotórica baixa, ela pode ser aproximada por uma relação linear do tipo:

$$V_s = \phi_s (\omega_s + \kappa \omega_r) \quad (3.2)$$

$$\text{com } \kappa = \frac{R_s L_r}{R_r L_s}$$

A relação determinada em (3.2) é de implementação

bem mais simples, porém ela só garante o bom desempenho do fluxo em regime permanente.

3.2.3. Regulação do Fluxo em Malha Fechada

O método de regulação do fluxo é apresentado na figura 3.3, onde a tensão v_s que servirá de referência ao inversor é obtida na saída de um regulador agindo sobre o erro entre a referência de fluxo ϕ_s^* e um valor instantâneo do fluxo ϕ_s medido ou estimado.

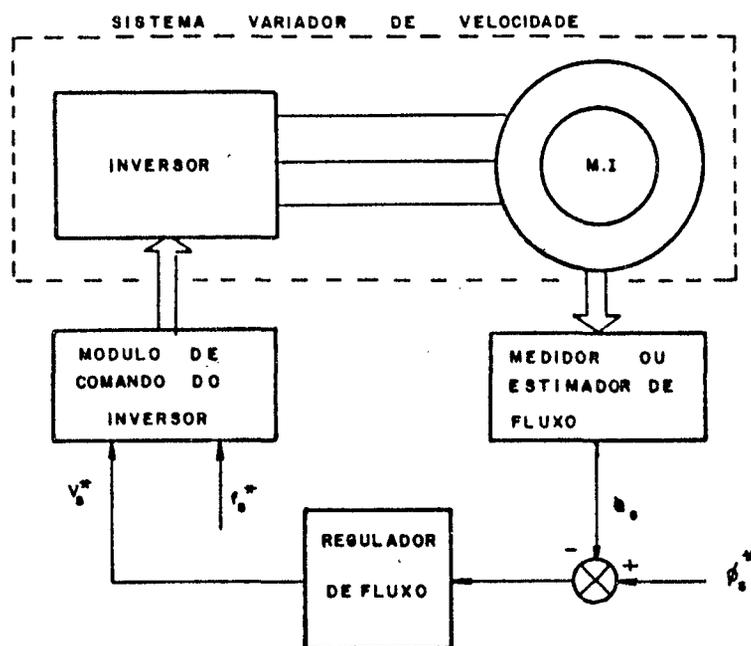


Fig. 3.3 - Método de regulação de fluxo em malha fechada

Os vários métodos apresentados se distinguem unicamente do ponto de vista da forma de obtenção do fluxo estático.

Medida Direta do Fluxo: o fluxo é obtido por meio da instalação de sensores (tipo sensores de Hall) nos polos do motor. Entretanto o custo deste método é relativamente elevado e implica na colocação dos sensores durante a fabricação do motor.

Estas razões inviabilizam o uso deste método na maior parte das aplicações.

Medida por Enrolamento de Prova: pode-se obter uma medida do fluxo através da introdução de pequenas bobinas no estator da máquina. A partir do sinal de tensão obtido nos terminais da bobina, se torna possível deduzir o valor do fluxo por integração [Plunkett-77].

Este método, apesar de ser de mais fácil implementação, não é aplicável ao uso de motores já instalados.

Estimação do Fluxo: o fluxo estático ϕ_s pode ser estimado a partir dos modelos em regime transitório do motor de indução, tomando-se o cuidado de que as variáveis de entrada do estimador proposto sejam grandezas elétricas de fácil obtenção (tensões e correntes estáticas).

Estes estimadores apresentam também a vantagem de poder fornecer facilmente o valor do torque eletromagnético instantâneo do motor (T_{em}), permitindo o uso em malhas de controle do torque, o que vai melhorar o desempenho do variador de velocidade [Bose-82].

A precisão da estimação destas grandezas (ϕ_s e T_{em}) é de importância fundamental para a precisão dos controles efetuados. Esta é afetada principalmente pelos parâmetros (resistência e indutância) do motor, que são considerados constantes dentro dos modelos utilizados. Por esta razão, é necessário um funcionamento na zona não saturada do motor (o que

é possível com uma boa regulação de fluxo) e , eventualmente em casos mais críticos, uma monitoração da temperatura do motor (que influi sobre a resistência).

A seguir, são apresentados alguns tipos de estimadores de fluxo e torque para posterior comparação e escolha de um que possibilite uma boa regulação de fluxo do sistema variador de velocidade.

3.3. ESTIMADORES DE FLUXO E TORQUE

A partir dos vários modelos de Park possíveis pode-se obter as seguintes equações para o fluxo do entreferro ϕ_s e o torque eletromagnético T_{em} do motor de indução:

$$\phi_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\phi_{sd}^2 + \phi_{sq}^2} \quad (3.3)$$

e

$$T_{em} = n (I_{sq} \phi_{sd} - I_{sd} \phi_{sq}) \quad (3.4)$$

Pode-se observar nas equações (3.3) e (3.4) que para obter o fluxo e o torque do motor é necessário determinar os fluxos no eixo direto e quadratura (ϕ_{sd} e ϕ_{sq}), quaisquer que sejam os eixos de referência do modelo escolhido.

Os estimadores apresentados a seguir se distinguem quanto à forma de obtenção dos fluxos ϕ_{sd} e ϕ_{sq} para posterior estimação do ϕ_s e T_{em} .

3.3.1. Estimadores considerando os eixos de referência ligados ao estator

Estimador 1:

As equações da máquina, utilizando a transformação de Park, para o caso geral são:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Considerando-se os eixos de referência ligados ao estator e $V_r = 0$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
v_{sd}^e &= R_s I_{sd}^e + \frac{d}{dt} \phi_{sd}^e \\
v_{sq}^e &= R_s I_{sq}^e + \frac{d}{dt} \phi_{sq}^e \\
0 &= R_r I_{rd}^e + \frac{d}{dt} \phi_{rd}^e + \omega \phi_{sq}^e \\
0 &= R_r I_{rq}^e + \frac{d}{dt} \phi_{rq}^e - \omega \phi_{sd}^e
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Podemos, para a obtenção de ϕ_{sd} e ϕ_{sq} , utilizar as equações estatóricas do conjunto (3.6), na seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \phi_{sd}^e &= v_{sd}^e - R_s I_{sd}^e \\
\frac{d}{dt} \phi_{sq}^e &= v_{sq}^e - R_s I_{sq}^e
\end{aligned} \tag{3.7}$$

O par de equações (3.7) é o que vai fornecer os valores das derivadas dos fluxos instantâneos nos eixos direto e quadratura. Os valores dos fluxos ϕ_{sd} e ϕ_{sq} que serão utilizados nas equações (3.3) e (3.4) resultam da integração numérica destas derivadas.

Serão apresentados e discutidos adiante os métodos de integração a serem utilizados.

As variáveis de entrada deste estimador são as grandezas tensão e corrente nos eixos direto e em quadratura

referenciadas ao estator V_{sd} , V_{sq} , I_{sd} e I_{sq} .

Estimador 2:

Pode-se obter as correntes a partir dos fluxos utilizando as relações:

$$\begin{aligned}
 I_{sd} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \phi_{sd} - M_{sr} \phi_{rd}) \\
 I_{sq} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_r \phi_{sq} - M_{sr} \phi_{rq}) \\
 I_{rd} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \phi_{rd} - M_{sr} \phi_{sd}) \\
 I_{rq} &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} (L_s \phi_{rq} - M_{sr} \phi_{sq})
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

Isolando-se as derivadas dos fluxos nas equações (3.6) e substituindo-se as correntes a partir do conjunto de equações (3.8), obtém-se:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \phi_{sd}^e &= v_{sd}^e - \frac{R_s}{\sigma L_s} \phi_{sd}^e + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd}^e \\
\frac{d}{dt} \phi_{sq}^e &= v_{sq}^e - \frac{R_s}{\sigma L_s} \phi_{sq}^e + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq}^e \\
\frac{d}{dt} \phi_{rd}^e &= -\frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{rd}^e + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd}^e - \omega \phi_{rq}^e \\
\frac{d}{dt} \phi_{rq}^e &= -\frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{rq}^e + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq}^e + \omega \phi_{rd}^e
\end{aligned} \tag{3.9}$$

O estimador baseado nestas equações terá como variáveis de entrada as tensões estatóricas referenciadas aos eixos ligados ao estator V_{sd} e V_{sq} e a velocidade do motor ω .

3.3.2. Estimadores considerando os eixos de referência ligados ao campo girante

Estimador 3:

Ele é constituído a partir das equações (3.5), porém, considerando os eixos de referência ligados ao campo girante. Assim sendo, as equações com as grandezas assim referenciadas, ficam da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \phi_{sd}^g &= V_{sd}^g - R_s I_{sd}^g + \omega_s \phi_{sq}^g \\
 \frac{d}{dt} \phi_{sq}^g &= V_{sq}^g - R_s I_{sq}^g - \omega_s \phi_{sd}^g
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

As variáveis de entrada do estimador 3 são as grandezas tensões e correntes nos eixos direto e em quadratura referenciadas ao campo girante V_{sd} , V_{sq} , I_{sd} , I_{sq} e a pulsação estatórica ω_s .

Estimador 4:

De forma análoga ao que foi feito no caso do estimador 2, este estimador é obtido substituindo-se no conjunto de equações (3.5) as correntes pelos fluxos - Eqs. (3.8) -, porém com as grandezas consideradas em relação aos eixos ligados ao campo girante:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \phi_{sd}^g &= V_{sd}^g - \frac{R_s}{\sigma L_s} \phi_{sd}^g + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd}^g + \omega_s \phi_{sq}^g \\
\frac{d}{dt} \phi_{sq}^g &= V_{sq}^g - \frac{R_s}{\sigma L_s} \phi_{sq}^g + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq}^g - \omega_s \phi_{sd}^g \\
\frac{d}{dt} \phi_{rd}^g &= -\frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{rd}^g + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd}^g + (\omega_s - \omega) \phi_{rq}^g \\
\frac{d}{dt} \phi_{rq}^g &= -\frac{R_r}{\sigma L_r} \phi_{rq}^g + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq}^g - (\omega_s - \omega) \phi_{rd}^g
\end{aligned} \tag{3.11}$$

As variáveis de entrada do estimador são as tensões nos eixos d e q (V_{sd} e V_{sq}), a pulsação estatórica ω_s e a velocidade mecânica ω .

Estimador 5: [Bordry-80]

Considerando os eixos de referência posicionados de tal forma que $\phi_{sd} = \phi_s$ e $\phi_{sq} = 0$, é possível obter-se a partir das equações (3.10) uma outra versão do estimador de fluxo.

Com estas considerações, as equações são assim escritas:

$$\begin{aligned}
 V_{sd}^g &= R_s I_{sd}^g + \frac{d}{dt} \phi_{sd}^g \\
 V_{sq}^g &= R_s I_{sq}^g + \omega_s \phi_{sd}^g
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

As equações (3.12) conduzem a dois modelos para a reconstituição do fluxo estático:

Utilizando V_{sd} :

$$\frac{d}{dt} \phi_{sd}^g = V_{sd}^g - R_s I_{sd}^g
 \tag{3.13}$$

Ou através de V_{sq} :

$$\phi_s = \frac{V_{sq}^g - R_s I_{sq}^g}{\omega_s}
 \tag{3.14}$$

Devido à consideração feita com relação ao posicionamento dos eixos de referência (sobre o fluxo estático) o valor da tensão V_{sd} está muito próximo do valor da queda de tensão em R_s . Por esta razão, a equação (3.13) não proporciona uma boa reconstituição do fluxo.

Um melhor resultado se obtém com a estimação através da equação (3.14), porém, podem surgir problemas de saturação em baixa frequência estatórica, devido à divisão por ω_s .

O torque eletromagnético pode ser reconstituído facilmente a partir da equação:

$$T_{em} = n I_{sq}^g \phi_s \quad (3.15)$$

As variáveis de entrada deste estimador são a tensão estatórica de eixo em quadratura V_{sq} , a corrente estatórica de eixo em quadratura I_{sq} e a frequência estatórica ω_s . A tensão e a corrente estatóricas devem estar referenciadas aos eixos ligados ao campo girante, considerando-se ainda o eixo de referência direta segundo a mesma direção que o fluxo ϕ_s .

3.4. ESTUDO COMPARATIVO DOS ESTIMADORES

Como foi apresentado anteriormente, os estimadores propostos se diferenciam quanto às equações envolvidas na obtenção do fluxo e quanto às suas variáveis de entrada.

Cada um destes estimadores apresentará diferentes características no que se refere ao seu desempenho, tempo de cálculo, estabilidade do método numérico utilizado e precisão.

Este estudo tem por objetivo fazer uma análise comparativa e determinar qual dos estimadores apresentados é o mais adequado do ponto de vista da obtenção das variáveis de

entrada, tempo de cálculo, desempenho, etc.

3.4.1. Variáveis de Entrada dos Vários Estimadores

As variáveis de entrada dos vários estimadores de fluxo propostos estão apresentados na tabela 3.1 que segue:

Variáveis de Entrada				
Estimador	Tensões	Correntes	Pulsações	Eixos de Ref.
1	V_{sd}, V_{sq}	I_{sd}, I_{sq}	-	Estator
2	V_{sd}, V_{sq}	-	ω	Estator
3	V_{sd}, V_{sq}	I_{sd}, I_{sq}	ω_s	Campo G^1
4	V_{sd}, V_{sq}	I_{sd}, I_{sq}	ω_s, ω	Campo G^1
5	V_{sq}	I_{sq}	ω_s	Campo G^2

Tabela 3.1 - Variáveis de Entrada dos Estimadores propostos

- Obs.: 1 - Referência no campo girante com os eixos segundo o vetor de tensão V_s ;
- 2 - Referência no campo girante com os eixos segundo o vetor fluxo ϕ_s .

No caso dos estimadores de torque, as variáveis de entrada são as mesmas, exceto para os estimadores 2 e 4, onde aparecem também as correntes nos eixos d e q como variáveis de entrada.

Nos estimadores 1 e 2, as variáveis de entrada elétricas são facilmente obtidas a partir das medidas das variáveis estatóricas trifásicas pelas simples relações algébricas que seguem:

$$\begin{bmatrix} x_{sd}^e \\ x_{sq}^e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \\ x_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

onde X pode representar a tensão V ou a corrente I .

No caso do estimador de fluxo 2, é necessário também a medida da pulsação estatórica ω_s , de fácil obtenção no circuito de comando do inversor (em particular, no caso de funcionamento autopilotado).

Nos estimadores 3 e 4, a reconstituição das variáveis de entrada elétricas envolve uma maior complexidade devido aos eixos estarem ligados ao campo girante. A relação (3.17) mostra a forma de obtenção destas variáveis.

$$\begin{bmatrix} x_{sd}^g \\ x_{sq}^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{sd}^e \\ x_{sq}^e \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

onde X pode representar tanto a tensão V como a corrente I .

A dificuldade maior se encontra na determinação do valor do ângulo θ , isto é, do ângulo que determina a posição do eixo direto d que gira na velocidade ω_s ; para efeito de simplificação, é comum, neste tipo de variador, escolher os eixos de referência segundo o vetor tensão V_s (i.é. $V_s = V_{sd}$ e $V_{sq} = 0$).

A determinação do ângulo θ é obtida a partir da integração da pulsação estatórica ω_s , considerando um ângulo inicial θ_0 , obtido a partir do conhecimento dos instantes de comutação [de Fornel-83]. Tal procedimento de obtenção das variáveis de entrada destes estimadores (3 e 4) é de difícil implementação por necessitar o uso de funções trigonométricas; opta-se geralmente por razões de minimização do tempo de cálculo, por implementação via dispositivos analógicos; entretanto tal realização se torna de custo elevado por causa dos circuitos envolvidos.

Uma forma mais simples [de Fornel-83] de obter uma reconstituição das variáveis de entrada elétricas dos estimadores 3 e 4 baseia-se nas seguintes considerações: as

potências de entrada e de saída do inversor são iguais, desprezando-se as comutações e as perdas no inversor; as ondas de corrente e tensão são aproximadas pelas suas fundamentais. Em consequência, obtém-se as grandezas requeridas a partir das relações seguintes, que permitem obter os valores médios das variáveis de entrada.

$$\begin{aligned}
 V_{sd}^g &= \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \bar{V}_e \\
 I_{sd}^g &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \bar{I}_e \\
 I_{sq}^g &= k \sqrt{|\bar{I}_s|^2 - |I_{sd}^g|^2}
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

onde \bar{V}_e , \bar{I}_e são os valores médios das tensões e correntes de entrada do inversor e \bar{I}_s o valor máximo da corrente estatórica.

Este método é menos exato na reconstituição das grandezas de entrada que o anterior, mas permite uma implementação mais simples. Entretanto, é necessário ainda utilizar circuitos analógicos como integradores para a obtenção do valor médio e raiz quadrada, o que tornou esta reconstituição mais complexa que para os estimadores 1 e 2.

No caso do estimador 5, a obtenção das suas variáveis de entrada a partir de grandezas facilmente mensuráveis se torna ainda mais difícil pelo fato dos eixos de referência serem posicionados segundo a direção do fluxo estatórico.

Entretanto, para evitar este problema, o estimador

pode ser acrescido do conjunto de equações diferenciais (3.19) e de um regulador proporcional integral para obter a reconstituição das grandezas I_{sq} e V_{sq} , respectivamente [Bordry-80]. Este estimador modificado será chamado estimador 5' e as variáveis de entrada serão a pulsação estatórica ω_s e a velocidade ω .

$$\frac{d}{dt} I_{sd} = - \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{sd} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} \frac{d}{dt} \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{sq} \quad (3.19)$$

$$\frac{d}{dt} I_{sq} = - \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{sq} + \frac{\omega_r}{\sigma L_r} \phi_{sd} - (\omega_s - \omega) I_{sd}$$

Deste estudo comparativo, sobressai claramente uma maior facilidade na obtenção das variáveis de entrada dos estimadores 1 e 2, em particular o estimador 1. Entretanto, é ainda possível obter as variáveis de entrada dos estimadores 3 e 4 com uma boa aproximação e com um dispositivo analógico de custo médio, conforme explicado acima.

3.4.2. Critério do Tempo de Cálculo

O objetivo final deste trabalho consiste na implementação da parte de controle do variador de velocidade num microcomputador. Por esta razão, se torna importante a realização de um estudo comparativo sobre o tempo de cálculo necessário para

a implementação dos vários estimadores de fluxo e de torque propostos. Em consequência, para efeito de comparação, considerar-se-á todos os algoritmos de estimação implementados num mesmo microcomputador e os mesmos métodos de integração e cálculo de raiz quadrada são utilizados para todos os estimadores. Em consequência, o tempo de cálculo dos estimadores se diferencia conforme a sua estrutura e o número de equações nele utilizadas. Para cada operação envolvida em cada estimador, explicitar-se-á um tempo gasto, conforme a apresentação a seguir:

- Ta - tempo necessário para a realização de uma adição ou subtração;
- Tm - tempo necessário para a realização de uma multiplicação;
- Td - tempo necessário para realização de uma divisão;
- Ti - tempo para a realização de uma integração numérica;
- Trq - tempo gasto para a realização de uma raiz quadrada (o cálculo da raiz quadrada é realizado a partir de um algoritmo clássico de cálculo por aproximações, pois o uso de um processador aritmético para esta aplicação é considerada de custo muito elevado).

A tabela 3.2 permite observar os tempos necessários para a estimação do fluxo e a tabela 3.3 os tempos

necessários para a estimação do torque.

Estimador	Tempos Necessários				
	Ta	Tm	Td	Ti	Trq
1	4	8	0	2	1
2	10	16	0	4	1
3	6	10	0	2	1
4	14	18	0	4	1
5	1	3	1	0	0
5'	7	11	1	3	0

Tabela 3.2 - Tempos de cálculo para a implementação dos estimadores de fluxo.

Os tempos gastos dependem do tipo de microprocessador utilizado na realização numérica do algoritmo.

Para efeito de comparação, o mesmo método de integração é utilizado bem como o algoritmo de cálculo da raiz quadrada, de forma que a tabela acima se constitui de um importante dado para este estudo.

Estimador	Tempos Necessários				
	Ta	Tm	Td	Ti	Trq
1	4	9	0	2	0
2	10	17	0	4	0
3	6	11	0	2	0
4	14	19	0	4	0
5	1	6	1	0	0
5'	6	14	1	3	0

Tabela 3.3 - Tempos de cálculo para a implementação dos estimadores de torque.

Pode-se notar que a diferença entre a estimação de fluxo e de torque está na utilização das equações de cálculo destes a partir do conhecimento de ϕ_{sd} e ϕ_{sq} (equação (3.3) para o fluxo e (3.4) para o torque no caso dos estimadores de 1 a 4; equação (3.14) para o fluxo e (3.14) e (3.15) para o torque no caso dos estimadores 5 e 5'). Em termos de cálculo, isto representa um acréscimo de uma multiplicação e a retirada da operação de raiz quadrada, no caso dos estimadores de 1 a 4 e a inclusão de duas operações de multiplicação para os estimadores 5 e 5'.

Do exame das tabelas acima, pode-se ver que do ponto de vista do tempo de cálculo, o estimador 5 é o mais rápido; os estimadores 1 e 3 apresentam também um tempo de cálculo satisfatório.

3.4.3. Estabilidade dos Métodos de Integração

Foi feita a tentativa de realização de um estudo teórico em termos de estabilidade dos métodos numéricos para os vários estimadores apresentados.

O método adotado é descrito em [Rosko-71] e se baseia na determinação das raízes do método estudado para um dado período de amostragem procurando verificar a convergência do erro para zero.

Este método, no entanto, é de fácil resolução analítica para o caso em que se tem apenas uma equação a ser integrada. No nosso caso, a utilização deste método se torna bastante complexa pelo fato de se ter um sistema de 2 ou 4 equações com derivadas parciais que necessitaria uma solução computacional.

Tendo em vista que não se pretende realizar a

implementação do estimador de fluxo neste trabalho, não foi realizado este estudo teórico; entretanto deve ser ressaltada a importância deste estudo quando houver o interesse de implementação prática destes estimadores, pois este prestará relevantes informações no que se refere ao período de integração para a obtenção de um sistema com garantia de estabilidade. Neste caso a realização de um estudo através da análise do lugar das raízes permitiria também tirar conclusões sobre os limites de estabilidade.

3.4.4. Estudo do Desempenho dos Estimadores

Com o objetivo de estudar o desempenho e de verificar a validade da realização da estimação de fluxo e de torque propostos, foram construídas, para cada estimador, subrotinas que foram inseridas no programa de simulação citado anteriormente.

Desta forma, foram testados todos os estimadores apresentados e foram também considerados vários métodos de integração numérica: Runge-Kutta de 2a. ordem, Simpson e Preditor-Corretor-Modificado (ver anexo A).

Foram traçadas curvas do fluxo e do torque (reais e estimados) e dos erros relativos entre as grandezas anteriormente citadas, encontrados para cada estimador conforme será mostrado a seguir. A denominação "real" se refere às grandezas calculadas através das equações do modelo, cujas variáveis envolvidas não são acessíveis na prática.

As tabelas 3.4 e 3.5 apresentam, respectivamente, os valores numéricos dos erros de estimação de fluxo e torque obtidos evidenciando o valor máximo e o valor médio em regime permanente para cada estimador (de 1 a 4) e cada método numérico.

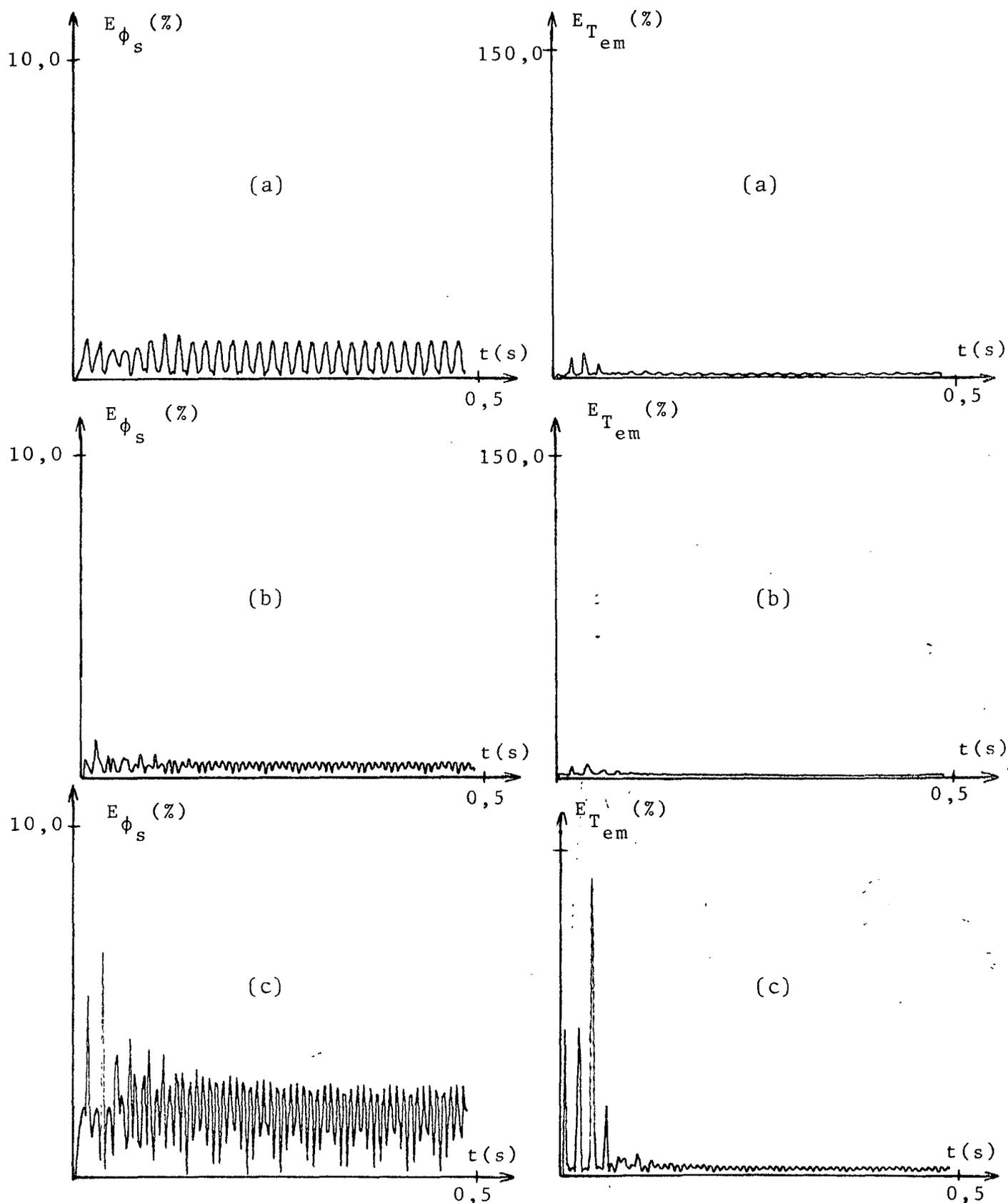


Fig. 3.4 - Erros percentuais de fluxo e torque obtidos para o estimador 1 - (a) Runge-Kutta, (b) Simpson e (c) Preditor-Corretor Modificado.

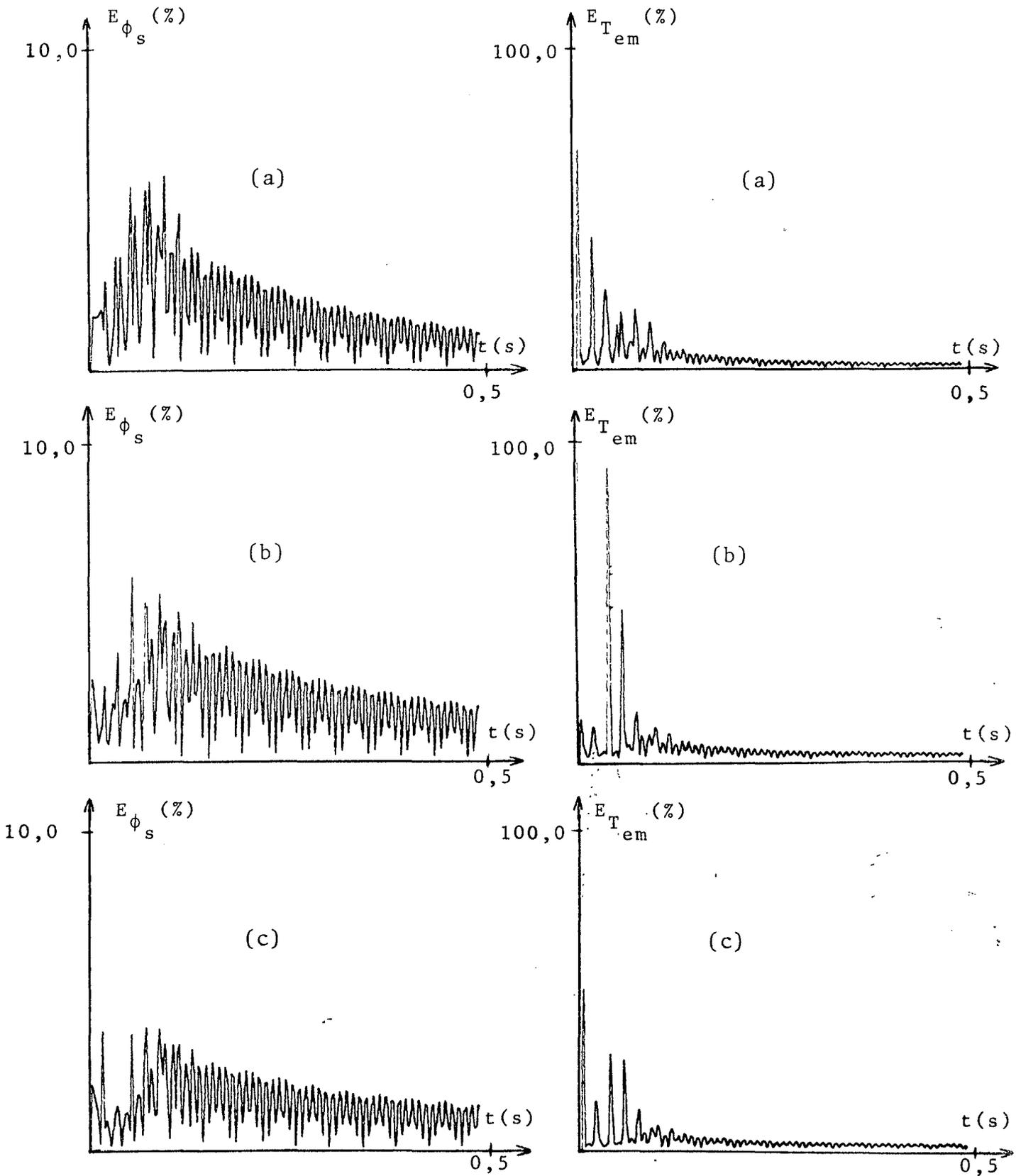


Fig. 3.5 - Erros percentuais de fluxo e torque obtidos para o estimador 3 - (a) Runge-Kutta, (b) Simpson e (c) Preditor-Corretor Modificado.

ESTIMADOR	ERRO (%)	RUNGE-KUTTA	SIMPSON	PRED-CORR
1	Máx	1,41	1,20	6,84
	Reg. Perm.	0,59	0,25	1,85
2	Máx	2,67	2,25	5,42
	Reg. Perm.	1,01	1,84	1,82
3	Máx	6,06	5,79	3,82
	Reg. Perm.	0,51	1,12	0,95
4	Máx	26,29	50,02	32,6
	Reg. Perm.	0,00027	1,15	0,00027

Tabela 3.4 - Erros de estimação de fluxo para os estimadores de 1 a 4, considerando os três métodos de integração numérica estudados.

ESTIMADOR	ERRO (%)	RUNGE-KUTTA	SIMPSON	PRED-CORR
1	Máx	10,80	5,86	137,95
	Reg. Perm.	0,68	1,12	3,25
2	Máx	31,42	38,11	36,69
	Reg. Perm.	31,42	36,94	36,69
3	Máx	68,52	92,08	50,10
	Reg. Perm.	1,51	2,02	1,37
4	Máx	114,93	183,65	158,75
	Reg. Perm.	0,00018	5,12	0,00022

Tabela 3.5 - Erros de estimação de torque para os estimadores de 1 a 4, considerando os três métodos de integração.

ESTIMADOR	ERRO (%)	FLUXO	TORQUE
5	Máx	126,90	126,90
	Reg. Perm.	0,00022	0,00022

Tabela 3.6 - Erros de estimação de fluxo e torque para o estimador 5.

Do exame das tabelas 3.4 e 3.5 e das figuras 3.4 e 3.5 que mostram os erros relativos sobre o fluxo e o torque para um transitório de partida de um motor de indução em alimentação direta para os estimadores 1 e 3 (escolhidos para serem apresentados como exemplo), pode-se analisar a influência dos métodos numéricos utilizados sobre o comportamento dos estimadores.

Constata-se que tanto em regime transitório como em regime permanente, as diferenças introduzidas no desempenho destes por cada método numérico não são muito sensíveis; entretanto na maior parte dos estimadores estudados existe uma pequena vantagem no caso da utilização dos métodos de Runge-Kutta de 2a. ordem e do método de Simpsom 1/3.

Com a perspectiva futura de uma implementação prática, escolheu-se fazer um estudo comparativo dos estimadores citados utilizando o método de Runge-Kutta de 2a. ordem, tendo como principais razões da escolha deste método:

1. O menor tempo de cálculo: este método, comparado aos outros dois, possui o menor número de operações aritméticas (adição e multiplicação), conforme apresentado em anexo, o que é um fator muito importante do ponto de vista da implementação em microcomputador;

2. Os resultados obtidos: como já foi citado, os resultados obtidos em simulação mostram que a utilização deste método corresponde a um desempenho comparável àqueles que utilizam os outros métodos numéricos.

A seguir, são apresentados nas figuras 3.6 a 3.10 os resultados em simulação de cada estimador de fluxo e de torque durante o transitório de partida do motor de indução em alimentação direta.

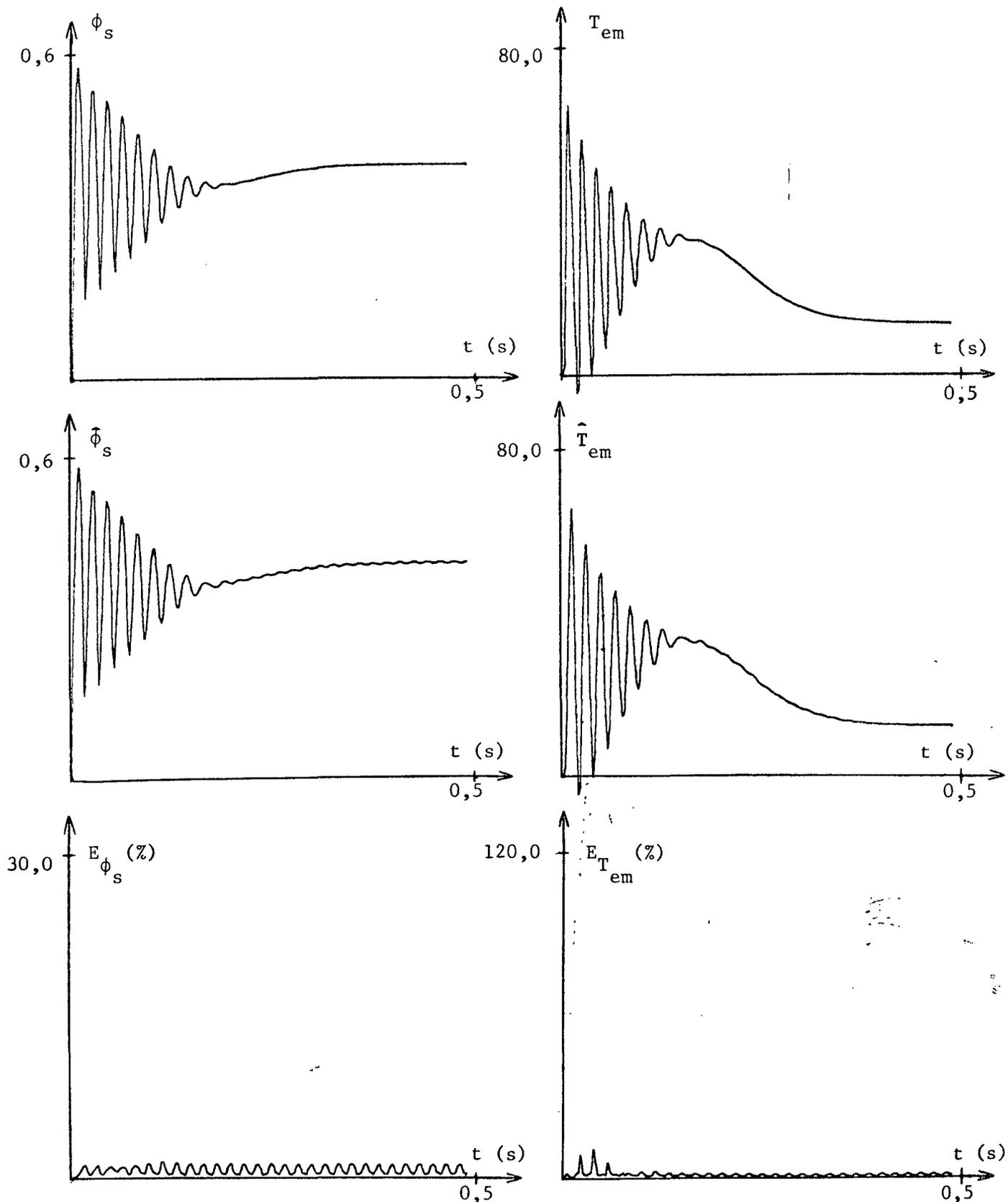


Fig. 3.6 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais obtidas com o estimador 1, em alimentação direta.

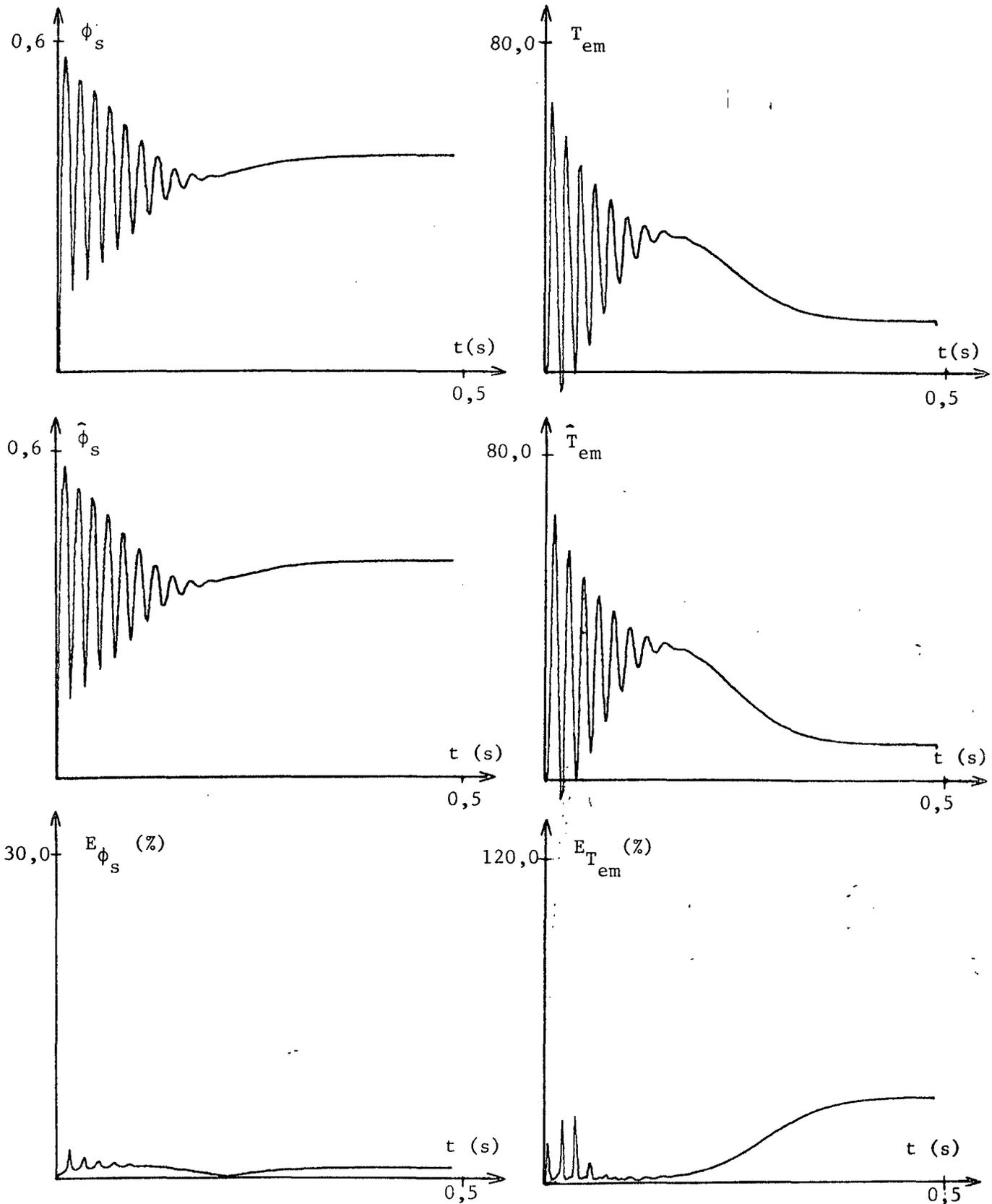


Fig. 3.7 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais, obtidas com o estimador 2 em alimentação direta.

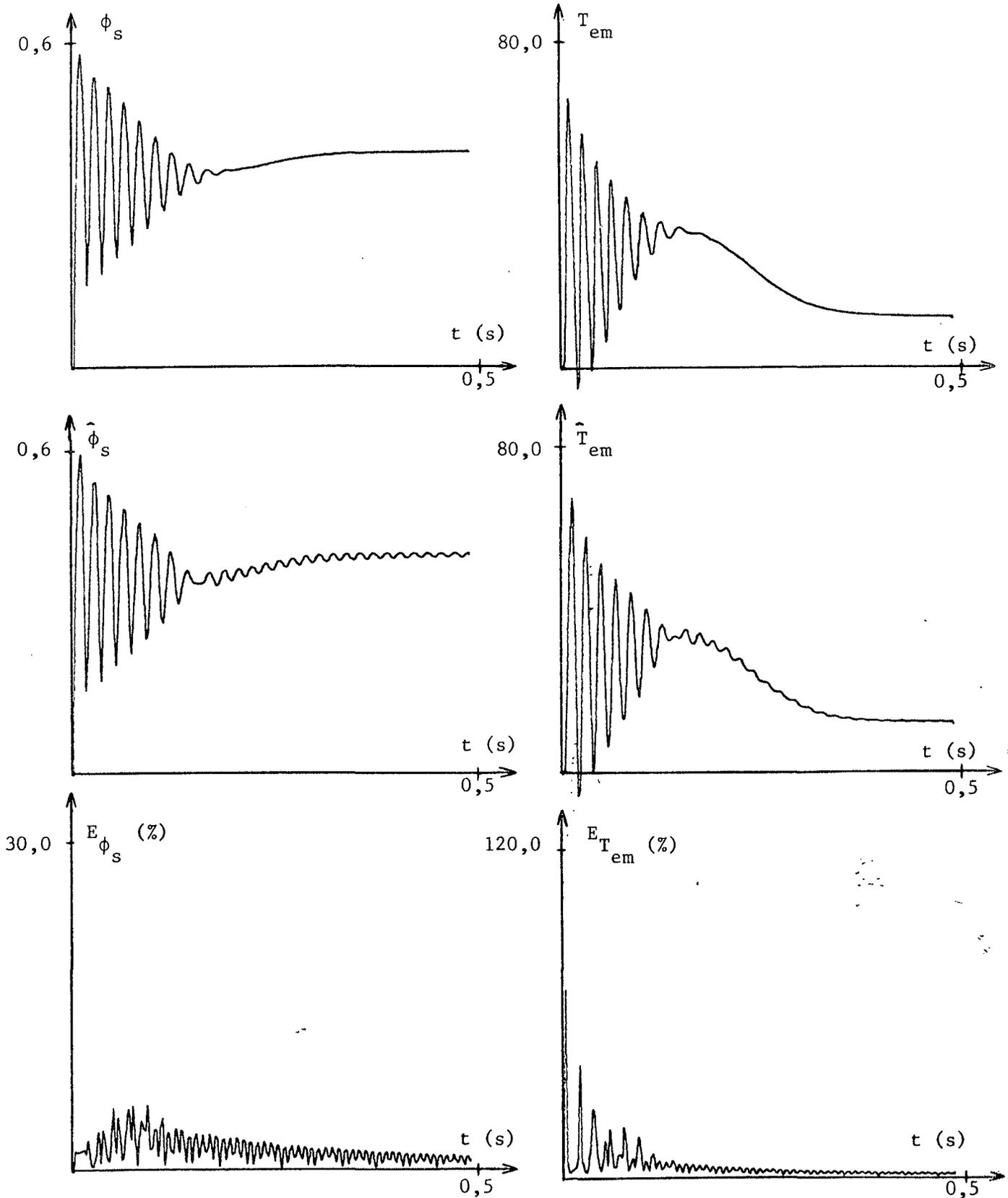


Fig. 3.8 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais obtidas com o estimador 3, em alimentação direta.

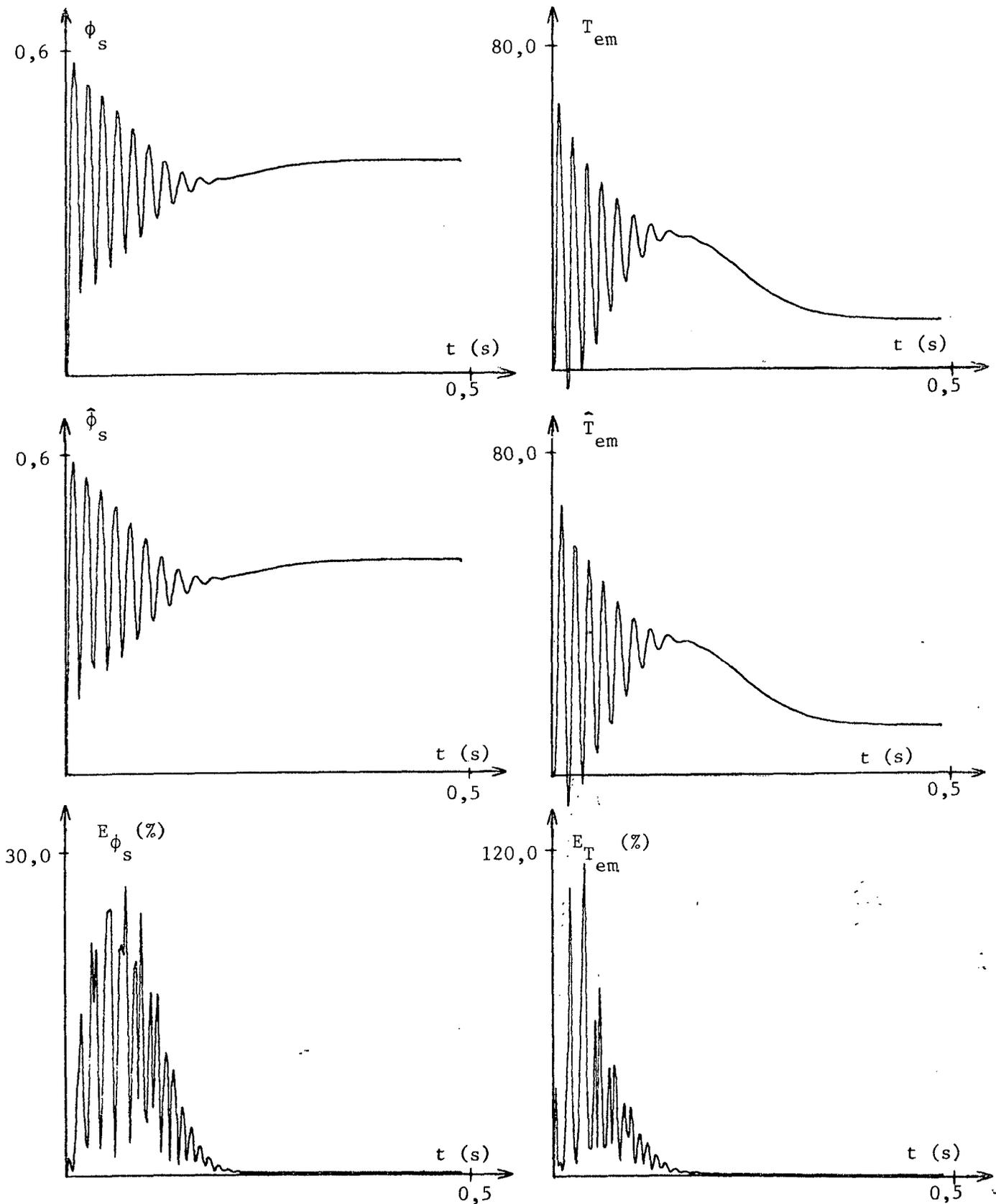


Fig. 3.9 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais obtidas com o estimador 4, em alimentação direta.

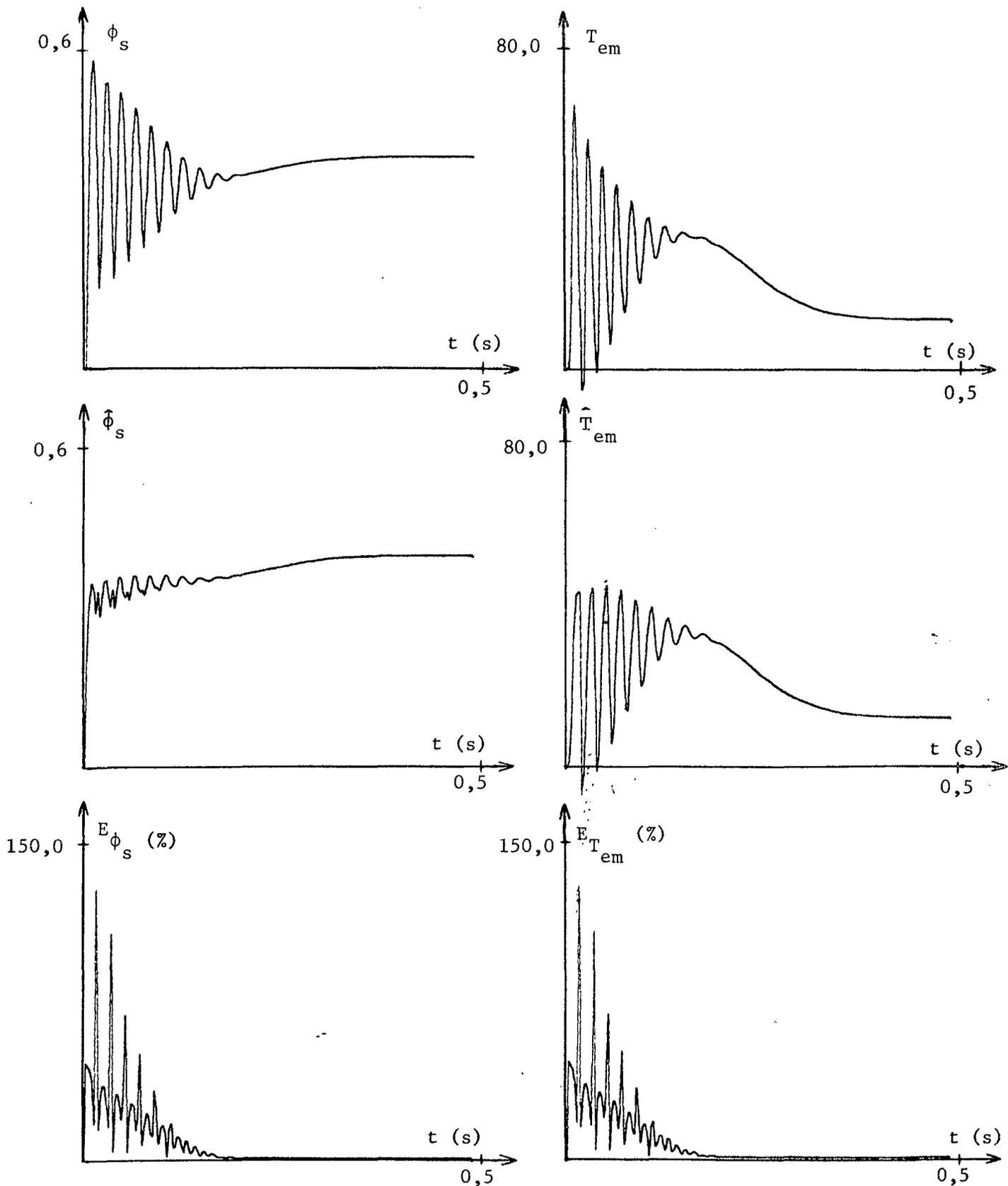


Fig. 3.10 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais obtidas com o estimador 5, em alimentação direta.

Destas curvas e com o auxílio das tabelas 3.4, 3.5 e 3.6, pode-se fazer as seguintes observações no que concerne a estimação de fluxo:

- Os estimadores 1, 2 e 3 são os que apresentam um comportamento mais próximo do real tendo os menores picos de erro (sempre inferiores a 6 %); em regime permanente os estimadores 1 e 3 apresentam um erro pequeno (de valor médio 0,5 %) e o estimador 2 um erro pouco superior (de 1 %);

- São observadas pequenas oscilações no fluxo estimado no caso dos estimadores 1 e 3 em regime permanente; entretanto, estas oscilações não comprometem o seu desempenho devido à sua pequena amplitude;

- O estimador 5 é o que apresenta o menor erro estático (0,00022 %), comparado aos demais, porém não tem um bom comportamento dinâmico; entretanto este comportamento pode ser melhorado pela introdução de equações suplementares (estimador 5') conforme citado anteriormente, no final do parágrafo 3.4.1.

- O estimador 4, da mesma forma apresenta um erro estático pequeno (0,00027 %), porém o seu desempenho durante o transitório atinge erros elevados (aproximadamente 26 %);

Das observações feitas acima, conclui-se que os estimadores 1 e 3 são os que melhor desempenho tiveram em simulação.

No que concerne à estimação de torque, observa-se que tanto do ponto de vista do comportamento dinâmico como do estático o estimador 1 é o que apresenta melhores resultados em

simulação. O seu erro em regime permanente é inferior a 1 % e não ultrapassa 11 % durante o transitório.

O estimador 3 apesar de um comportamento pior no início do transitório apresenta também um desempenho razoável.

Os estimadores de torque 4 e 5 não apresentam um bom comportamento durante o regime transitório (atingindo 120 % de erro) apesar de ter erros pequenos em regime permanente.

O estimador de torque 2 apresenta um erro considerável em regime permanente (em torno de 31 %).

Na figura 3.11 são apresentados os resultados da estimação de fluxo e torque pelo estimador 3 na simulação do motor em funcionamento autopilotado com a utilização da lei de fluxo já citada $V_s = \phi_s (\omega_s + \kappa \omega_r)$. As curvas apresentadas mostram o bom desempenho deste estimador em outro modo de funcionamento do motor (erro máximo de 0,5 % para o fluxo e de 2,3 % para o torque).

3.4.5. Resumo e Conclusão do Estudo sobre os estimadores de fluxo

Levando em consideração todos os aspectos envolvidos na análise dos estimadores, chega-se à concluir que os estimadores 1 e 3 são os mais apropriados à implementação em microcomputador utilizando como método de integração o de Runge-Kutta de 2a. ordem.

As principais razões desta escolha se encontram no bom desempenho destes estimadores durante os regimes transitório e permanente e no menor tempo de cálculo (no caso de implementação em microcomputador).

Deve-se lembrar, entretanto que o estimador 1 apresenta maior facilidade na obtenção das suas variáveis de entrada, como já descrito anteriormente.

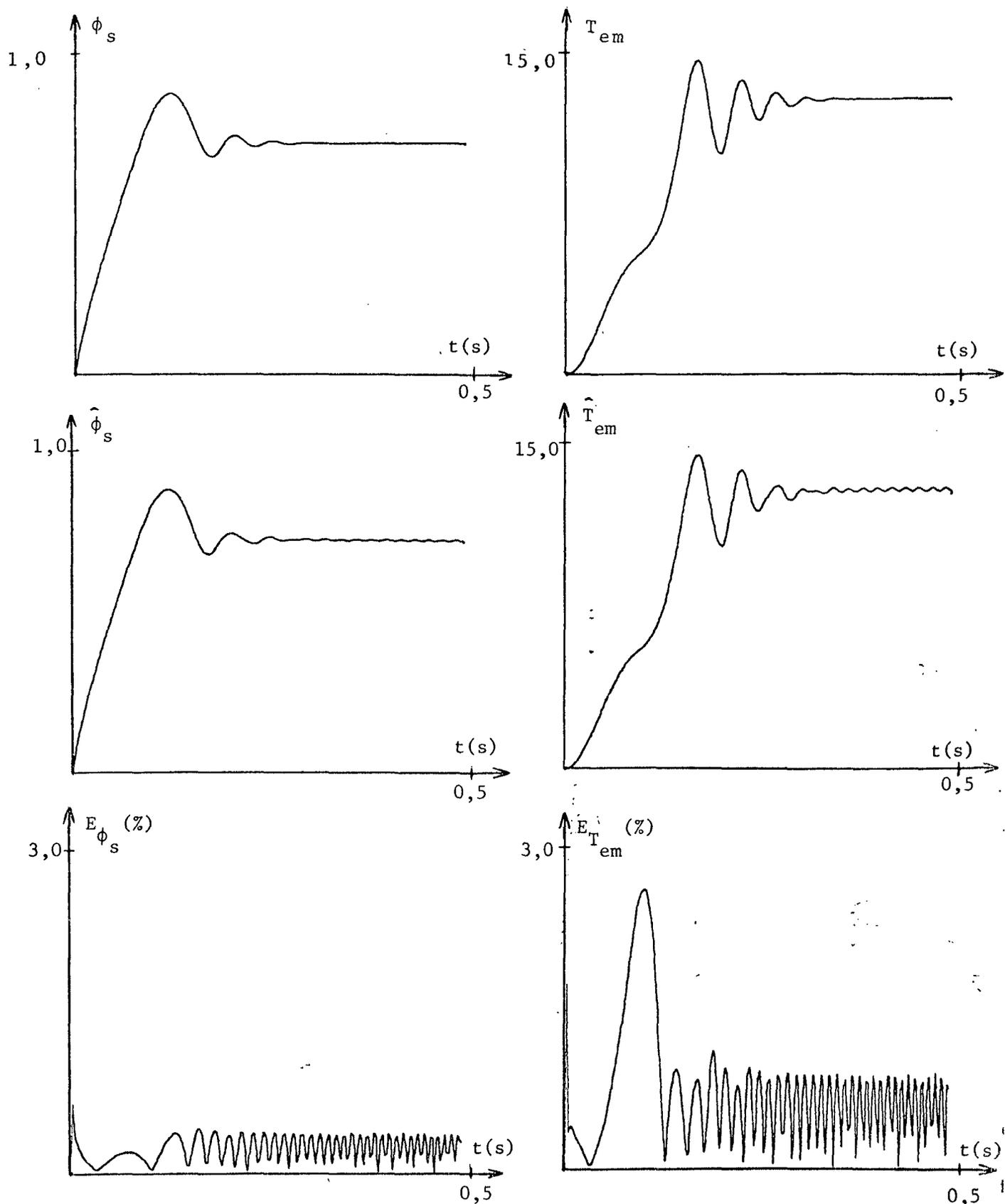


Fig. 3.11 - Curvas de fluxo (real e estimado), torque (real e estimado) e erros percentuais, obtidas com o estimador 3, em autopilotagem.

Os resultados obtidos em simulação, apesar de não terem sido submetidos a uma verificação prática no sistema real, fornecem importantes informações no que diz respeito a uma provável implementação a ser realizada futuramente.

Estes estimadores (1 e 3) desde que implementados, podem ser utilizados como importantes elementos que vão fornecer informações sobre o fluxo e o torque eletromagnético, que são grandezas de difícil medição direta, possibilitando assim uma melhor monitoração do motor de indução e um melhor conhecimento do seu desempenho.

Uma outra utilização destes estimadores numa malha de regulação de fluxo (ou de torque) permitindo um melhor desempenho dos variadores de velocidade construídos a partir da máquina de indução, será objeto dos estudos a serem apresentados no capítulo seguinte.

3.5. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados vários métodos de controle de fluxo. Levantou-se a necessidade da existência de estimadores de fluxo (e de torque) para os métodos de controle baseados em malhas de regulação destas grandezas.

Em consequência, foi realizado um estudo comparativo de vários estimadores de fluxo e torque, considerando alguns aspectos como o tempo de cálculo, a estabilidade, a obtenção das variáveis de entrada do estimador e o desempenho destes verificado em simulação. Analisou-se também a influência dos métodos numéricos de integração (para os estimadores que utilizavam este procedimento) no seu desempenho.

Deste estudo, conclui-se que os métodos numéricos

não introduzem diferença significativa no desempenho do estimador, sendo então o tempo de cálculo destes o parâmetro fundamental para a escolha de um deles. Outrossim, considerando os aspectos citados anteriormente, escolheu-se dois estimadores (1 e 3) como sendo os de melhor desempenho.

Estes estimadores poderão ser utilizados tanto em malhas de regulação de fluxo (ou de torque) como na simples monitoração destas grandezas.

REGULAÇÃO DE FLUXO E VELOCIDADE4.1. INTRODUÇÃO

Após ter estudado, no capítulo anterior, as várias possibilidades de estimação de fluxo e escolhido o de melhor desempenho, é apresentado a seguir um método de projeto de regulador de fluxo com o objetivo de comparar, em simulação, o desempenho da malha de regulação de fluxo em relação aos outros métodos de controle de fluxo já apresentados.

Neste capítulo é apresentado também o método de projeto de um regulador de velocidade do tipo proporcional-integral que permitirá melhorar o desempenho do sistema variador de velocidade.

A figura 4.1 mostra o diagrama de blocos do sistema variador de velocidade autopilotado com as malhas de regulação de fluxo e de velocidade que é o objeto de estudo deste capítulo.

4.2. REGULAÇÃO DE FLUXO

A regulação de fluxo estatórico não é uma tarefa simples devido à complexidade do modelo utilizado. Para que se possa obter um controle efetivo de fluxo sob qualquer condição de funcionamento, seria necessária a aplicação de teorias de controle mais complexas, levando em consideração as não linearidades do modelo.

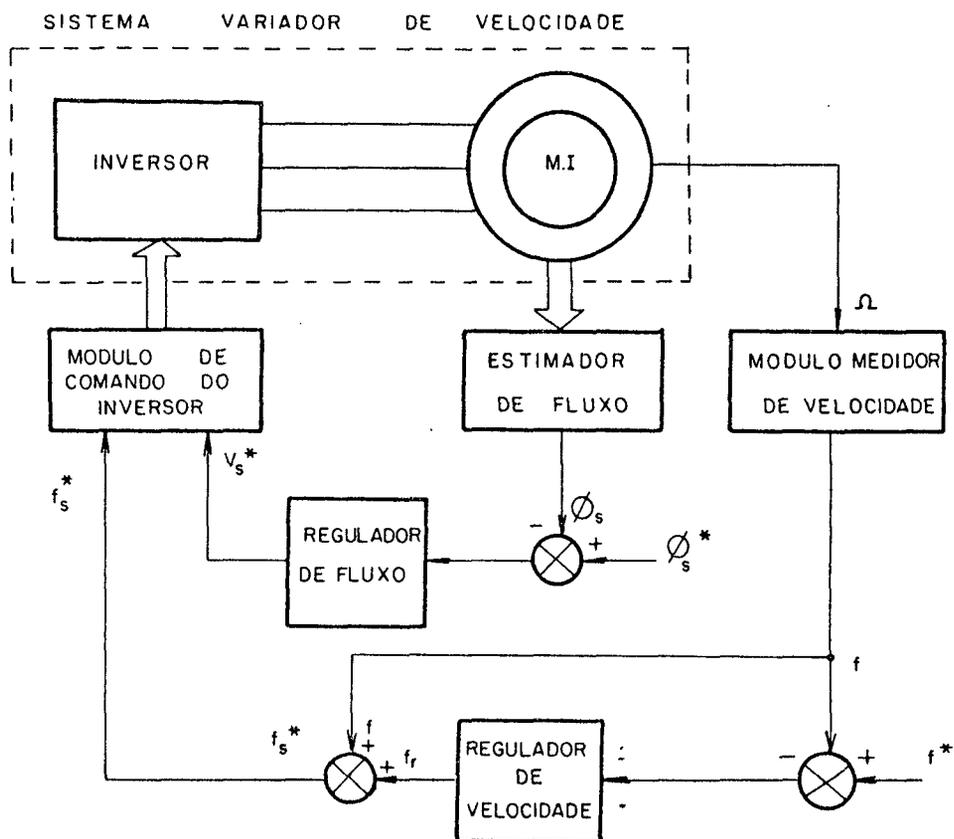


Fig. 4.1 - Sistema de controle do variador de velocidade contendo as malhas de regulação de fluxo e de velocidade.

Entretanto, pode-se conseguir resultados satisfatórios utilizando modelos lineares simplificados da máquina de indução e realizando o projeto da regulação utilizando as ferramentas da teoria de controle para sistemas lineares.

Modelagem:

O modelo simplificado pode ser obtido por uma identificação a partir de uma resposta a um degrau ou por uma linearização do modelo em torno de um ponto de funcionamento do motor.

1. Identificação

A identificação a partir da resposta a degrau aplicado na entrada pode ser realizada utilizando uma simulação digital ou no próprio sistema real, utilizando os estimadores de fluxo já citados. Esta identificação dá origem a um modelo aproximado de 1a. ou 2a. ordem facilitando assim o projeto.

Neste trabalho utilizou-se a identificação a partir do traçado do fluxo em simulação, conforme a figura 4.2, e tentou-se, pelos métodos clássicos, aproximá-lo pelo modelo de 2a. ordem, utilizando a curva do anexo B para a determinação do amortecimento ξ e obtendo a frequência natural ω_n a partir da medida do período T_p de amortecimento.

O sistema de 2a. ordem a partir desta identificação tem os seguintes parâmetros:

$$\xi = 0,26 \pm 4 \%$$

$$\omega_n = 230 \pm 12 \%$$

Este modelo foi posteriormente utilizado no projeto do regulador, mas os resultados obtidos foram menos satisfatórios que os obtidos a partir do método de linearização, pelo fato da aproximação da identificação realizada.

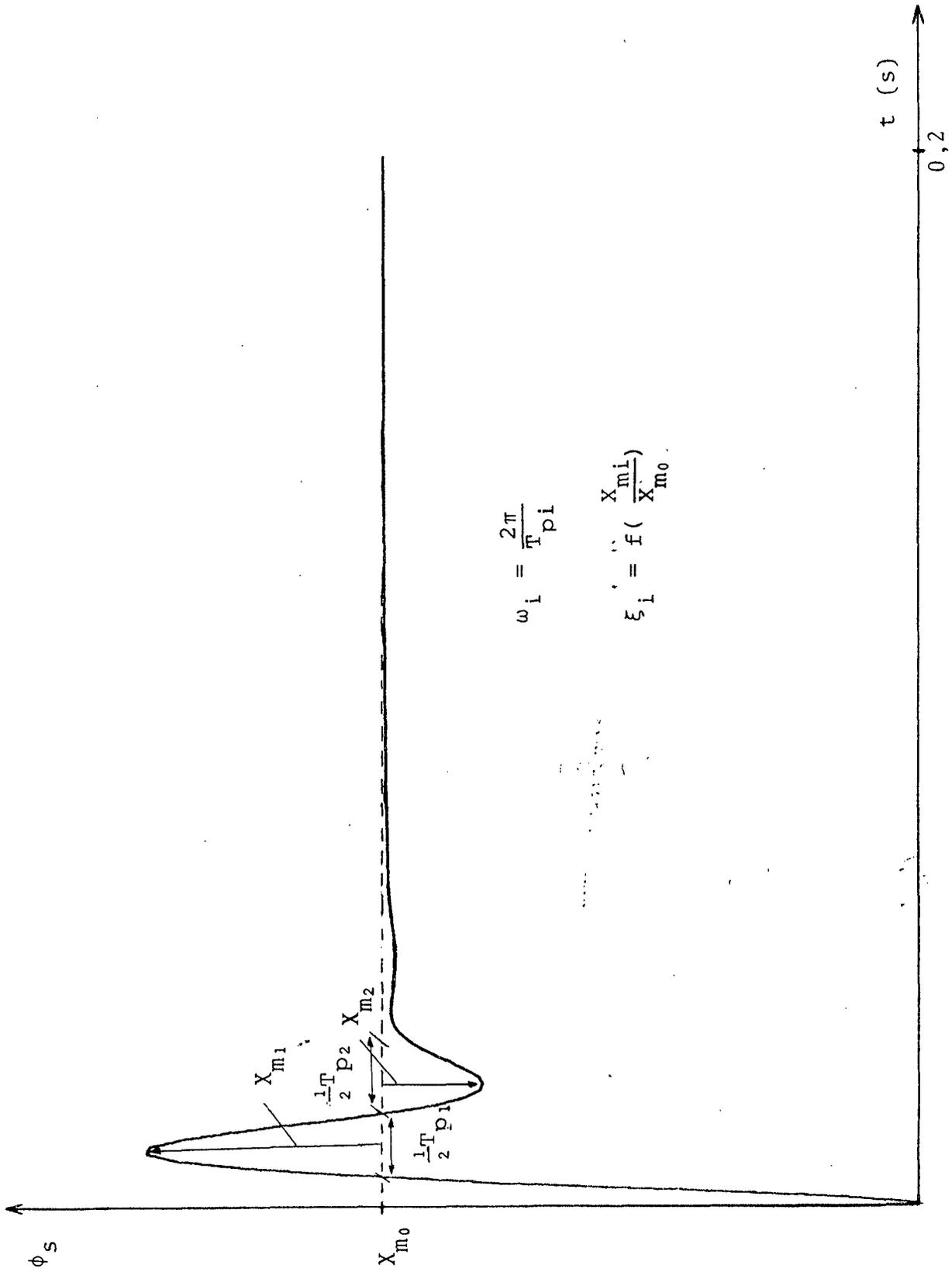


Fig. 4.2 - Método utilizado na identificação do sistema para o projeto do regulador de fluxo.

2. Linearização ao redor de um ponto de equilíbrio

Uma outra forma de obtenção de um modelo simplificado e linear a ser utilizado para um projeto se baseia na função de transferência resultante da linearização do modelo original de Park do motor de indução ao redor de um ponto de funcionamento, caracterizado pelas pulsações elétricas ω_{so} , ω_{ro} e ω_o e pela tensão V_{so} [Barbi-85] .

O uso deste modelo mais preciso que o anterior permitiu obter melhor regulação que o modelo de 2a. ordem anteriormente citado.

A linearização ao redor de um ponto de equilíbrio do conjunto de equações (3.10) representando o motor de indução permite obter as equações de estado (4.1).

Deve-se notar, no sistema (4.1) a ausência da tensão V_{sq} como entrada. Isto se deve ao fato de ter sido considerado o vetor tensão V_s orientado na direção da componente V_{sd} , de tal forma que

$$V_s = V_{sd} \text{ e } V_{sq} = 0.$$

Observou-se na simulação que, com esta consideração, a contribuição do fluxo de eixo direto ϕ_{sd} para a composição do fluxo estático ϕ_s é muito pequena comparada à contribuição do fluxo de eixo em quadratura ϕ_{sq} , a ponto de se constatar que, desprezando esta contribuição o erro cometido é desprezível (inferior a 1 %).

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta\phi}_{sd} \\ \dot{\Delta\phi}_{sq} \\ \dot{\Delta\phi}_{rd} \\ \dot{\Delta\phi}_{rq} \\ \dot{\Delta\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_{s0} & \frac{R_{s'sr}}{\sigma L_{s'r}} & 0 & \phi_{sq0} \\ -\omega_{s0} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_{s'sr}}{\sigma L_{s'r}} & \phi_{sd0} \\ \frac{R_{r'sr}}{\sigma L_{r'r}} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{r0} & 0 \\ 0 & \frac{R_{r'sr}}{\sigma L_{r'r}} & -\omega_{r0} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ -\frac{n^2 M_{sr}}{J\sigma L_{s'r}} \phi_{rq0} & \frac{n^2 M_{sr}}{J\sigma L_{s'r}} \phi_{rd0} & \frac{n^2 M_{sr}}{J\sigma L_{s'r}} \phi_{sq0} & -\frac{n^2 M_{sr}}{J\sigma L_{s'r}} \phi_{sd0} & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\phi_{sd} \\ \Delta\phi_{sq} \\ \Delta\phi_{rd} \\ \Delta\phi_{rq} \\ \Delta\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_{sd} \tag{4.1}$$

Sob esta consideração, a equação de saída do sistema pode ser escrita como sendo:

$$\phi_s \cong \phi_{sq} \quad (4.2)$$

Do sistema acima pode-se obter a função de transferência utilizando a expressão:

$$\frac{\phi_s}{V_s} = C (sI - A)^{-1} B \quad (4.3)$$

Realizando as operações com os elementos de cada matriz, obtém-se uma função de transferência de 5a. ordem, que pode ser assim escrita:

$$\frac{\phi_s}{V_s} = \frac{\beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{s^5 + \alpha_4 s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (4.4)$$

com:

$$\beta_3 = c$$

$$\beta_2 = c (2a + g) - e \phi_{sd_0} \phi_{rq_0}$$

$$\beta_1 = c (a^2 + 2ag) + b^2d + cd^2 + be \phi_{sd_0} \phi_{sq_0} - 2ae \phi_{sd_0} \phi_{rq_0}$$

$$\beta_0 = g (a^2c + b^2d + cd^2) + bde \phi_{sd_0}^2 + abe \phi_{sd_0} \phi_{sq_0} - a^2e \phi_{sd_0} \phi_{rq_0}$$

$$\alpha_4 = 4a + g$$

$$\alpha_3 = 6a^2 + 4ag + c^2 + d^2 - 2b^2 + e (\phi_{sd_0} \phi_{rd_0} + \phi_{sq_0} \phi_{rq_0})$$

$$\alpha_2 = 4a^3 + 6a^2g + (c^2 + d^2)(2a + g) - 2b^2(2a + g) + 3ae \phi_{sd_0} \phi_{rd_0} - be \phi_{sd_0}^2 + 3ae \phi_{sq_0} \phi_{rq_0} - be \phi_{sq_0}^2 + ce \phi_{sq_0} \phi_{rd_0}$$

$$\alpha_1 = a^4 + 4a^3g + (c^2 + d^2 - 2b^2)(a^2 + 2ag) + c^2d^2 + b^4 + 2b^2cd + e \phi_{sd_0} (3a^2 \phi_{rd_0} + d^2 \phi_{sq_0} + b^2 \phi_{rd_0} + bc \phi_{sq_0} - 2ab \phi_{sd_0}) + e \phi_{sq_0} (3a^2 \phi_{rq_0} + 2ac \phi_{rd_0} + d^2 \phi_{rq_0} - 2ab \phi_{sq_0} - b^2 \phi_{rq_0} - bc \phi_{sd_0})$$

$$\alpha_0 = a^4g + (c^2 + d^2 - 2b^2)a^2g + (c^2d^2 + b^4 + 2b^2cd)g + e \phi_{sd_0} (a^3 \phi_{rd_0} + ad^2 \phi_{sq_0} + ab^2 \phi_{rd_0} + abc \phi_{sq_0} - a^2b \phi_{sd_0}) + e \phi_{sq_0} (a^3 \phi_{rq_0} + a^2c \phi_{rd_0} + ad^2 \phi_{rq_0} + cd^2 \phi_{rd_0} + bcd \phi_{rq_0} + b^3 \phi_{sq_0} + b^2d \phi_{rd_0} - abc \phi_{sd_0} - ab^2 \phi_{rq_0} - a^2b \phi_{sq_0})$$

onde:

$$a = \frac{R_s}{\sigma L_s} = \frac{R_r}{\sigma L_r}$$

$$b = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} = \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

$$c = \omega_{s0}$$

$$d = \omega_{r0}$$

$$e = \frac{n^2 M_{sr}}{J \sigma L_s L_r}$$

$$g = \frac{F}{J}$$

Na prática, a obtenção dos coeficientes da função de transferência acima determinada foi feita, a partir dos coeficientes das matrizes das equações de estado e de saída, com o auxílio de um programa existente no Laboratório de Controle e Microinformática para esta finalidade (FTVARES).

Regulação do Fluxo:

Pretende-se realizar a regulação do fluxo utilizando um regulador proporcional-integral, conforme mostrado na figura 4.1.

A função de transferência do regulador é escrita da seguinte forma:

$$C_{\phi}(s) = \frac{K_{\phi} (1 + T_{\phi} s)}{T_{\phi} s}$$

onde:

K_{ϕ} - ganho do regulador;

T_{ϕ} - constante de tempo do regulador.

A partir da análise da função de transferência obtida, levantou-se a existência de um polo real e dois pares de polos complexos conjugados. Esta análise foi feita a partir da matriz linearizada, calculando, através de um programa já existente (AUTO), seus autovalores.

Tendo em vista as dificuldades do projeto pelo método de cancelamento de polos neste caso, ficou decidida a realização do projeto com o auxílio do traçado do Diagrama de Bode, a partir de um programa de Projeto Assistido por Computador para sistemas de controle, elaborado no Laboratório de Controle e Microinformática. O diagrama de Bode obtido utilizando o programa é mostrado na figura 4.3 a seguir.

O projeto consiste na determinação dos parâmetros do regulador a ser utilizado de forma a atender as especificações desejadas. O regulador PI a ser projetado deverá permitir que o fluxo ϕ_s apresente as seguintes características:

- Tempo de resposta pequeno;
- Erro nulo em regime permanente;
- Poucas oscilações nos transitórios.

O diagrama de Bode, mostrado nas figuras 4.3.a e 4.3.b revela um comportamento global similar ao de um sistema de 2ª ordem subamortecido, de forma que, como referência inicial, serão utilizados o amortecimento e a frequência natural como parâmetros de projeto.

Será especificado, por exemplo, um amortecimento de 0,7 de forma que a resposta do sistema corresponda a um tempo mínimo e a uma ultrapassagem pequena (de aproximadamente 5% do valor de regime permanente).

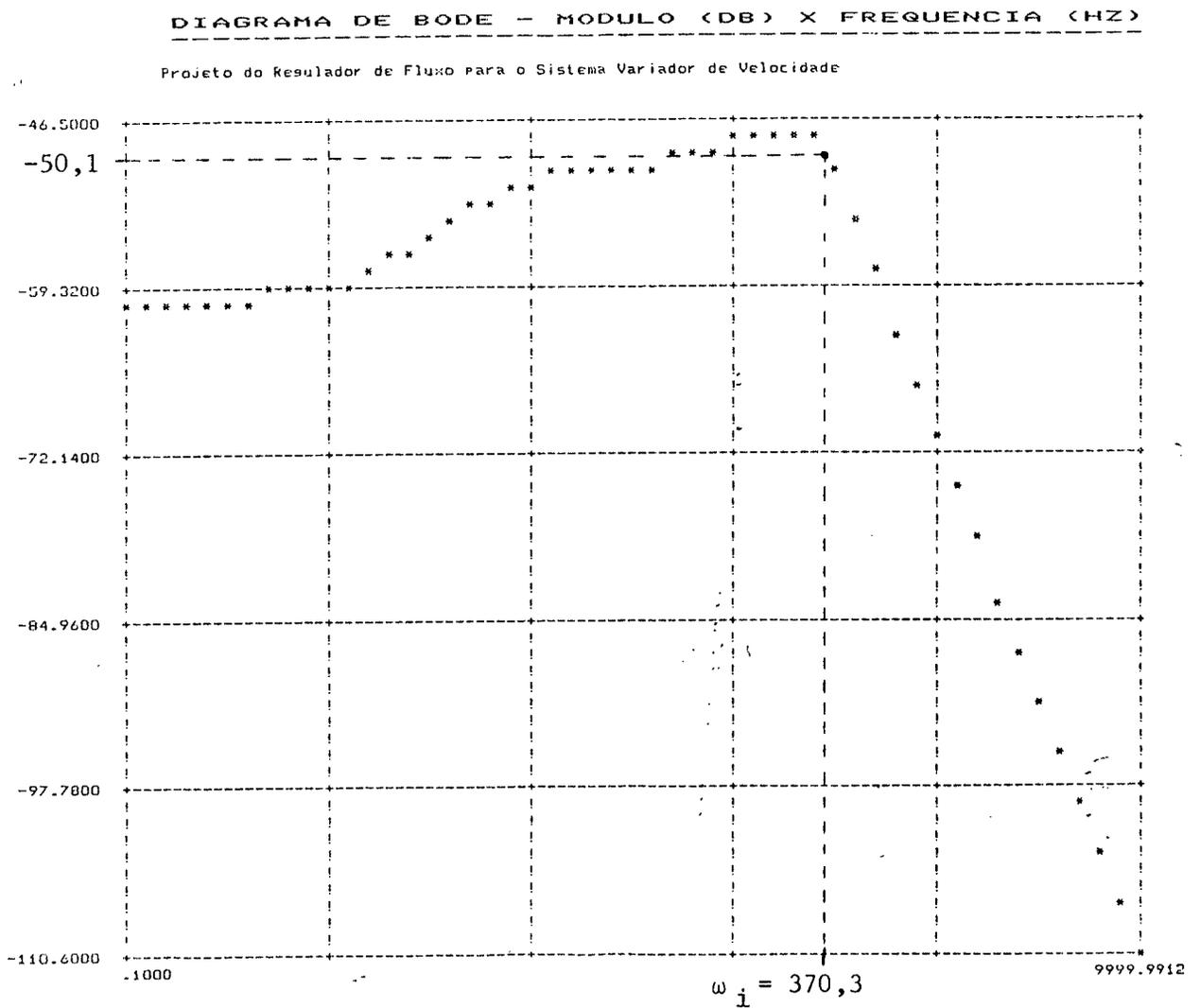


Fig. 4.3.a - Diagrama de Bode - Módulo (db) x Frequência (Hz) - do sistema simulado, obtido através do programa de análise de sistemas lineares.

DIAGRAMA DE BODE - FASE (GRAUS) X FREQUENCIA (HZ)

Projeto do Resulador de Fluxo para o Sistema Variador de Velocidade

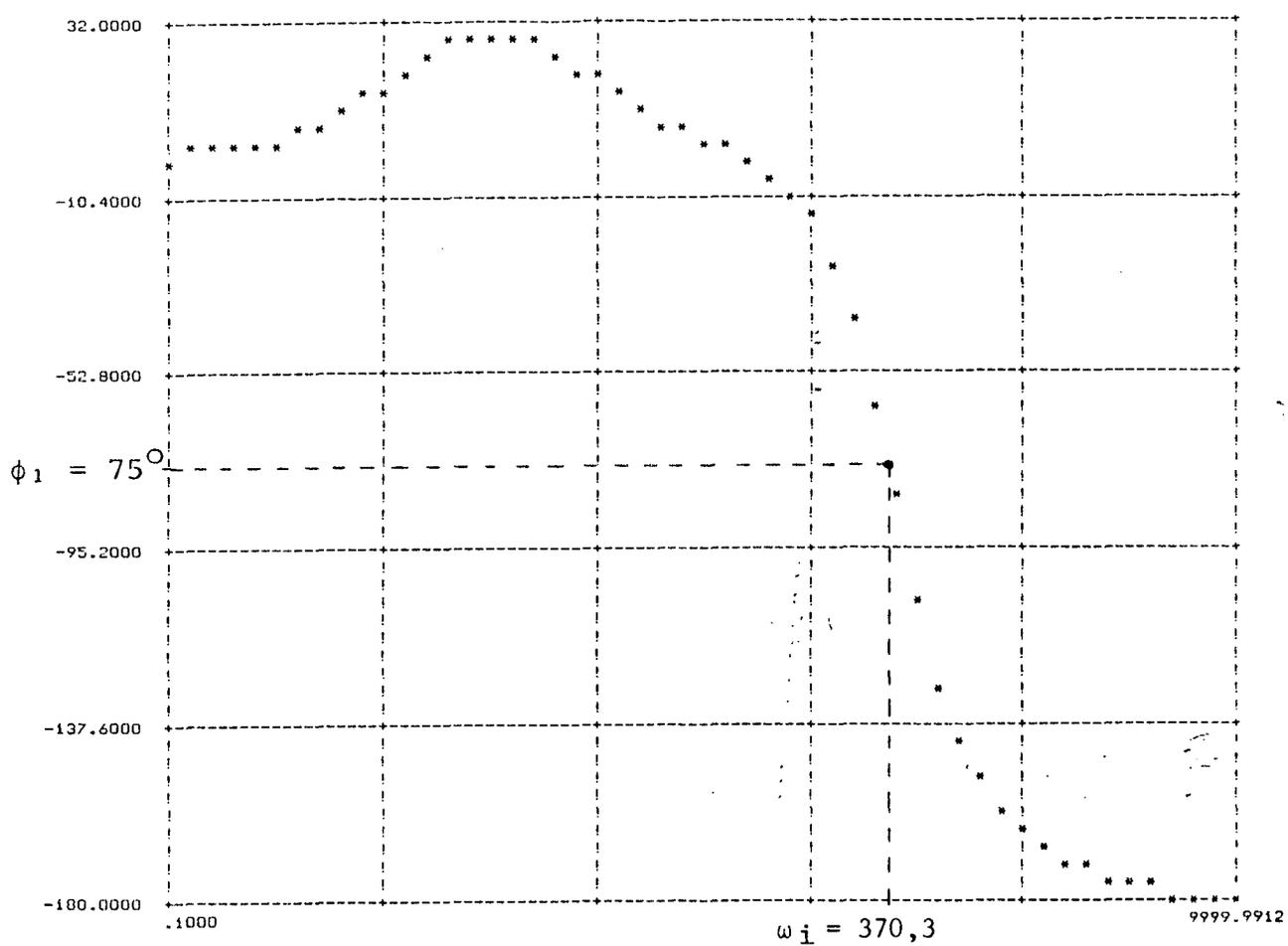


Fig. 4.3.b - Diagrama de Bode - Fase ($^\circ$) x Frequência (Hz) - obtido através do programa de análise de sistemas lineares.

Relacionando o amortecimento com a margem de fase M_ϕ desejada no diagrama de Bode, obtém-se [Dorf-74] :

$$\xi = 0,01 M_\phi \quad (4.5)$$

A partir do valor da margem de fase desejada M_ϕ , os parâmetros do regulador são determinados executando-se os passos seguintes:

1. Determinar $\phi_1 = M_\phi + 5^\circ$;
2. Determinar ω_1 tal que $\phi(\omega_1) = \phi_1$;
3. Escolher $K_\phi = \log^{-1} - \frac{G_{db}(\omega_1)}{20}$;
4. Escolher $T_\phi = \frac{1}{10\omega_1}$.

As curvas a seguir mostram os resultados da simulação do motor numa operação de autopilotagem com controle de fluxo, sob vários transitórios, considerando dois casos:

- a. Lei de fluxo descrita em 3.2.2 ;
- b. Regulador de fluxo projetado.

Pode-se observar nas curvas de fluxo, no caso do regulador de fluxo, que os resultados obtidos seguem, com boa aproximação, as especificações do projeto. A inserção desta regulação no lugar da lei de fluxo evita o surgimento de picos de fluxo e de torque durante os transitórios, porém o tempo para atingir o regime permanente é um pouco maior neste caso, devido ao polo real de baixa frequência da função de transferência já citada. Um refinamento no projeto permitiria melhorar ainda o

comportamento do sistema.

Do ponto de vista da precisão, o erro sobre o fluxo em regime permanente é nulo, tanto no caso da regulação como no da lei de fluxo.

O desempenho do motor do ponto de vista mecânico é similar nos dois casos como indicam as curvas dos transitórios de velocidade das figuras 4.4 a 4.8.

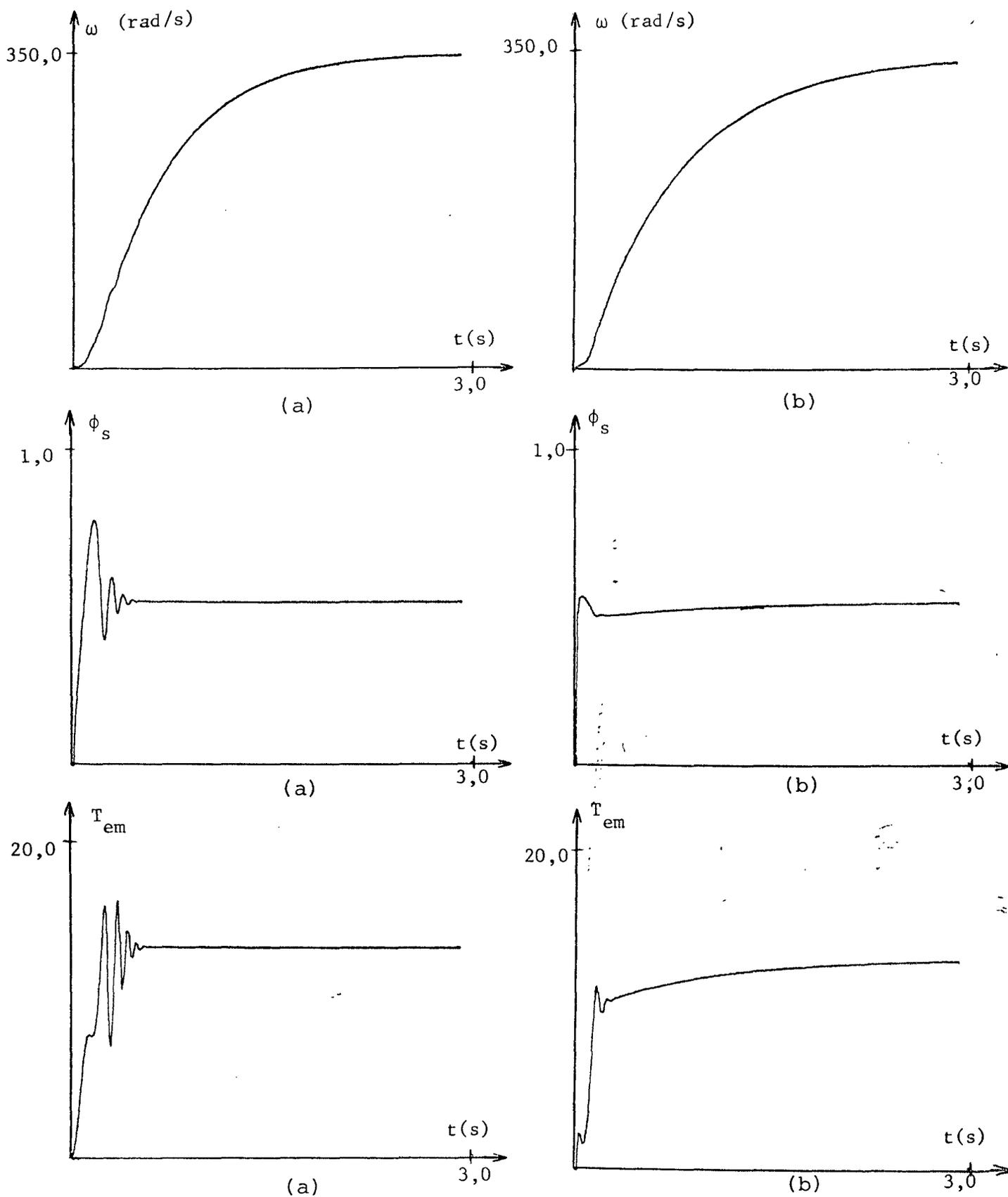


Fig. 4.4 - Curvas de velocidade, fluxo e torque durante um transi-
tório de partida do motor de indução.

(a) Lei de Fluxo ; (b) Regulador de Fluxo

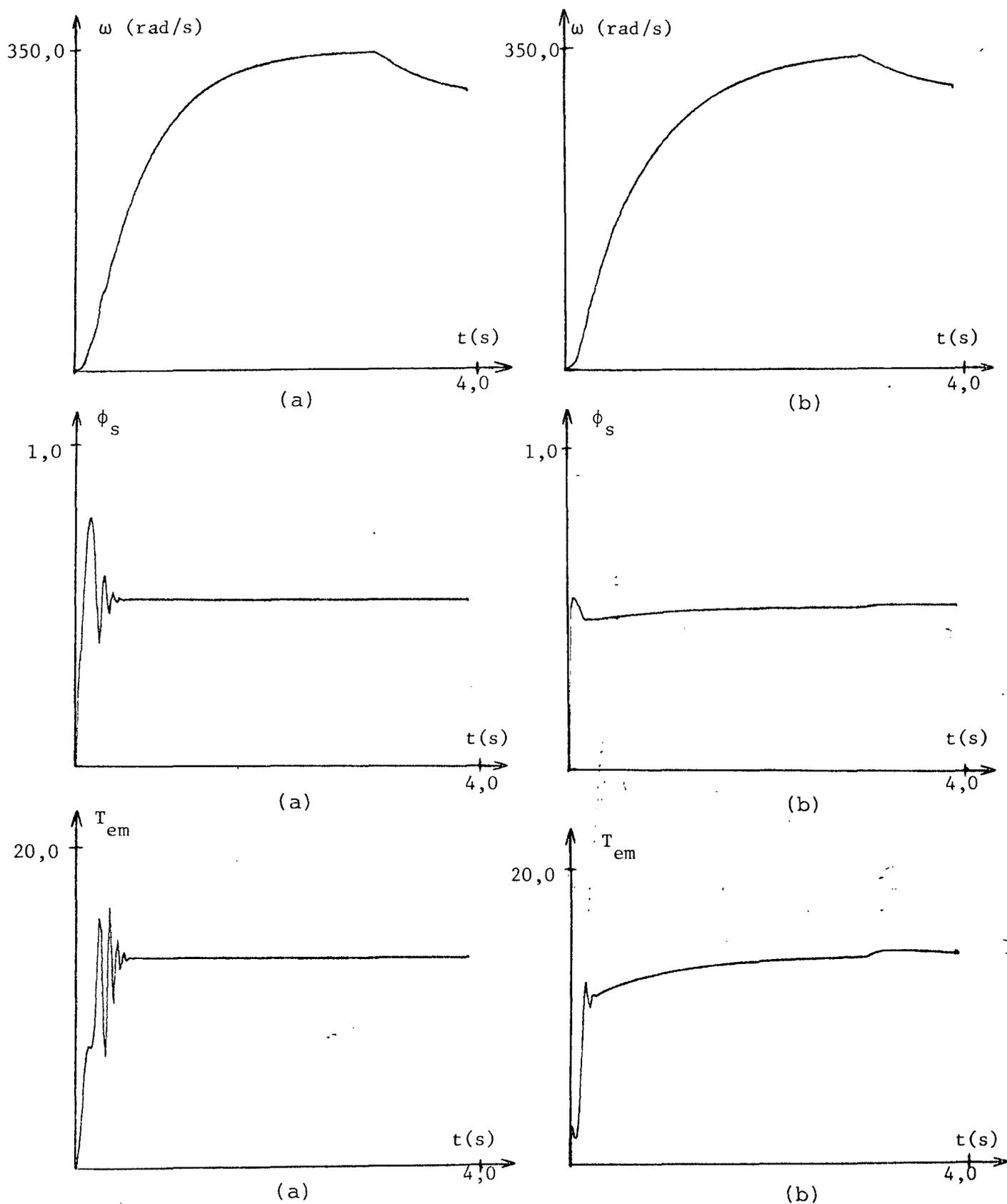


Fig. 4.5 - Curvas de velocidade, fluxo e torque durante a aplicação de um degrau de torque de carga.

(a) Lei de Fluxo ; (b) Regulador de Fluxo.

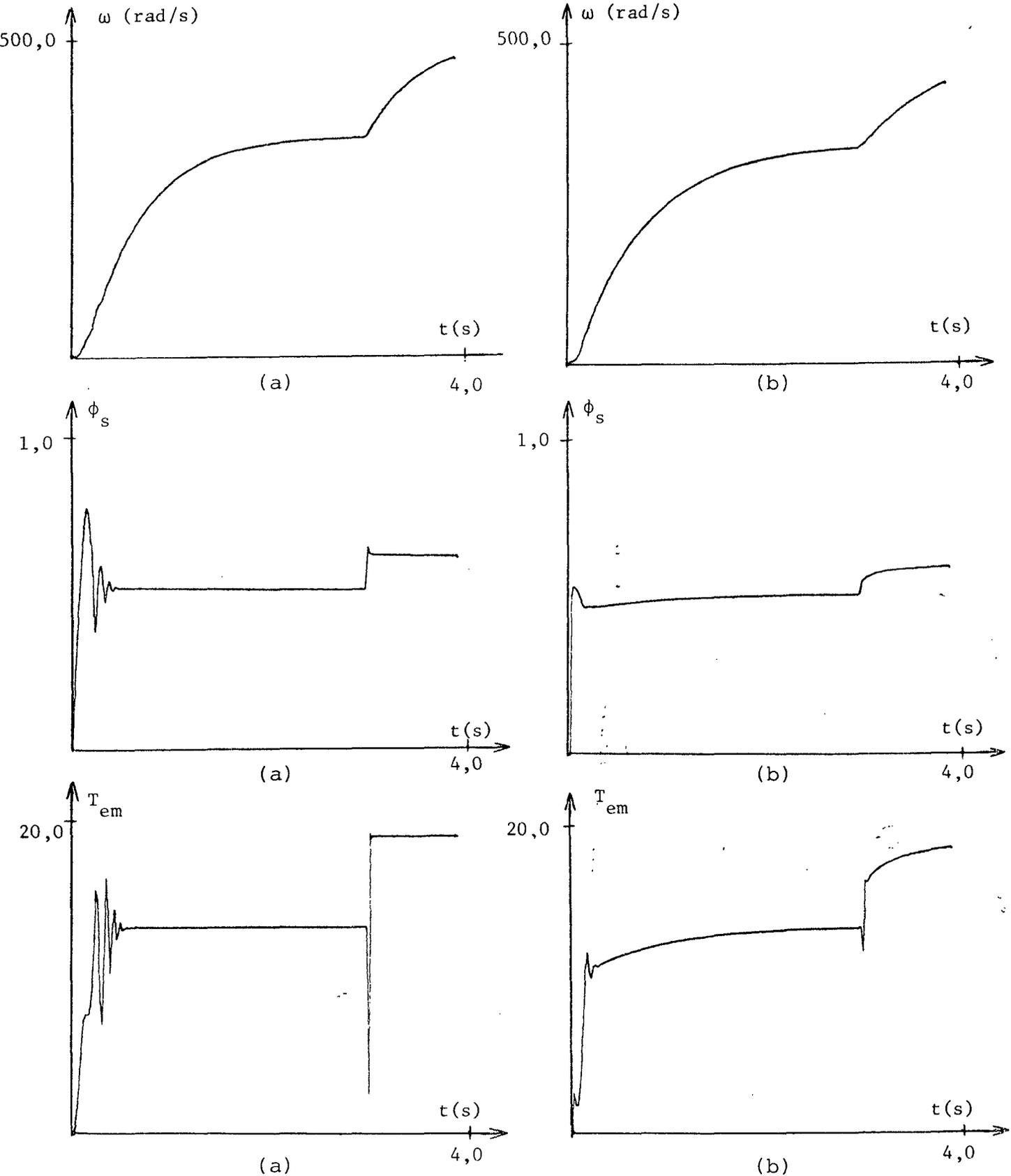


Fig. 4.6 - Curvas de velocidade, fluxo e torque considerando um degrau de fluxo de referência.

(a) Lei de Fluxo ; (b) Regulador de Fluxo.

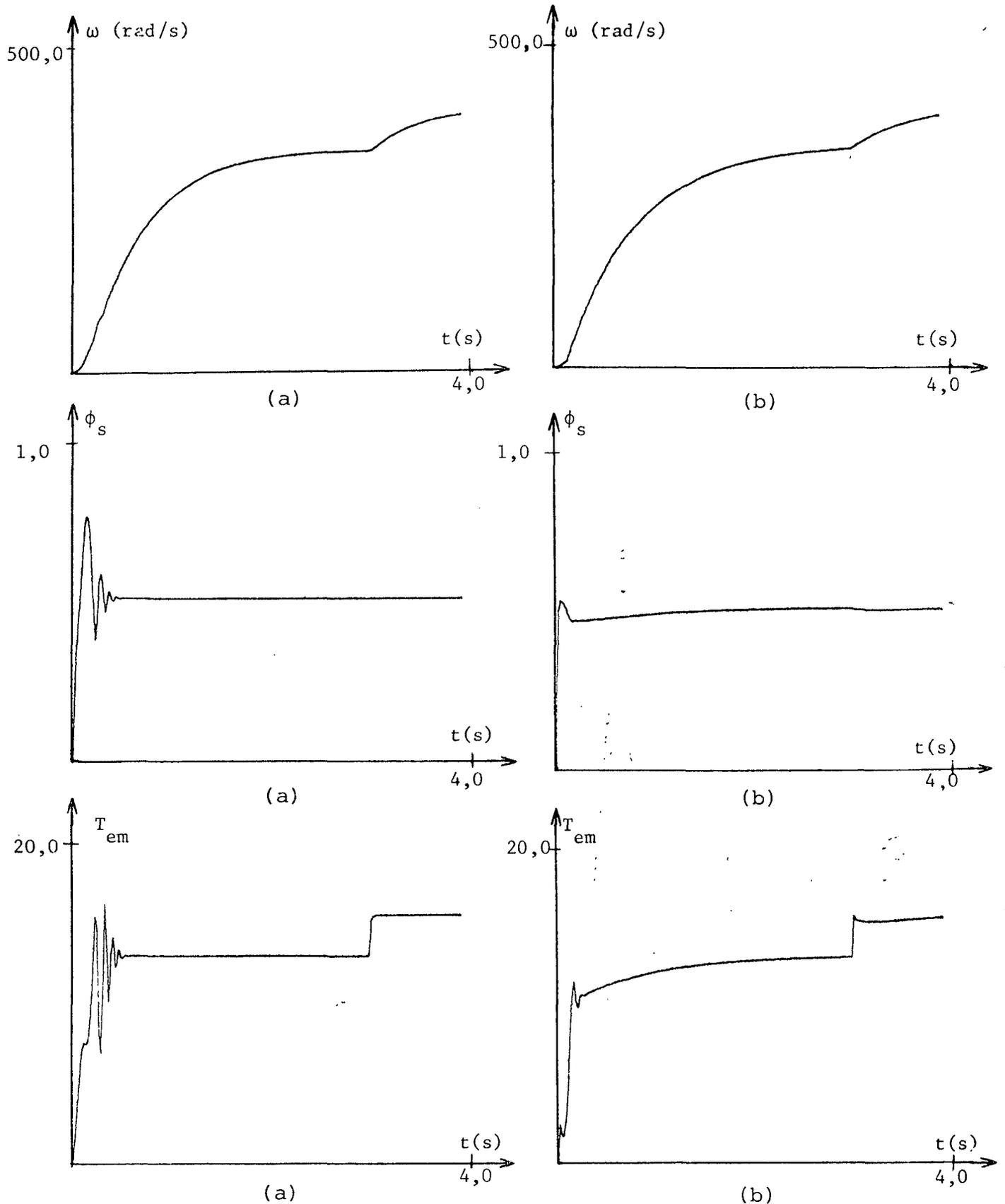


Fig. 4.7 - Curvas de velocidade, fluxo e torque durante a aplicação de um degrau de f_r .

(a) Lei de Fluxo ; (b) Regulador de Fluxo.

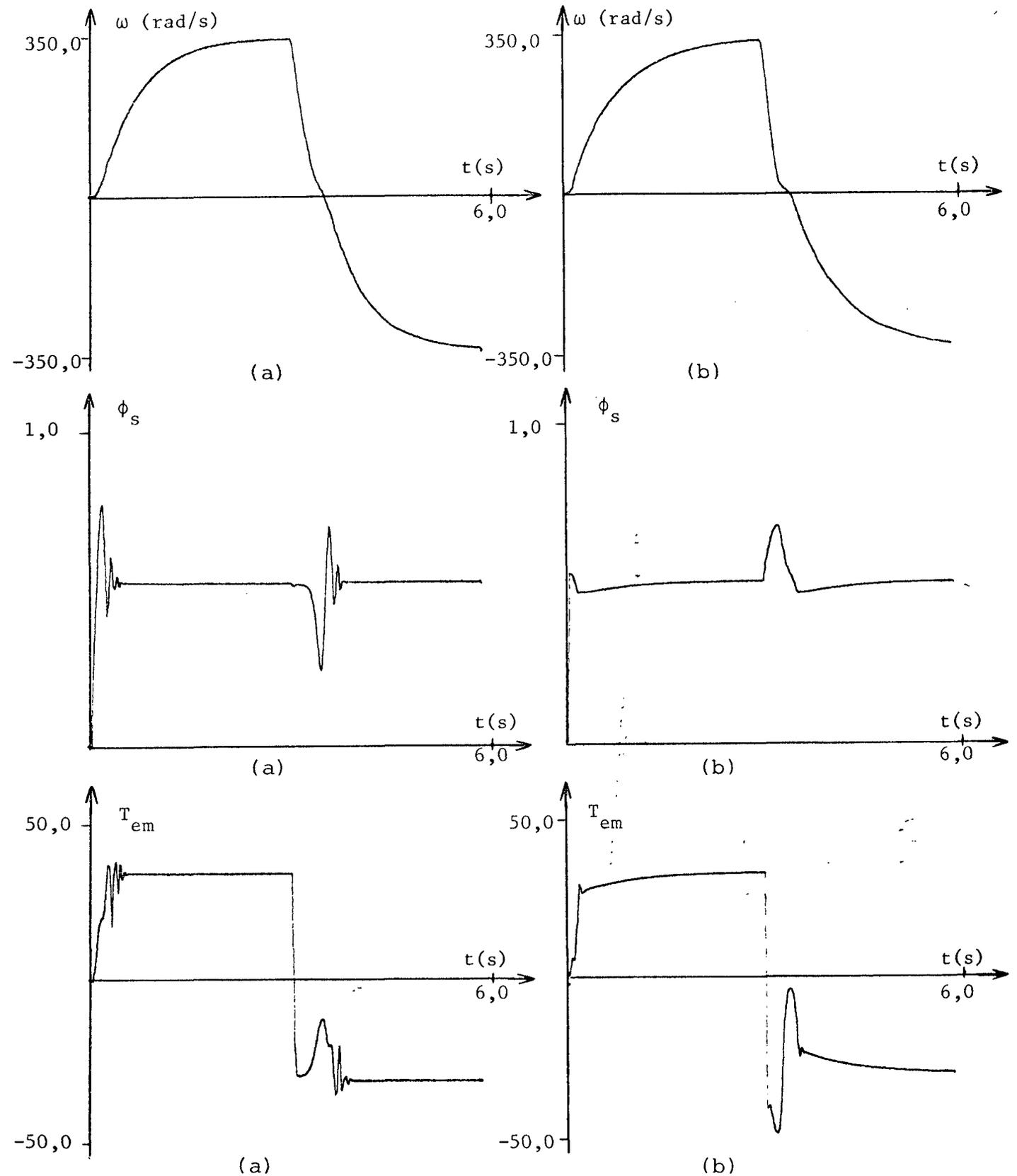


FIG. 4.8 - Curvas de velocidade, fluxo e torque durante a inversão no sentido de velocidade do motor de indução.

(a) Lei de Fluxo ; (b) Regulador de Fluxo.

Em resumo, o projeto do regulador de fluxo poderá ser realizado a partir dos seguintes passos:

1. Obtenção da função de transferência a partir da matriz linearizada ao redor de um ponto de equilíbrio;
2. Projeto do regulador proporcional-integral utilizando o traçado do Diagrama de Bode e o uso da Margem de Fase;
3. Teste do regulador em simulação digital do sistema variador de velocidade representado pelo modelo não-linear.

Este projeto pode ser realizado inteiramente com a assistência de um computador, calculando para cada ponto de equilíbrio a matriz de linearização obtendo, a partir desta, a função de transferência, e, a partir de um programa iterativo de projeto assistido por computador, determinando os parâmetros do regulador do tipo escolhido.

Com o regulador projetado, verifica-se enfim o comportamento do sistema utilizando a simulação digital completa do modelo não-linear. Em função dos resultados obtidos nesta simulação, o projeto do regulador poderia ser refinado através de um processo iterativo.

4.3. REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

A regulação da velocidade do motor será feita também através de um regulador proporcional integral (Fig. 4.1). A metodologia de projeto deste regulador é relativamente simples, considerando que a curva de velocidade do motor autopilotado devido a um degrau de permite a identificação do motor por um modelo de 1a. ordem com boa aproximação.

O método de identificação do sistema é apresentado no anexo C.

A partir da identificação, o sistema pode ser representado por uma função de transferência escrita como segue abaixo:

$$F_{\omega}(s) = \frac{G_{\omega}}{(1 + \zeta_{\omega}s)}$$

onde: G_{ω} - ganho estático;

ζ_{ω} - constante de tempo.

Para o sistema autopilotado com regulação de fluxo, obteve-se:

$$G_{\omega} = 21,88$$

$$\zeta_{\omega} = 0,706$$

A regulação de velocidade será feita através de um controlador do tipo proporcional-integral (como na regulação de fluxo), com função de transferência:

$$C_{\omega}(s) = \frac{K_{\omega} (1 + T_{\omega} s)}{T_{\omega} s}$$

onde: K_{ω} - ganho do regulador;

T_{ω} - constante de tempo do regulador.

A função de transferência em malha fechada pode ser assim escrita:

$$FTMF = \frac{\frac{K_{\omega} G_{\omega} (1 + T_{\omega} s)}{T_{\omega} s (1 + \zeta_{\omega} s)}}{1 + \frac{K_{\omega} G_{\omega} (1 + T_{\omega} s)}{T_{\omega} s (1 + \zeta_{\omega} s)}}$$

Com o objetivo de se obter uma resposta semelhante á de um sistema de 1a. ordem faz-se $T_{\omega} = \zeta_{\omega}$ cancelando o polo dominante do sistema. Neste caso, a função de transferência fica:

$$FTMF = \frac{1}{1 + \frac{\zeta_{\omega}}{K_{\omega} G_{\omega}} s}$$

A rapidez do sistema é então função do único parâmetro K_{ω} . Para se obter um tempo de resposta 4 vezes menor que o tempo de resposta em malha aberta, por exemplo, o ganho K_{ω} deverá ser igual a 0,2.

Obtidos os parâmetros K_{ω} e T_{ω} para a regulação de velocidade, resta apresentar os resultados obtidos em termos de regulação de velocidade (na simulação).

São apresentadas a seguir, as curvas de velocidade, fluxo e torque, durante os transitórios de partida e de aplicação de um torque de carga, considerando os dois casos seguintes:

- Projeto efetuado a partir do motor de indução com regulação de fluxo;

- Projeto a partir do motor de indução com a lei de fluxo.

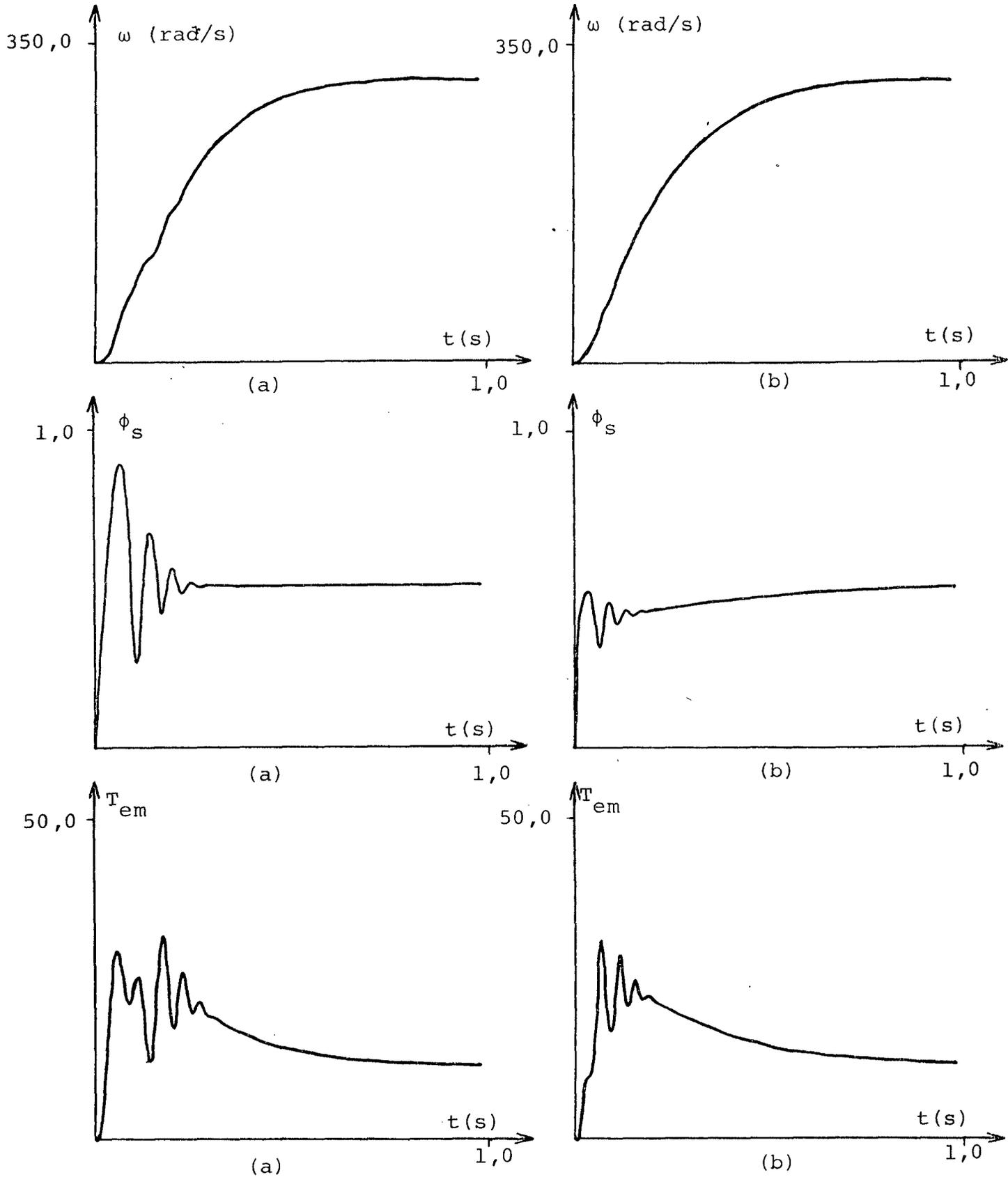


Fig. 4.9 - Curvas de velocidade, fluxo e torque obtidas em simulação, no instante da partida, considerando os casos
 (a) - Regulação de ω + Lei de Fluxo;
 (b) - Regulação de ω + Regulação de Fluxo.

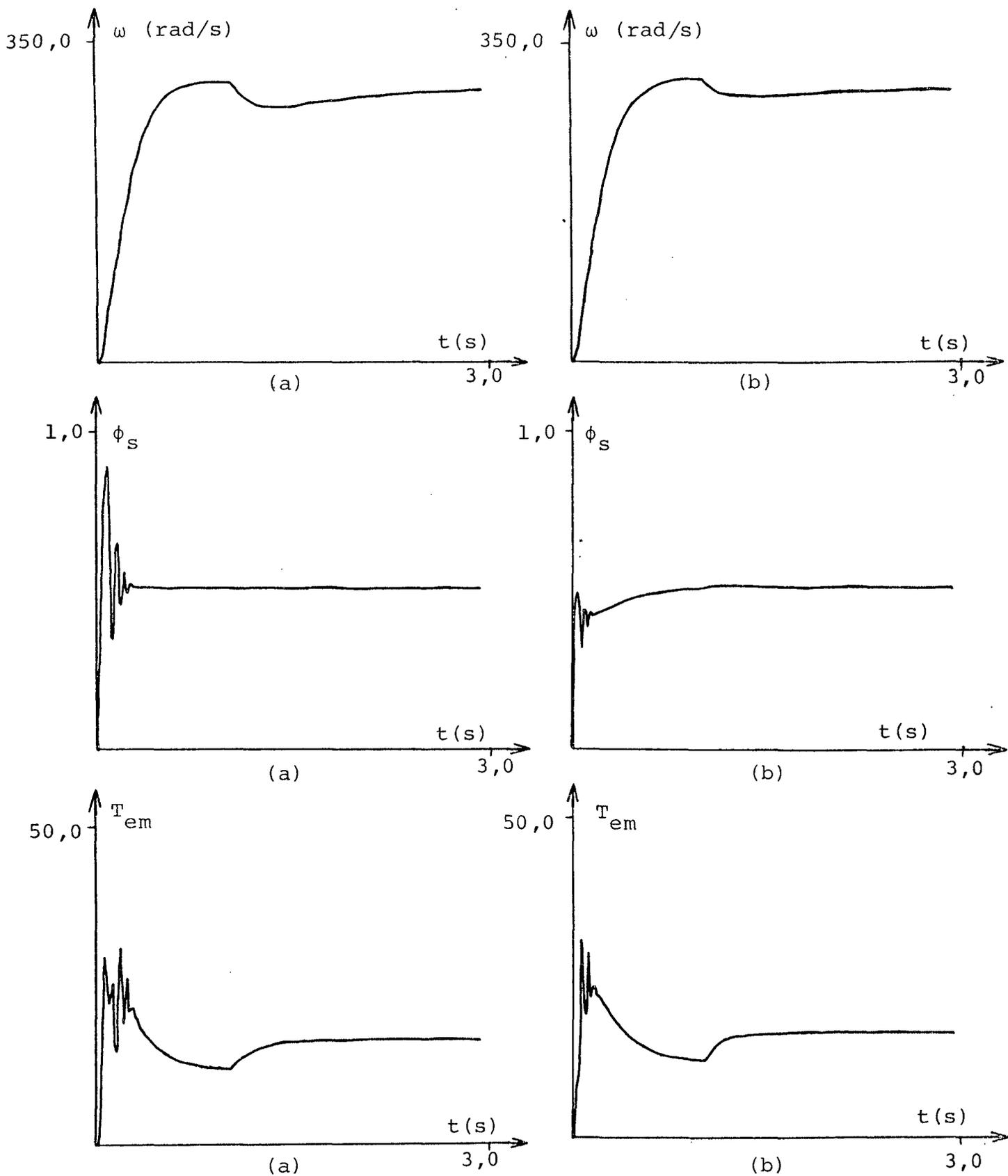


Fig. 4.10 - Curvas de velocidade, fluxo e torque, obtidas em simulação, durante uma aplicação de torque de carga:
 (a) - Regulação de ω + Lei de Fluxo;
 (b) - Regulação de ω + Regulação de Fluxo.

Dos resultados apresentados nas figuras 4.9 e 4.10 pode-se fazer as seguintes observações:

- O comportamento da velocidade do variador durante um transitório de partida é semelhante nos dois casos (lei de fluxo e regulação de fluxo); no caso da regulação, o tempo de resposta é maior na ordem de 4% do valor do tempo de resposta para a lei de fluxo. Como constatado no estudo anterior, o fluxo, no caso da regulação, é menos oscilatório, ocorrendo uma atenuação sensível dos picos durante o transitório.

- Ao ser aplicado um degrau de torque de carga (curvas da figura 4.10) o sistema com a regulação de fluxo apresenta melhor desempenho mecânico. O pico de redução da velocidade, no momento da aplicação do torque de 50% do torque nominal, não ultrapassa 6,5%, enquanto com a lei de fluxo, este atinge 9,3% do valor da velocidade de regime. O tempo para a recuperação do sistema é o mesmo em ambos os casos.

4.4. CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os métodos de projeto de reguladores de fluxo e de velocidade propostos neste trabalho e feita a análise do desempenho em simulação do sistema variador de velocidade com estas malhas de regulação projetadas.

No que concerne à regulação de fluxo, foi apresentado um método baseado na identificação do sistema a partir de um modelo linearizado ao redor de cada ponto de equilíbrio; o projeto sendo feito utilizando o diagrama de Bode e a noção de Margem de Fase. Este método de projeto é inteiramente automatizado e utiliza um programa já existente de Projeto

Assistido por Computador.

Da comparação dos resultados obtidos, em simulação para o variador de velocidade em funcionamento autopilotado, no caso da regulação de fluxo e da lei de controle tensão-frequência, concluiu-se que o sistema apresenta um melhor desempenho do ponto de vista do controle de fluxo e de torque, obtendo um fluxo praticamente constante durante todo o regime transitório, quando é utilizada a malha de regulação de fluxo.

Neste capítulo foi também apresentado o método de projeto do regulador de velocidade. Após a identificação por um modelo de 1ª. ordem do sistema variador de velocidade autopilotado com regulação de fluxo, o regulador proporcional-integral é projetado utilizando o método do cancelamento de polos, levando em conta a rapidez desejada para a resposta do sistema total e um erro nulo em regime permanente.

Os resultados apresentados mostram a melhoria no comportamento do sistema variador de velocidade autopilotado quando utilizadas, simultaneamente, as malhas de regulação de fluxo e de velocidade projetadas, principalmente no caso de pequenas variações.

Pode-se observar ainda que, o desempenho do sistema poderia ser melhorado com a inclusão de uma malha de regulação de torque, já que este pode ser também estimado a partir dos algoritmos estudados no capítulo 3.

VARIADOR DE VELOCIDADE CONTROLADO POR MICROCOMPUTADOR
MONTAGEM EXPERIMENTAL

5.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o sistema de controle por microcomputador de um variador de velocidade.

Num primeiro tempo, é descrito o variador de velocidade utilizado e o seu modo de comando. A seguir, são apresentados a técnica de medição de velocidade e a parte material do sistema microcomputador no qual serão implementados os controles de fluxo e da velocidade do motor de indução e o comando do inversor.

A descrição da implementação da estratégia de controle do variador de velocidade e os resultados dos testes efetuados nesta montagem são mostrados e analisados.

5.2. DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA VARIADOR DE VELOCIDADE

O sistema variador de velocidade utilizado é constituído de três subsistemas: o subsistema dispositivo eletromecânico com uma máquina de indução com rotor gaiola cujos parâmetros são dados em anexo, o subsistema de alimentação composto de um inversor trifásico a transistores comandado por modulação de largura de pulso (PWM) e o de controle, a ser implementado em microprocessadores.

O subsistema de controle do sistema variador de velocidade, por sua vez, é subdividido em três módulos: o módulo

de medição de velocidade implementado num microcomputador dedicado a esta tarefa; o módulo de controle propriamente dito, no qual serão realizadas as tarefas de autopilotagem, controle de fluxo e de velocidade, e o módulo de geração do padrão de comando do inversor PWM. Estes dois últimos módulos estão implementados neste trabalho, num mesmo microcomputador.

A estabilização do sistema é feita através de uma operação de autopilotagem, onde o sinal de comando da frequência estatórica f_s é o resultado da soma da frequência correspondente à velocidade medida f com a frequência rotórica f_r de referência. O controle do fluxo do motor de indução é feito nesta montagem a partir de uma lei de fluxo simples do tipo daquela descrita no ítem 3.2.2. A partir desta lei de fluxo, obtém-se o valor da referência de tensão estatórica V_s e em consequência o índice de modulação M a ser utilizado na geração do padrão de comando por modulação da largura de pulso (PWM) do inversor. O controle de velocidade será feito utilizando um regulador do tipo proporcional ou proporcional-integral.

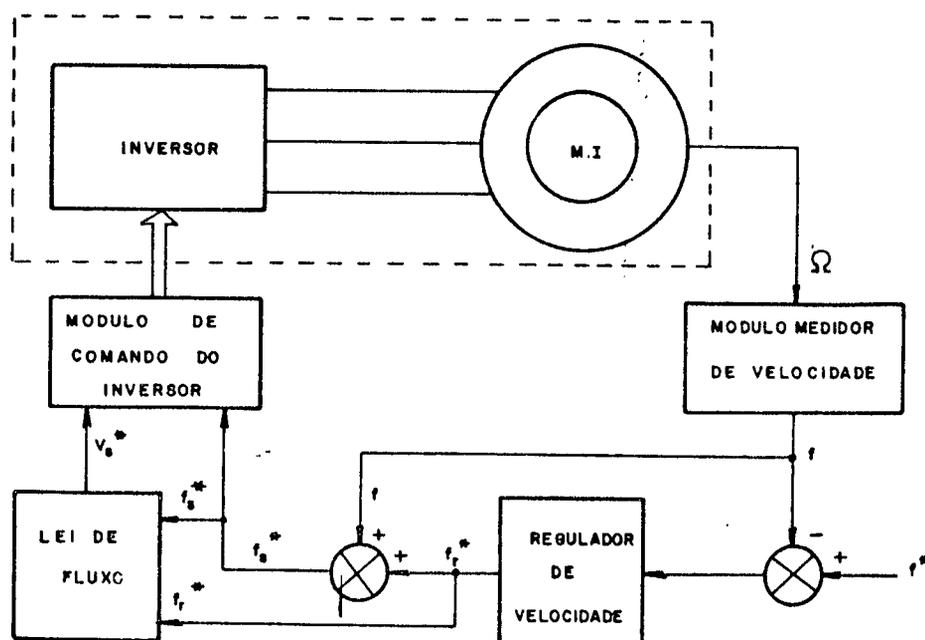


Fig. 5.1 - Sistema variador de velocidade implementado

5.3. DESCRIÇÃO DO SUBSISTEMA DE CONTROLE DO VARIADOR DE VELOCIDADE

5.3.1. Geração dos sinais de comando do inversor

O comando do inversor trifásico é realizado pelo método de modulação da largura de pulso (PWM). A implementação em microcomputador da geração dos sinais de comando se baseia no cálculo, para cada índice de modulação M , das sequências binárias a serem enviadas às bases dos transistores, utilizando a técnica de acesso direto à memória. A frequência de transferência destas sequências é fixada a partir da frequência de saída do inversor (ou frequência estatórica f_s) desejada. O estudo detalhado deste módulo de geração dos sinais de comando do inversor faz parte de outro trabalho e é descrito em detalhes em [Farines-84].

Entre as vantagens do tipo de comando proposto cabe ressaltar:

- a diminuição do conteúdo de harmônicas na forma de onda de saída do inversor e a conseqüente melhoria do rendimento do motor de indução;

- a simultaneidade do comando da amplitude e da frequência da tensão estatórica utilizando o mesmo dispositivo eletrônico de conversão;

- a possibilidade de implementar com facilidade vários tipos de modulação PWM.

5.3.2. Módulo medidor de velocidade

A medição do valor e do sentido velocidade do eixo do motor de indução é feita a partir de um sistema dedicado utilizando o microprocessador INTEL 8085, montado em placa única, com um hardware limitado em 2Kb de memória EPROM (2716), 1Kb de memória RAM (2 x 2114 INTEL), 3 contadores programáveis de 16 bits (INTEL 8253) e uma interface serial (USART 8251 INTEL).

O módulo medidor de velocidade mede, durante um intervalo de tempo definido, a frequência e o período dos pulsos oriundos dos sensores optoeletrônicos acoplados ao disco codificador de pulsos. O cálculo da velocidade é feito a partir destas duas grandezas, utilizando a expressão seguinte [Ohmaet-82]:

$$V = K_v \frac{F}{P} \quad (5.1)$$

onde:

V - velocidade, dada em rpm;

F - contagem do número de pulsos enviados pelos sensores optoeletrônicos;

P - período durante o qual é feita a contagem dos pulsos;

K_v - constante de proporcionalidade.

Este cálculo pode ser realizado no próprio microcomputador medidor de velocidade ou num microcomputador responsável pela tarefa de controle da velocidade.

A inexistência das operações de multiplicação e divisão nas instruções do microprocessador INTEL 8085, torna necessária a utilização de rotinas especiais para realizar estas operações, no entanto, escolheu-se realizar o cálculo neste microprocessador objetivando a liberação do microcomputador dedicado ao controle para a realização de outras tarefas.

Este módulo medidor de velocidade faz parte de outro trabalho e por esta razão não será descrito aqui em maiores detalhes.

Os resultados dos testes deste módulo medidor interligado a um sistema de desenvolvimento (Schumec MD85) permitiram verificar a precisão das medidas efetuadas (erro inferior a 1% em toda a faixa), validando assim este módulo medidor para o uso no controle do variador de velocidade.

A utilização deste medidor elimina a necessidade de uso de um tacogerador e de um conversor analógico-digital, diminuindo consideravelmente o custo da medição de velocidade, para iguais desempenhos.

5.3.3. Módulo de controle

O módulo de controle propriamente dito é implementado num microcomputador especialmente projetado e construído para esta finalidade, no Laboratório de Controle e Microinformática da UFSC [Cardoso-83]. Além das tarefas de controle anteriormente citadas (autopilotagem, controle do fluxo e da velocidade) será também implementada neste microcomputador o módulo de geração do padrão de comando dos transistores do

inversor trifásico.

Este microcomputador dedicado é construído em placa única e baseado no microprocessador de 16 bits INTEL 8088, tendo as seguintes características: 8 Kb de memória EPROM (2 x 2732), contendo o programa monitor deste microcomputador e o programa de aplicação para o controle do variador de velocidade e 1 Kb de memória RAM (2 x 2114) para os dados. As entradas-saídas utilizadas são as seguintes:

- 2 interfaces seriais (USART 8251 INTEL) para uso de um terminal de vídeo e para a comunicação com o microcomputador-medidor;

- 8 saídas paralelas não programáveis com transferência de dados por acesso direto à memória: seis delas são utilizadas para a ativação de base dos transistores do inversor;

- 48 linhas de entradas-saídas programáveis utilizáveis em outros trabalhos para a interface com conversores analógico-digital e com circuitos de detecção de falhas e alarmes.

Neste microcomputador, existem também um contador programável (INTEL 8253) que servirá de relógio em tempo real e um controlador programável de interrupções (PIC 8259-A INTEL) permitindo controlar até 8 interrupções por hardware.

O programa implementado neste trabalho, no microcomputador dedicado ao controle, contém os módulos descritos a seguir:

1. Inicialização

Neste módulo, serão inicializadas as variáveis utilizadas no programa e reservado espaço de memória para o armazenamento de dados. Os elementos programáveis do circuito do microcomputador são também inicializados neste módulo. Será executado apenas uma vez quando ligado o sistema.

2. Módulo principal

Consiste basicamente de uma malha de espera da interrupção durante a qual está sendo ativada a subrotina de entrada de dados (valor da referência da velocidade) pelo teclado. Posteriormente poderão também ser implementadas outras tarefas de menor prioridade.

3. Módulo de controle e geração de padrão

Este módulo executa as seguintes tarefas:

- chamar a subrotina que executa a leitura da velocidade;

- chamar a subrotina (REGUL) que realiza a regulação da velocidade;

- realizar a operação de autopilotagem, gerando a referência de frequência estatórica f_s^* ;

- calcular a referência de tensão V_S^* utilizando a lei de fluxo citada;

- calcular o índice de modulação M correspondente à referência de tensão obtida;

- chamar a subrotina (CALCPAD) de cálculo das sequências binárias a serem enviadas ao circuito de comando do inversor, quando necessário;

- realizar a programação do contador responsável pela geração da frequência de transferência das sequências binárias ao inversor, quando necessário;

- retornar à malha de espera do módulo principal.

A execução deste módulo é comandada por uma interrupção de hardware transmitida pelo controlador de interrupção PIC 8259-A ao processador 8088; o pedido de interrupção é feito a partir do relógio de tempo real (8253) no qual foi programado, na inicialização, o valor do tempo de amostragem desejado.

Ao reconhecer o pedido, o processador transfere a execução do programa do módulo principal para o endereço de memória onde inicia o módulo de controle e geração de padrão, chamado também de subrotina de interrupção. Ao final da execução desta subrotina, o processador retorna ao módulo principal, na instrução seguinte à que estava sendo executada quando o pedido de interrupção foi atendido. Em consequência disto, é necessário que a primeira operação deste módulo de interrupção seja o

salvamento, num lugar da memória (stack), dos conteúdos dos registros utilizados pelo processador no momento da interrupção e a restituição dos mesmos ao final do módulo: são as operações de salvar e recuperar o contexto.

O tempo de amostragem deste módulo terá seu limite superior fixado a partir do comportamento dinâmico do motor utilizado e seu limite inferior a partir do tempo necessário para a execução de todas as suas tarefas.

4. Módulo de entrada de dados (ENTRA)

Este módulo é chamado pelo módulo principal e permite alterar o valor da velocidade de referência (em RPM), imprimindo o valor na tela para informar ao operador das condições de funcionamento do variador de velocidade.

5. Módulo de leitura de velocidade

As operações realizadas por este módulo são as seguintes:

- Enviar o pedido de transmissão da velocidade ao microcomputador-medidor de velocidade;

- Receber e armazenar os dois bytes correspondentes ao valor da velocidade medida;

- Armazenar o valor da velocidade para posterior utilização.

6. Módulo de regulação da velocidade (REGUL)

Nesta subrotina, é calculada a frequência rotórica de referência como saída de um algoritmo de regulação de velocidade do tipo proporcional ou proporcional-integral.

7. Módulo de cálculo das sequências binárias de comando do inversor PWM (CALCPAD)

Esta subrotina é objeto de outros trabalhos já citados e neles é descrita detalhadamente.

As operações que ela executa sequencialmente são as seguintes:

- Geração das sequências binárias, para um dado índice de modulação M , e para um número de pulsos pré-fixado N e armazenamento numa memória intermediária das 256 palavras (de 6 bits) assim geradas;

- Transferência destas palavras na saída a partir da área de memória onde elas estão armazenadas, utilizando a técnica de acesso direto à memória (DMA).

Os três últimos módulos descritos são chamados a partir do módulo de controle e geração do padrão.

5.4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema experimental variador de velocidade controlado por microcomputador descrito anteriormente foi testado em laboratório, apresentando resultados de acordo com o esperado.

Após ter testado o sistema variador de velocidade com autopilotagem e lei de fluxo, foi introduzido um regulador de velocidade do tipo proporcional. As curvas apresentadas na figura 5.2 mostram os resultados obtidos quando da partida do motor (Fig. 5.2.a) e da variação de referência de velocidade (Fig. 5.2.b). O período de amostragem utilizado foi de 100 ms, inferior à constante de tempo mecânica do motor; o valor mínimo utilizável para o período de amostragem é de 30 ms, correspondente à execução de todas as tarefas de controle e de geração do padrão.

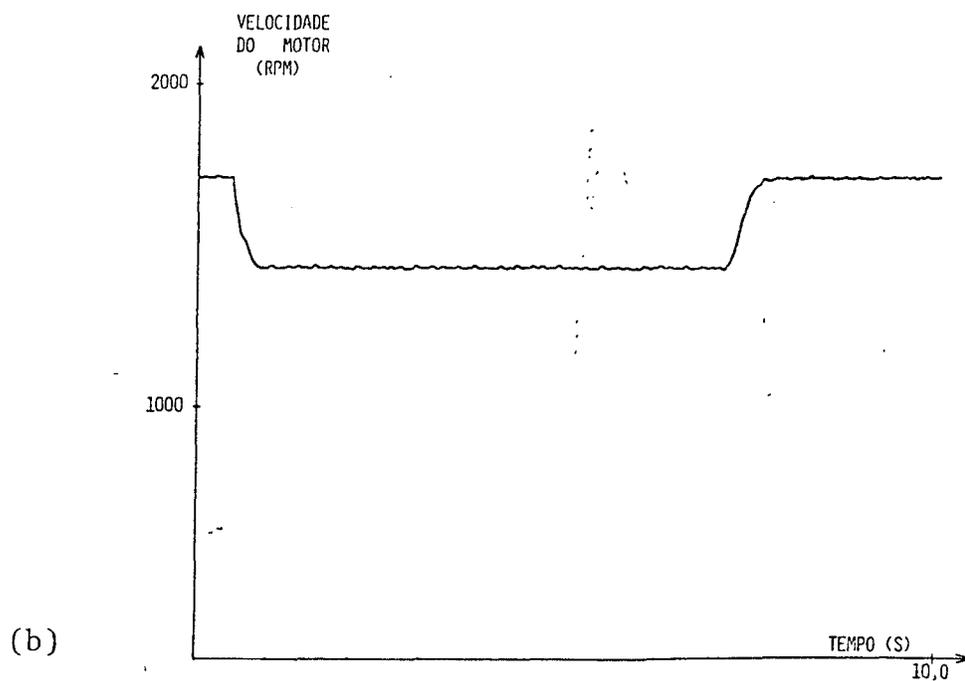
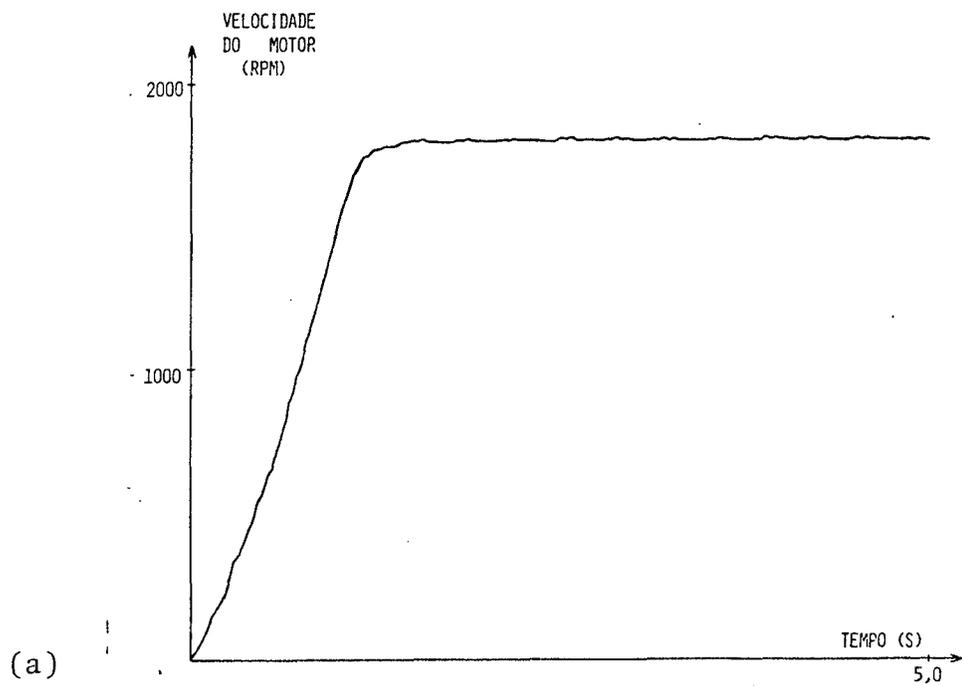


Fig. 5.2 - Curvas de velocidade do motor de indução obtidas experimentalmente:

(a) Partida

(b) Degrau de referência

Analisando os resultados experimentais obtidos, nota-se o bom desempenho global do sistema variador de velocidade controlado por microcomputador, tanto do ponto de vista da dinâmica como da precisão. As curvas apresentadas e outros ensaios efetuados com diferentes parâmetros mostram que as respostas transitórias são do tipo 1a. ordem e que os erros em regime permanente estão dentro da faixa prevista para os ganhos proporcionais utilizados no controlador.

5.5. CONCLUSÃO

As curvas mostradas no item anterior se constituem em dados importantes para a continuidade dos estudos nesta área, e os testes e resultados obtidos durante o processo de implementação do sistema levaram a importantes constatações com relação a futuras implementações de sistemas deste tipo:

- a necessidade de otimizar o software a fim de se obter menores tempos na execução das tarefas envolvidas, proporcionando ao sistema um melhor desempenho pela possibilidade de inclusão de novas tarefas, como estimação e regulação de fluxo e de torque;

- a grande influência da tarefa de geração do padrão de comando na determinação do tempo mínimo de amostragem e a necessidade de analisar a separação das tarefas de controle e geração do padrão em microcomputadores distintos como forma de diminuição do tempo de amostragem;

- o tempo de resposta do inversor aos comandos é um fator fundamental ao bom desempenho do sistema, de forma que deve ser ressaltada a importância da utilização de dispositivos chaveadores mais rápidos como forma de garantir a eficiência do sistema total;

- a necessidade de realizar estudos no sentido de se obter a automatização do sistema de proteção das chaves do inversor, atualmente manual.

CONCLUSÃO GERAL

No capítulo primeiro, foi explicada a necessidade do estudo do controle de variadores de velocidade utilizando motores de corrente alternada como forma de obtenção de sistemas mais baratos, robustos e com menos restrições quanto à sua utilização em escala industrial.

Estes estudos tiveram maior desenvolvimento nos últimos anos devido, principalmente, ao crescente avanço na tecnologia de semicondutores e microprocessadores, permitindo implementar mais facilmente de forma digital, as complexas tarefas de controle, exigidas para se obter um desempenho satisfatório dos variadores CA, anteriormente de difícil realização via dispositivos analógicos.

No capítulo 2, foi feita a apresentação dos diferentes sistemas variadores de velocidade utilizando motores de corrente alternada, descrevendo as principais características de cada um. Foram, ainda neste capítulo, apresentadas as principais técnicas de análise do sistema variador composto por um motor de indução trifásico, alimentado em tensão por um inversor trifásico a transistores, controlado por modulação da largura de pulso (PWM). O método de análise adotado neste trabalho foi a simulação digital utilizando as equações do modelo não-linear do motor de indução (equações de Park), como forma de obtenção de uma melhor representação do comportamento do motor de indução durante os regimes transitório e permanente. Foi também apresentada uma visão geral do programa de simulação digital

implementado num minicomputador PDP 11/40 e os resultados úteis à análise, obtidos a partir dele. O programa realizado poderá ser utilizado em futuros trabalhos a serem realizados nesta mesma área.

No capítulo 3, foi vista a importância do controle sobre outras grandezas importantes do motor, como o fluxo e o torque, para se obter um melhor comportamento do sistema no controle da velocidade.

Foram apresentadas as técnicas de controle de fluxo desenvolvidas em outros trabalhos, dentre as quais se destacou a regulação de fluxo em malha fechada como a forma mais adequada de obtenção de um fluxo estatístico estável durante os regimes transitórios de funcionamento do motor. Ali foram descritas as formas utilizadas de obtenção dos valores instantâneos do fluxo estatístico, onde a maior atenção foi dada à técnica de estimação do fluxo através de algoritmos utilizando as equações do modelo utilizado. Foi feito um estudo comparativo de vários algoritmos de estimação, e escolhidos os mais adequados à implementação em microcomputador, considerando principalmente os aspectos de tempo de cálculo e desempenho obtido em simulação.

Os métodos de projeto da regulação de fluxo (a partir do valor estimado) e da velocidade (medida por um módulo computadorizado especialmente projetado) foram assunto do capítulo 4, no qual foram desenvolvidas duas diferentes metodologias para a obtenção dos parâmetros dos reguladores de fluxo e de velocidade.

Para a regulação do fluxo estatístico, o método desenvolvido baseou-se na obtenção da função de transferência (de 5a. ordem) obtida (analítica ou numericamente com o auxílio de um programa construído para esta finalidade - FTVARES) a partir dos coeficientes das equações dinâmicas linearizadas ao redor de um ponto de equilíbrio. O projeto foi feito a partir do traçado do

Diagrama de Bode do sistema obtido, utilizando um programa de Projeto Assistido por Computador existente no Laboratório de Controle e Microinformática da UFSC. Foram feitos vários testes em simulação da regulação de fluxo com os parâmetros obtidos nesta forma de projeto onde foi observado o melhor desempenho do sistema comparado ao controle através de leis tensão-frequência.

Os parâmetros do regulador de velocidade foram obtidos a partir da identificação (em simulação ou no sistema real) do sistema variador de velocidade por um modelo de 1a. ou 2a. ordem. O projeto foi feito através do método de cancelamento de polos de forma a obter uma resposta do tipo 1a. ordem, porém mais rápida. Os resultados obtidos em simulação com os valores obtidos no projeto foram também mostrados e comentados ao final deste capítulo.

No capítulo 5, foi feita a descrição da parte experimental deste trabalho, que se constituiu da implementação num microcomputador de 16 bits de um algoritmo de controle de velocidade (em malha fechada utilizando um regulador do tipo proporcional) e de fluxo (através de uma lei de fluxo).

Os resultados desta implementação foram apresentados e analisados neste capítulo.

O desempenho do sistema foi satisfatório, apesar das limitações impostas principalmente pela resposta lenta dos dispositivos do inversor utilizado e do grande tempo de cálculo necessário à geração do padrão PWM de comando deste.

Melhores resultados deste sistema poderão ser obtidos com a utilização de uma rotina de cálculo do padrão PWM mais eficiente em termos de tempo de cálculo (atualmente em fase de conclusão) e com o uso de dispositivos de chaveamento no inversor mais rápidos.

A utilização de um módulo digital (baseado ou não em microcomputador) para a geração dos sinais de comando do

inversor e em comunicação com o microcomputador central de controle permite prever uma considerável melhoria em termos do sistema global; a liberação do microcomputador central da tarefa de geração do comando poderá viabilizar a implementação neste dos algoritmos de estimação e de regulação de fluxo, testados em simulação.

Concluindo, pode-se fazer várias sugestões para a realização de trabalhos nesta mesma área como:

1. A inserção, na simulação realizada do equipamento inversor de forma a representar com maior fidelidade o comportamento do sistema variador sob a ação dos algoritmos testados, auxiliando também no projeto deste;

2. O projeto e estudo em simulação de uma malha de regulação de torque, visando melhorar ainda mais o desempenho do sistema variador utilizado;

3. Um estudo mais aprofundado dos estimadores de fluxo e torque (inclusive considerando o aspecto estabilidade dos métodos numéricos) e a tentativa de implementação destes de modo a realizar uma regulação em malha fechada do fluxo;

4. A realização de um sistema de controle de variadores de velocidade baseado em microcomputadores tendo vários módulos digitais comunicando-se entre si e realizando

tarefas distintas e complementares como por exemplo:

- módulo medidor de velocidade;
- módulo de estimação e regulação de fluxo e regulação de velocidade;
- módulo de geração dos sinais de comando do inversor.

A N E X O A

APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS NUMÉRICOS DE INTEGRAÇÃO

A.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Variáveis envolvidas no Método:

f_k - valor, no instante k , da função f a ser integrada;

x_k - valor, no instante k , da integral de f ;

h - intervalo de integração.

Variáveis envolvidas no tempo de cálculo:

T_t - tempo total de cálculo (por iteração);

T_e - tempo necessário para a avaliação do valor de f_k ;

T_a - tempo requisitado para efetuar uma adição;

T_m - tempo requisitado para efetuar uma multiplicação.

A.2. APRESENTAÇÃO DOS MÉTODOS

Método de Runge-Kutta de 2a. Ordem:

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h}{2} (f_{n+1} + f_n)$$

$$T_t = T_e + 2 T_a + T_m$$

Método de Simpson:

$$x_{n+1} = x_{n-1} + \frac{h}{3} (f_{n+1} + 4 f_n + f_{n-1})$$

$$T_t = T_e + 3 T_a + 2 T_m$$

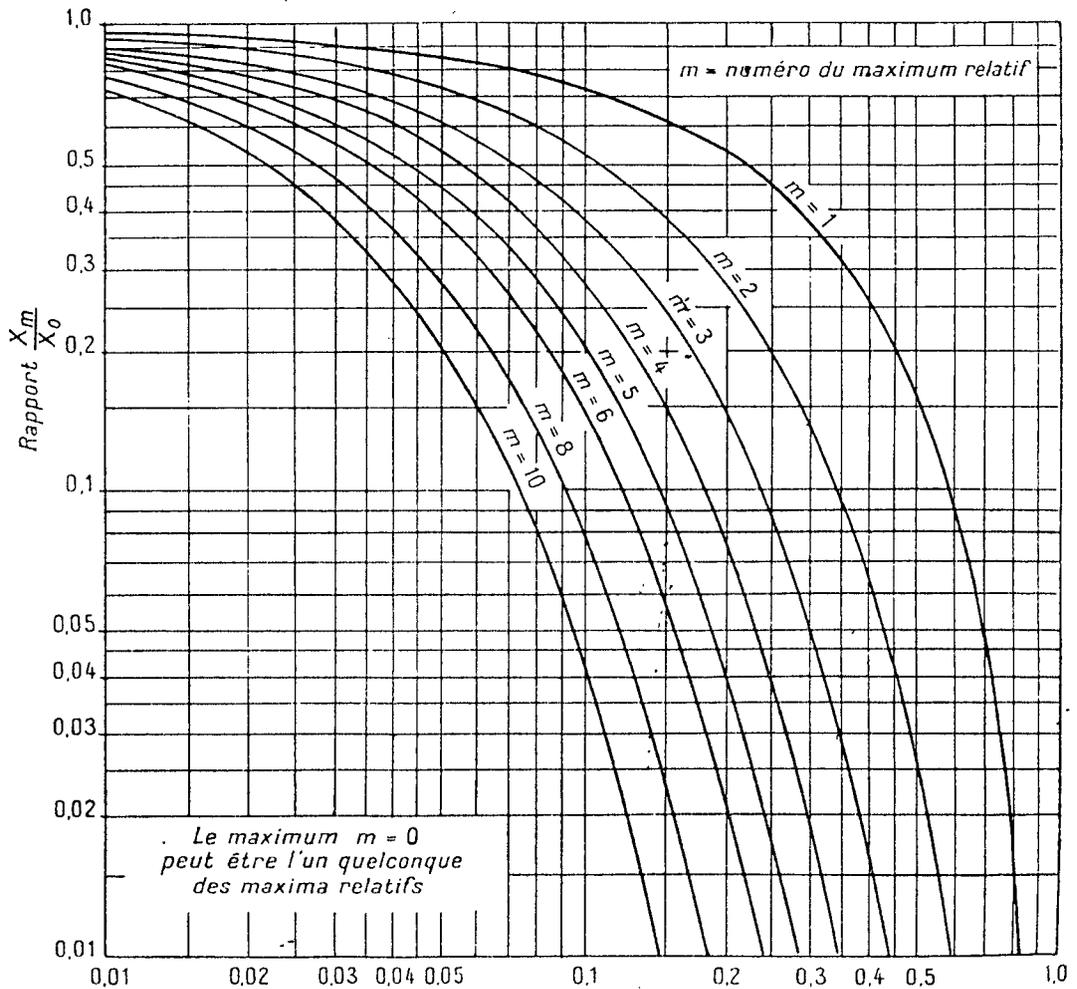
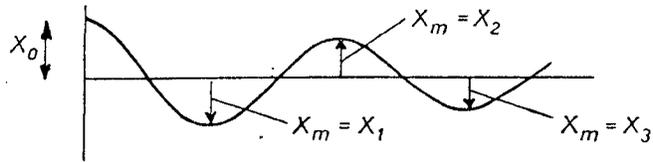
Método Preditor-Corretor-Modificado:

$$x_{n+1} = \frac{4}{5} x_n + \frac{1}{5} x_{n-1} + \frac{h}{5} (2 f_{n+1} + 4 f_n)$$

$$T_t = T_e + 3 T_a + 5 T_m$$

A N E X O B

ÁBACO UTILIZADO NA IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA PARA O PROJETO DO REGULADOR DE FLUXO



$$Z = \frac{\text{Coefficient d'amortissement réel}}{\text{Coefficient d'amortissement critique}}$$

MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA PARA O
PROJETO DO REGULADOR DE VELOCIDADE

C.1. METODOLOGIA ADOTADA

1. Obtém-se a resposta a degrau de ω_r do motor autopilotado, como é mostrado na figura C.1 (A resposta pode ser obtida em simulação ou através de um ensaio do próprio motor a ser controlado).

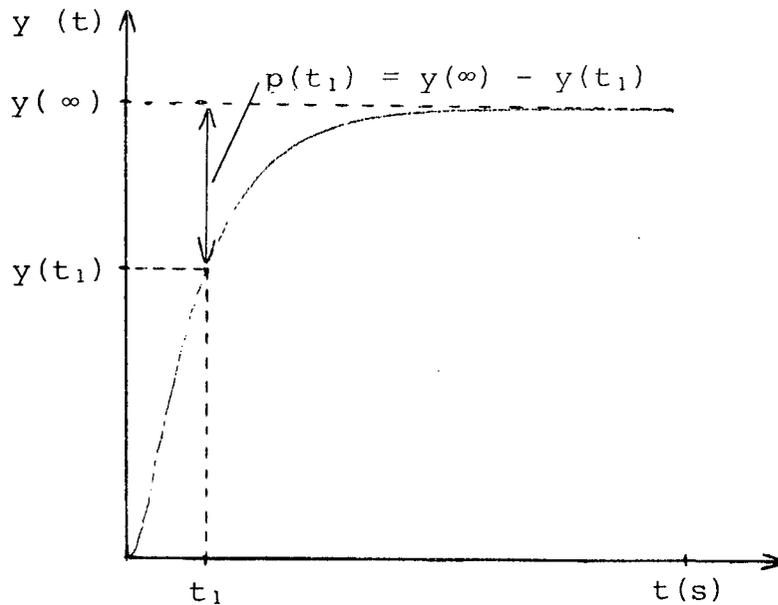


Fig. C.1 - Resposta a degrau do motor a ser identificado.

2. Com o auxílio da curva mostrada na figura C.1 , é traçado o gráfico $\log p(t) \times t$ (figura C.2), onde $p(t)$ é assim definido - $p(t) = y(\infty) - y(t)$

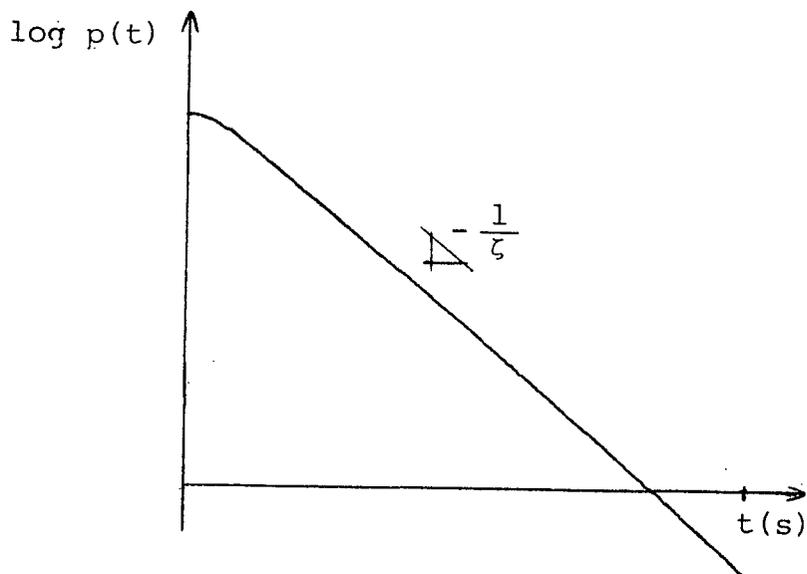


Fig. C.2 - Gráfico $\log p(t) \times t$ obtido a partir de C.1.

3. Os parâmetros do modelo de 1a. ordem são obtidos da forma indicada na figura C.2.

C.2. DEMONSTRAÇÃO DO MÉTODO ADOTADO

Para um sistema de 1a. ordem, a resposta a degrau pode ser escrita da seguinte forma:

$$y(t) = y(0) + [y(\infty) - y(0)] e^{-t/\zeta}$$

Logo:

$$p(t) = [y(\infty) - y(0)] e^{-t/\zeta}$$

Aplicando logaritmo à equação acima, obtém-se:

$$\log p(t) = \log [y(\infty) - y(0)] - \frac{t}{\zeta}$$

, que representa uma reta com coeficiente angular igual
a $-\frac{1}{\zeta}$.

A constante de tempo do sistema é obtida fazendo:

$$\zeta = -\frac{1}{\alpha}$$

, onde α é o coeficiente angular da reta obtida.

A N E X O D

PARÂMETROS ELÉTRICOS E MECÂNICOS DO MOTOR DE INDUÇÃO
UTILIZADOS NESTE TRABALHO

D.1. DADOS DE PLACA DO MOTOR UTILIZADO NA MONTAGEM EXPERIMENTAL

POTÊNCIA: 1 CV Nº DE FASES: 3
 Δ Y
V 220 380 FREQUÊNCIA: 60 HZ
A 4,2 2,5 VELOCIDADE: 1720 RPM
FS: 1,25 ISOL. CL. B CAT. B COD. G IP. 44
REGIME CONTÍNUO

D.2. PARÂMETROS DO MOTOR UTILIZADO NA MONTAGEM EXPERIMENTAL

$R_s = 7,360 \Omega$
 $R_r = 4,690 \Omega$
 $L_s = 0,309 H$
 $L_r = 0,309 H$
 $M_{sr} = 0,295 H$
 $J/F = 0,284 s$

D.3. PARÂMETROS DO MOTOR UTILIZADO NO ESTUDO EM SIMULAÇÃO

$$R_s = 0,880 \Omega$$

$$R_r = 1,140 \Omega$$

$$L_s = 0,094 \text{ H}$$

$$L_r = 0,094 \text{ H}$$

$$M_{sr} = 0,091 \text{ H}$$

$$J/F = 0,533 \text{ s}$$

B I B L I O G R A F I A

- ABBONDANTI, A., Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies , Int. Semi-Power Conv. Conf. IEEE/IAS - 1977, pp. 177-184.
- ABREU, E. C. de, Inversor Trifásico com Frequência Variável a Transistor de Potência, Tese de Mestrado - UFSC - Julho - 1981;
- BARBI, I., Teoria Fundamental do Motor de Indução, Editora da UFSC, Eletrobrás, 1985.
- BARBI, I. & Martins D.C., Uma Nova Técnica de Controle do Motor de Indução com Rotor Bobinado, 4o. CBA, Vol. 1, Campinas - Setembro - 1982, pp. 286-291.
- BORDRY, F., de Fornel, B. & Trannoy, B., Flux and Speed Numerical Control of a Voltage-Fed Assynchronous Induction Machine, IEEE Proceedings, Vol. 127, Pt. B. no. 2, Março - 1980, pp. 91-95.
- BOSE, B. K., Adjustable Speed AC Drives - A Technology Status Review, IEEE Proceedings, Vol. 70, no. 2, Fevereiro-1982, pp. 116-135.
- CARDOSO Fo., M.; Farines, J-M; Vieira, M.; Commande et Surveillance par Microprocesseur d'un Onduleur Triphasé a Modulation de Largeur d'Impulsion, CONUMEL 83 - Toulouse - Maio - 1983, pp. II-9/II-15;

CRUZ, G. J., Etude et mise au point d'un programme de simulation numérique par séquences (SECMA) d'ensembles constitués de convertisseurs statiques et de machines à courant alternatif. Application à la simulation de variateurs électriques de vitesse, Tese de Doutorado - INPT - Toulouse - Fevereiro - 1982.

DAVAT, B., Hapiot, J. C. & Foch, H., Apport d'un Programme de Simulation Numérique Globale lors de l'Elaboration de la Commande Numerique d'Ensembles Convertisseur-Machine, CONUMEL 80, Lyon - Abril - 1980, pp. III-34/III-44;

DE FORNEL, B.; Hapiot, J. C.; Saubion C. & Trannoy, B., Determination of Optimum Operating Frequency of a Current-Source Inverter-Controlled Voltages, IEEE Proceedings, Vol. 30, Pt. B. no. 3, Maio - 1983, pp. 207-212.

DORF, R. C.; Modern Control Systems, Addison-Wesley Publishing Company, 1974, 2a. edição, Cap. 8, pp. 229-279;

FARINES, J-M., Cardoso Filho, M. & Vieira M., Sistema de Comando por Microprocessador de Um Inversor Trifásico PWM - 5o. CBA - Setembro - 1984 - Campina Grande - p. 704-709;

FERREIRA, L. O., Estudo da Cascata Hipossíncrona com um Pulsador de Corrente Contínua, Tese de Mestrado - UFSC - Novembro - 1984;

HAPIOT, J. C., Machine Assincrone d'Induction Alimenté en Tension par un Convertisseur Statique a Frequence Variable et Autopiloteé. Etude et Mise en Euvre de l'Ensemble du Dispositif. Comportment en régimes transitoire. Tese de Doutorado - INPT - Toulouse - 1975;

MARTINS, D. C., Contribuição ao Estudo do Motor de Indução Trifásico Alimentado por Gradador , Tese de Mestrado - UFSC - Maio - 1981;

OHMAET, T.; Matsuda, T.; Kamiyama, K. & Tachikawa, M., A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-29 No. 3, Agosto - 1982, pp. 207 - 211;

PLUNKETT, A. B., Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter Induction Motor Drive, IEEE - TIA - Março-Abril - 1977;

RICHARDS, G. G., Simplified Models for Induction Machine Transients under Balanced and Unbalanced Conditions, IEEE - Transactions on Industry Applications - Vol. IA-17 no. 1 - Janeiro-Fevereiro - 1981;

RODRIGUES, A. R. S., Proposição de uma Metodologia Sistematizada para o Projeto de Controladores de Carga-Frequência, Tese de Mestrado - UFSC - Junho - 1981;

ROSKO, J. S., Digital Simulation of Physical Systems, Addison-Wesley Publishing Company, 1971, Cap. 5, pp. 172-201.

SCHONECK, J., Simulation Numérique de Convertisseur Statiques, Tese de Doutorado - INPT - Toulouse - 1977;