

TESE

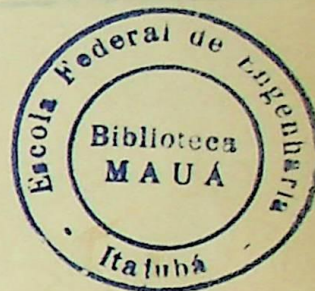
677

23-5596



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO



"IDENTIFICAÇÃO DA RESISTÊNCIA ROTÓRICA E ESTIMAÇÃO
DE ESTADOS DO MOTOR DE INDUÇÃO ALIMENTADO POR
INVERSOR PWM, COM UTILIZAÇÃO DE FILTROS DE KALMAN"

EGON LUIZ MÜLLER, JÚNIOR

ORIENTADORES:

PROF. LUIZ EDUARDO BORGES DA SILVA

PROF. VALBERTO FERREIRA DA SILVA

ITAJUBÁ - MG

1991

CLASS 621.313.333:621.314.5(043.2)
AUT. M 958 i
677



Dedico à minha família maravilhosa,
Egon, Sidinês e Mauren, pelo apoio,
compreensão, carinho e dedicação de
todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

A Deus. Senhor, a Ti que tudo devemos, a começar pela vida, dou graças neste momento de vitória por mais esta etapa concluída.

Aos professores, Luiz Eduardo Borges da Silva e Valberto Ferreira da Silva, pela amizade, apoio e indispensável orientação.

Ao amigo Bruno Nunes Bono pela ajuda, paciência e amizade.

Ao amigo José Vantuil Lemos Pinto pelo apoio e valiosas discussões.

A Jaime Francisco de Araujo Maia pelo apoio e amizade.

A Anchieta Nogueira Bernardo Guimarães pela amizade e pelos excelentes desenhos.

Aos professores e funcionários do departamento de Engenharia Eletrônica da EFEI pela colaboração e solidariedade a mim dedicada.

Aos amigos Alessandro, André, Glasson, Jânio, Luciano, Mauro, Nilson e Pedro pelo apoio e paciência.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo da aplicação do filtro de Kalman Extendido na estimação da resistência rotórica e dos estados do motor de indução trifásico. Esta estimação é importante na técnica de controle vetorial quando o método indireto de sensoriamento de fluxo for usado. O controle vetorial é desejável por tornar as características de acionamento de uma máquina CA semelhante às de uma máquina CC.

O filtro de Kalman Extendido pode apresentar ótimos resultados desde que se tenha conhecimento sobre: a dinâmica do sistema; dispositivos e erros de medição; a descrição estatística do ruído do sistema; e alguma informação disponível das condições iniciais das variáveis de estado.

A partir de modelos de simulações dinâmicas, que reproduzem o comportamento real do sistema, são obtidos os resultados para análise. Nas simulações o motor é alimentado por um inversor PWM, tipo fonte de tensão, com nove modos distintos de modulação, compatíveis com os descritos nos novos inversores PWM controlados por microprocessadores; com os quais obtem-se um melhor desempenho em toda faixa de operação do motor. As tensões e correntes do motor, devido a alimentação pelo inversor, possuem conteúdo harmônico, que são considerados como ruídos para o filtro de Kalman Extendido.

Nas simulações, o parâmetro (resistência rotórica) a ser estimado sofre variações do tipo degrau, linear e exponencial, adicionando-se ou não ruído na medida de velocidade. Em todos os casos o filtro de Kalman realizou uma ótima estimação do parâmetro desejado.

ABSTRACT

This work describes the application of the Extended Kalman filter to estimate the parameters of the induction motors. This estimation is very important in the vector control technique when the indirect method of flux sensing is used. The vector control is desirable because it comes an AC machine driving to be similar to the DC machine.

The Extended Kalman filter may show great performance when there is some information about: the system dynamic; both measurement device and errors; the estatistical description of the system noises; information of the initial conditions of the state variables.

Results for analysis are obtained from dynamics simulations that reproduce the real behavior of the system. In the simulations, the machine is driven by a PWM voltage source inverter, with nine different modulation modes, compatible with the new PWM inverter which is controlled by microprocessor. Thus it is possible to obtain better performance in the full range of machine operation. The machine voltages and currents, from the PWM inverter, contains wide-range harmonics, which are considered as noises to the Extended Kalman filter.

In the simulations the parameter changes to be estimaded undergoes step, linear and exponential. The noise in the speed measurement may be added if necessary. In all cases the Kalman filter produced results.

ÍNDICE

Resumo.....	i
Abstract.....	ii
Simbologia.....	v
Cap. 1 - Introdução.....	1
Cap. 2 - Modelagem e Simulação do Comportamento Dinâmico do MIT	
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Equações trifásicas do MIT.....	5
2.3 - Transformação de eixos.....	9
2.4 - A dinâmica do conjunto MIT e carga.....	11
2.5 - Particularizações das estruturas de referências.....	12
2.6 - Simulações.....	13
Cap. 3 - Técnicas de Modulação PWM	
3.1 - Introdução.....	22
3.2 - Formação da onda PWM.....	22
3.3 - Modos de modulação.....	24
Cap. 4 - Simulação do MIT Alimentado por Inversor PWM	
4.1 - Introdução.....	36
4.2 - Análise do MIT alimentado com frequência variável...	37
4.3 - Simulações.....	40
Cap. 5 - Influência da Resistência do Rotor no Desempenho do Controle Vetorial	
5.1 - Introdução.....	49
5.2 - Equacionamento e análise.....	49
Cap. 6 - Filtros de Kalman e Kalman Extendido	
6.1 - Introdução.....	54
6.2 - Filtro de Kalman discreto	
6.2.1 - Modelo do sistema.....	55

6.2.2 - Equacionamento do filtro de Kalman.....	56
6.3 - Filtro de Kalman Extendido.....	59
6.4 - Ajuste do filtro de Kalman.....	60
6.5 - Filtro de Kalman Extendido aplicado na estimação de estados e parâmetros do MIT.....	61
6.6 - Simulação e resultados.....	64
Cap.7 - Conclusões.....	80
Apêndice I - Dados do motor.....	82
Apêndice II - Programa de simulação do MIT alimentado com tensões trifásicas senoidais.....	83
Apêndice III - Programa de geração da onda PWM e transformada rápida de Fourier.....	86
Apêndice IV - Programa de simulação do MIT alimentado por inversor PWM.....	94
Apêndice V - Programa de simulação do filtro de Kalman Extendido usado na estimação de estados e parâmetros do MIT.....	105
Apêndice VI - Detalhes expandidos de figuras do cap. 4.....	115
Referências Bibliográficas.....	117

SIMBOLOGIA

- fig. - figura
- cap. - capítulo
- CA - corrente alternada
- CC - corrente contínua
- MIT - motor de indução trifásico
- PWM - modulação por largura de pulso
- FMM - força magneto motriz
- P^* - número de pares de polos
- p - operador d/dt
- T - torque
- T_e - conjugado elétrico
- T_L - torque da carga
- T_{av} - torque de atrito e ventilação
- J - momento de inercia
- t_{ac} - tempo de aceleração
- V - tensão
- V_a, V_b e V_c - referências para formação da onda PWM
- V_t - portadora para formação da onda PWM
- E_f - nível para formação da modulação dos flancos
- V_{aN}, V_{bN} e V_{cN} - tensões fase-neutro do inversor PWM
- V_{AB} - tensão fase-fase do inversor PWM
- V_{ao}, V_{bo} e V_{co} - tensões do inversor PWM arranjadas para o modelo dq
- V_d - tensão CC de alimentação do inversor PWM
- U_d - amplitude da componente fundamental da onda de blocos completos
- G_1, \dots, G_6 - sinais de gatilhamento do inversor PWM
- I - corrente
- R - resistência
- L - indutância
- M - indutância mútua entre estator e rotor
- λ - fluxo magnético
- ω_e - velocidade angular elétrica síncrona.

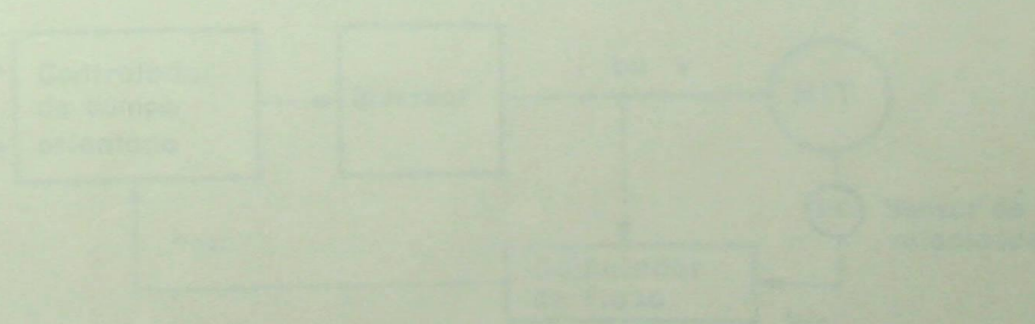
- w_r - velocidade angular elétrica do rotor
 w_m - velocidade angular mecânica do rotor
 m - profundidade de modulação
PM - número de pulsos por meio período
 h - intervalo de integração
 θ_r - ângulo de deslocamento entre as respectivas fases do estator e do rotor
A - Matriz de impedância elétrica do modelo dqo
B - Matriz de entrada do modelo dqo
 Φ_2 - ângulo entre tensão e corrente do rotor
S - escorregamento
 f_c - frequência gerada pelo inversor
 f_r - frequência de referência fornecida ao inversor
 f_1 - frequência da componente fundamental na saída do inversor
 f_2 - frequência dos sinais induzidos no rotor
 f_b - frequência base
 i_s - vetor corrente do estator
 λ_r - vetor fluxo do rotor
 φ - ângulo entre o vetor fluxo do rotor e o vetor corrente do estator
X(t) - vetor de estado do sistema
 $X_k(t)$ - vetor de estados estimados do filtro de Kalman Extendido
A(t) - matriz de impedâncias elétricas do sistema (motor)
B(t) - matriz de entrada determinística
U(t) - entrada de controle determinístico
w(t) - ruído Gaussiano Branco
G(t) - matriz de entradas de ruídos
Q(t) - matriz covariância de erros do modelo e das entradas
 P_0 - matriz covariância de estados inicial
 $P_k(t)$ - matriz covariância de estados
Z(t) - vetor discreto de dados mensuráveis
H(t) - matriz de dados mensuráveis
V(t) - vetor amostra discreto de ruído
R(t) - matriz covariância de erros de medição
K(t) - matriz de ganhos do filtro de Kalman
r(t) - vetor de medidas residuais

subescritos:

- s - estator
- r - rotor
- a - fase A
- b - fase B
- c - fase C
- d - eixo direto
- q - eixo em quadratura
- N - neutro
- e - variável estimada

superescritos:

- s - estrutura de referência estacionária
- e - estrutura de referência síncrona
- T - transposta da matriz



CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O alto desempenho de sistemas eletromecânicos requer rápida resposta com conjugados elevados em baixa velocidade, sendo que, em algumas aplicações, exigem-se altas velocidades com potência constante. Uma máquina elétrica para satisfazer esses requisitos deve permitir controle sobre uma larga faixa de condições de operação. Historicamente, o motor CC tem sido o principal sistema eletromecânico empregado em tais condições, por apresentar as características acima. Porém, o motor CC apresenta problemas de manutenção. O motor de indução trifásico (MIT), tipo gaiola de esquilo, é robusto e quase não apresenta problemas de manutenção.

A técnica de controle vetorial, denominada de campo-orientado, é muito usada no acionamento CA com alto desempenho, a qual proporciona um controle independente do fluxo e do conjugado de uma máquina CA, tornando o MIT semelhante ao motor CC em termos de características de controle. Duas são as técnicas de controle vetorial utilizadas. O primeiro esquema, mostrado na fig. 1.1, ilustra a técnica originalmente proposta por Hasse [1], e é um método baseado no sensoriamento indireto do fluxo, onde o fluxo é estimado do modelo da máquina em tempo real, através dos vetores de corrente, tensão e velocidade do motor. Então esta estimativa é alimentada em avanço para o controlador de fluxo e conjugado.

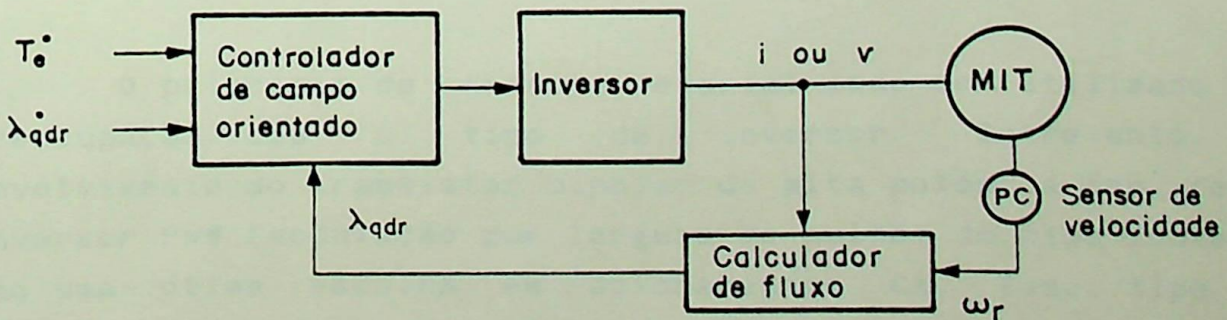


Fig. 1.1 - Método indireto de sensoriamento de fluxo

O segundo esquema, mostrado na figura 1.2, ilustra a outra técnica, que foi desenvolvida por Blaschke [2], e utiliza o sensoriamento direto do vetor de fluxo no entreferro por uso de sondas de efeito Hall ou outra técnica de medida. A medida do fluxo no entreferro é realimentada para o controlador e usada para gerar a componente produtora de conjugado, denominada de corrente I_{qs} , e a componente produtora de fluxo, que é a corrente I_{ds} . Desde que esse método use controle realimentado e sensoriamento direto da variável regulada, ele é relativamente insensível à variação dos parâmetros do rotor. Portanto, o método direto é o esquema de controle mais desejável, mas apresenta problemas de alto custo e medidas de fluxo não confiáveis. O método indireto pode produzir o mesmo desempenho que o método direto, desde que se conheça perfeitamente os parâmetros do motor. Se os parâmetros do modelo e da máquina são diferentes, o método indireto poderá provocar a saturação ou a subexcitação da máquina, produzindo uma correspondente deterioração do desempenho dinâmico. Com relação a estes parâmetros, a resistência rotórica é um dos mais importantes.

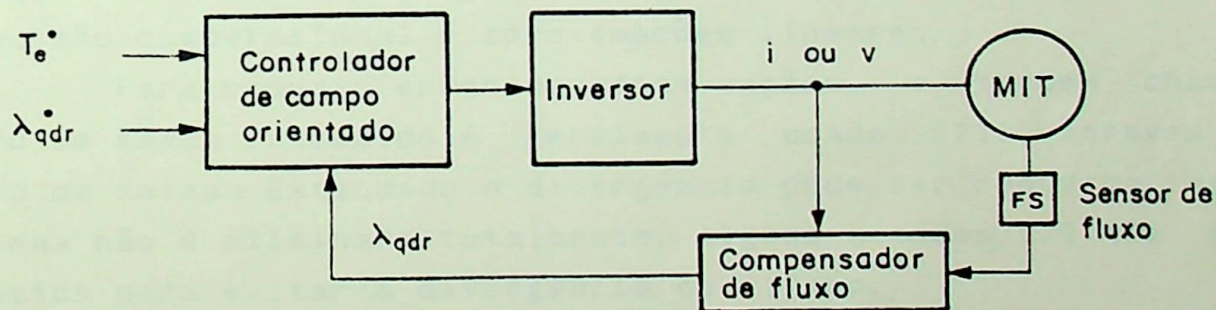


Fig. 1.2 - Método direto de sensoriamento de fluxo

O princípio do controle vetorial pode ser utilizado sem a preocupação com o tipo de inversor. Entretanto, o desenvolvimento do transistor bipolar de alta potência tem feito do inversor PWM (modulação por largura de pulso) do tipo fonte de tensão uma ótima escolha em acionamentos CA. Esse tipo de acionamento faz com que a tensão e a corrente contenham uma grande faixa de harmônicos, o que pode resultar em alta

dissipação de potência, com conseqüente elevação da temperatura e mudanças nos valores de alguns parâmetros do MIT, principalmente na resistência rotórica.

A velocidade de operação do MIT pode variar com a utilização desses inversores PWM, caracterizando um sistema variante no tempo. Examinando-se estas características, o filtro de Kalman Extendido torna-se um forte candidato para a estimação dos parâmetros do motor. Um filtro discreto, recursivo e mínimo-quadrado foi primeiramente formulado por Kalman [3] e Kalman e Bucy [4]. Mais tarde, ele tornou-se grandemente utilizado em várias aplicações [5] e [6]. O filtro de Kalman, que é baseado sobre um modelo de sistema linear, tem encontrado grandes aplicações em sistemas não-lineares. O maior estímulo para essas aplicações foi em atividades aero-espaciais dos anos sessenta. Como as aplicações do filtro de Kalman tornaram-se ampliadas, divergências nos resultados do filtro começaram a manifestar-se. Estas divergências ocorrem quando a matriz covariância de estados torna-se injustificavelmente pequena comparada com o erro atual na estimação. Isto causa uma significativa degradação na precisão da estimação. A divergência é conseqüência de erros introduzidos por modelamento inadequado, imprecisão computacional e aproximações lineares.

Para reduzir erros de aproximações, o também chamado filtro de Kaman Extendido é geralmente usado [7]. Através do filtro de Kalman Extendido a divergência pode ser reduzida, mas o problema não é eliminado totalmente. Alguns métodos [7] têm sido propostos para evitar a divergência do filtro.

O princípio fundamental do problema de estimação é que o sistema deve ser apropriadamente excitado por algum sinal. O sinal ideal é o ruído branco. Como o ruído branco não existe fisicamente, sinais de faixa larga são usulmente empregados em situações práticas. É interessante notar que o espectro de frequência da tensão PWM se estende por uma larga faixa. Este espectro contém uma grande quantidade de harmônicos, que podem ser utilizados para excitar o MIT com a finalidade de estimação. Enquanto vários métodos [8] - [12] têm sido propostos para evitar os efeitos adversos causados pela variação da resistência

rotórica, existem várias vantagens para estimar a resistência rotórica com o filtro de Kalman Extendido. Para a estimação dos parâmetros do MIT não são requeridos sinais de testes externos e esta pode ser feita sem distúrbios da operação normal da máquina. Além disso, o filtro pode estimar a resistência rotórica enquanto a velocidade do rotor está variando.

O principal objetivo deste trabalho é a aplicação do filtro de Kalman Extendido na estimação da resistência rotórica do MIT, de modo que seja desenvolvido um pacote de simulação para que esta técnica possa ser estudada. Dentro deste pacote, pode-se simular o comportamento do motor de indução alimentado pela rede ou por um inversor PWM; estudar as técnicas de modulação PWM, e verificar seu conteúdo harmônico; verificar o comportamento V/f do acionamento; simular o filtro de Kalman aplicado a estimação de estado do MIT e também simular o filtro de Kalman Extendido aplicado na estimação de estados e de parâmetros do motor de indução.

Após esta breve introdução, no Capítulo 2, tem-se a modelagem do MIT pelo método dqo, por uma estrutura de referência estacionária ou síncrona. Os resultados dessa modelagem são mostrados na simulação com o motor sendo acionado por uma tensão senoidal trifásica. No Capítulo 3, faz-se um estudo das técnicas de modulação PWM, sua formação e os tipos de modulação que são aplicadas no acionamento de MITs para a obtenção de um melhor desempenho em toda faixa de operação. No capítulo 4, tem-se um resumido estudo do MIT alimentado por inversores PWM tipo fonte de tensão e a aplicação deste inversor no modelo desenvolvido no capítulo 2. O Capítulo 5, mostra a necessidade da estimação da resistência rotórica para um bom desempenho do controle vetorial. No Capítulo 6, o filtro de Kalman é formulado, mostrando em quais situações ele pode ser bem aplicado, chegando-se ao filtro de Kalman Extendido, que é aplicado ao modelo do MIT acionado por um inversor PWM, onde obtém-se resultados para diversas situações. Finalmente, o Capítulo 7 contém as conclusões deste estudo e algumas sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DO MIT

2.1 - Introdução

Em diversas aplicações, o comportamento dinâmico do MIT tem importante efeito sobre o desempenho global do sistema do qual ele faz parte. O estudo desse comportamento é um tanto complexo devido aos efeitos do acoplamento entre as fases do rotor e estator, onde os coeficientes de acoplamento variam com a posição do rotor. Assim, o modelo do motor poderia ser descrito por equações diferenciais com coeficientes variando no tempo.

Quando a alimentação é trifásica balanceada, como usualmente é verdade no caso de conversores, usa-se a teoria de eixo dq (também conhecida como dq0) para a modelagem dinâmica do MIT. Nesta teoria, os coeficientes variantes no tempo, que dependem da posição do rotor, são eliminados. As variáveis e parâmetros em três eixos, no sistema CA original, sofrem uma transformação para dois eixos ortogonais ou mutuamente desacoplados, denominados de direto e em quadratura.

O modelo dinâmico dq pode ser expresso em uma estrutura de referência estacionária ou síncrona. Na estrutura de referência estacionária, os eixos d e q estão fixos no estator, e na estrutura de referência síncrona, os eixos estão girando na velocidade síncrona. Nessa última, as variáveis aparecem em quantidades CC em regime permanente.

Finalizando o capítulo, o sistema obtido no tempo é organizado em forma de variáveis de estado é discretizado, visto que a simulação é desenvolvida em computador digital.

2.2 - Equações Trifásicas do MIT

O MIT idealmente é considerado um sistema com as seguintes características:

- Entreferro uniforme;
- Circuito magnético linear

-Enrolamentos do estator idênticos, tal que produza, com as fases, uma FMM senoidal no espaço e ajustada de modo que somente uma rotação da FMM seja estabelecida pelas correntes do estator balanceado;

-As bobinas do rotor são dispostas de modo que a FMM do rotor possa ser considerada senoidal no espaço, tendo o mesmo número de pólos que a FMM do estator.

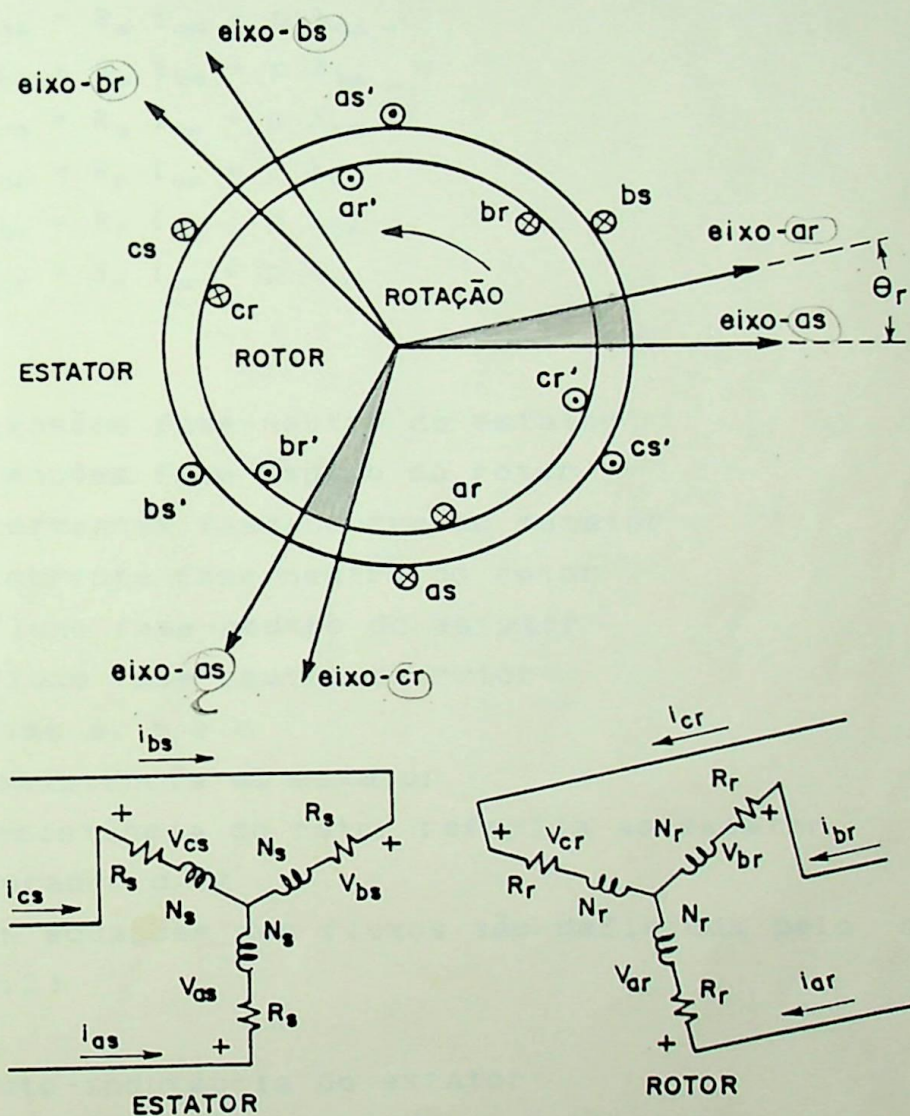


Fig. 2.1 - Representação simplificada do MIT

Para o desenvolvimento das equações do motor de indução trifásico é empregada a representação da fig. 2.1, motor com dois pólos. Para um motor com maior número de pólos deve-se multiplicar a expressão do conjugado pelo número de pares de

pólos.

Os enrolamentos do estator são idênticos, isto é, os enrolamentos possuem o mesmo número de voltas e os valores das resistências, indutâncias de dispersão e auto-indutâncias idênticos. O mesmo acontecendo com os enrolamentos do rotor.

Assim, as equações de tensão do estator e rotor são dadas por:

$$\begin{aligned}
 V_{as} &= R_s i_{as} + p \lambda_{as} \checkmark \\
 V_{bs} &= R_s i_{bs} + p \lambda_{bs} \checkmark \\
 V_{cs} &= R_s i_{cs} + p \lambda_{cs} \\
 V_{ar} &= R_r i_{ar} + p \lambda_{ar} \checkmark \\
 V_{br} &= R_r i_{br} + p \lambda_{br} \\
 V_{cr} &= R_r i_{cr} + p \lambda_{cr}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

onde:

- V_{is} - tensões fase-neutro do estator
- V_{ir} - tensões fase-neutro do rotor
- i_{is} - correntes fase-neutro do estator
- i_{ir} - corrente fase-neutro do rotor
- λ_{is} - fluxo fase-neutro do estator
- λ_{ir} - fluxo fase-neutro do rotor
- i - fases a, b e c
- R_s - resistência do estator
- R_r - resistência do rotor referida ao estator
- p - operador d/dt

As equações dos fluxos são definidas pelo conjunto de equações (2.2)

onde:

- L_s - auto-indutância do estator
- L_{sr} - indutância mútua referida ao estator
- L_r - auto-indutância do rotor referida ao estator
- θ_r - ângulo de deslocamento entre as respectivas fases do estator e rotor.

Observando as equações (2.1) e (2.2), verifica-se a grande dificuldade da modelagem do MIT em um sistema de três eixos, pois os parâmetros variam dinamicamente com θ_r .

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 0 & 0 & L_s & L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \theta_r \\ L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_r & 0 & 0 \\ L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \theta_r & L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 & L_r & 0 \\ L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & L_{sr} \cos \theta_r & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$\theta_{is} = \theta$ - ângulo inicial entre o eixo q e o eixo da fase A do estator. Faz-se $\theta = 0$ para simplificação das equações.

$\theta_{ir} = \theta - \theta_r$ - ângulo inicial entre o eixo q e o eixo da fase A do rotor.

Aplicando-se a transformação definida pela equação (2.3) na equação (2.2), com algumas simplificações obtém-se as seguintes equações:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \lambda_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \end{aligned} \right\} \text{DESACOPLADA} \quad (2.4)$$

onde:

$$M = \frac{3}{2} L_{sr}$$

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + p(L_s I_{qs} + M I_{qr}) + (L_s I_{ds} + M I_{dr}) \omega \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + p L_s I_{qs} + p M I_{qr} + L_s I_{ds} \omega + M I_{dr} \omega \\ &= (R_s + p L_s) I_{qs} + p M I_{qr} + \omega L_s I_{ds} + M \omega I_{dr} \end{aligned}$$

Aplicando o sistema de transformação (2.3) nas equações de tensão (2.1) chega-se a:

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s I_{qs} + p \lambda_{qs} + \lambda_{ds} \omega \\ V_{ds} &= R_s I_{ds} + p \lambda_{ds} - \lambda_{qs} \omega \\ V_{qr} &= R_r I_{qr} + p \lambda_{qr} + \lambda_{dr} (\omega - \omega_r) \\ V_{dr} &= R_r I_{dr} + p \lambda_{dr} - \lambda_{qr} (\omega - \omega_r) \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde:

$$\begin{aligned} \omega_r &= \text{velocidade angular elétrica do rotor} \\ &= \frac{R_s I_{ds} + p L_s I_{ds} + p M I_{dr} - \omega L_s I_{qs} - \omega M I_{qr}}{R_s + p L_s I_{ds} + p M I_{dr} + \omega L_s I_{qs} - \omega M I_{qr}} \end{aligned}$$

Substituindo (2.4) em (2.5) tem-se:

$$V = \begin{bmatrix} V_{qs} & V_{ds} & V_{qr} & V_{dr} \end{bmatrix}^T =$$

$$\begin{bmatrix} R_s + p L_s & \omega L_s & p M & \omega M \\ -\omega L_s & R_s + p L_s & \omega M & p M \\ p M & (\omega - \omega_r) M & R_r + p L_r & (\omega - \omega_r) L_r \\ -(\omega - \omega_r) M & p M & -(\omega - \omega_r) L_r & R_r + p L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

A equação (2.6) relaciona tensão e corrente de modo que esta relação independe do ângulo de deslocamento entre as fases

1500 000

d/dt

do estator e rotor, tornando simplificada a simulação.

Transformando a equação (2.6) para que as variáveis de entrada sejam as tensões V_{qs} e V_{ds} ($V_{qr} = V_{dr} = 0$, rotor em curto), e arranjando em forma de variáveis de estado chega-se a:

$$\begin{bmatrix} p I_{qs} \\ p I_{ds} \\ p I_{qr} \\ p I_{dr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

onde:

$$[A] = a_0 \begin{bmatrix} -R_s L_r & R_r M & -L_r M \omega_r \\ -a_1 & -R_s L_r & L_r M \omega_r & R_r M \\ R_s M & L_s M \omega_r & -R_r L_s & a_2 \\ -L_s M \omega_r & R_s M & -a_2 & -R_r L_s \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$a_0 = \frac{1}{L_s L_r - M^2} \quad (2.9)$$

$$a_1 = M^2 (\omega - \omega_r) - L_s L_r \omega \quad (2.10)$$

$$a_2 = M^2 \omega - L_s L_r (\omega - \omega_r) \quad (2.11)$$

$$[B] = a_0 \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.4 - A dinâmica do conjunto MIT e carga

Pode-se demonstrar que o conjugado elétrico [13] desenvolvido pelo motor, em termos das componentes dq, é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} M P^* (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (2.13)$$

onde:

P^* - número de pares de pólos.

Para análise do comportamento dinâmico e obtenção das equações necessárias à simulação, pode-se obter a velocidade do rotor [13] através de:

$$T_e - T_L = J \frac{dw_m}{dt} + T_{av}$$

$\frac{dw_m}{dt} = \frac{T_e - T_L - T_{av}}{J}$

$\omega = \frac{dw_m}{dt}$

$$T_e - T_L = \frac{J}{p^*} \frac{dw_r}{dt} + T_{av} \quad (2.14)$$

onde:

- T_L - torque da carga
- J - momento de inércia do sistema MIT/carga
- T_{av} - torque de atrito e ventilação
- w_m - velocidade angular do rotor (mecânica)

As equações (2.7), (2.13) e (2.14) formam a modelagem do MIT para uma estrutura de referência arbitrária.

2.5 - Particularizações das estruturas de referências

Ao nível de simulação interessam dois casos particulares de estrutura de referência: estacionária e síncrona. Na estrutura de referência estacionária, os eixos dq estão fixos no estator. Consegue-se este tipo de referência fazendo $w = 0$ na equação (2.6). Transformando-se as tensões de entrada para o sistema de eixos dq, as variáveis serão agora denotadas por V_{qs}^s , V_{ds}^s , I_{qs}^s , ..., deste modo:

$$V_{qs}^s = v_{as}$$

$$V_{ds}^s = -1/\sqrt{3} v_{bs} + 1/\sqrt{3} v_{cs} \quad (2.15)$$

onde:

$$v_{as} = \sqrt{2} V \text{ sen } w t$$

$$v_{bs} = \sqrt{2} V \text{ sen } (w t - 2 \pi / 3)$$

$$v_{cs} = \sqrt{2} V \text{ sen } (w t + 2 \pi / 3)$$

Na estrutura de referência síncrona os eixos dq estão girando à velocidade síncrona. Consegue-se este tipo de referência fazendo $w = w_e$ (w_e = velocidade síncrona angular), na

equação (2.6). Transformando-se as tensões de entrada para o sistema de eixos dq, as variáveis serão denotadas por V_{qs}^e , V_{ds}^e , I_{qs}^e ,

$$\begin{aligned} V_{qs}^e &= V_{qs}^s \cos(\omega_e t) - V_{ds}^s \sin(\omega_e t) \\ V_{ds}^e &= V_{qs}^s \sin(\omega_e t) + V_{ds}^s \cos(\omega_e t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

2.6 - Simulações

Como o trabalho é realizado em computador digital, torna-se necessária a discretização do sistema, que é feita através do método de Euler, aplicado nas equações (2.7) e (2.14). O método de Euler é dado por:

$$Y(k+1) = Y(k) + h f(X_1, X_2, \dots, X_n, K) \quad (2.17)$$

onde:

$Y(k+1)$ = valor da função no instante $k+1$

$Y(k)$ = valor da função no instante k

X_1, X_2, \dots, X_n = parâmetros da função

h = intervalo de integração ($h = 0,05$ [ms])

Na fig 2.3 observa-se o procedimento de cálculo da simulação do MIT. As variáveis armazenadas são plotadas em uma rotina gráfica. Os dados do motor simulado encontram-se no apêndice I. O programa que realiza esta simulação encontra-se no apêndice II.

Na simulação o motor é alimentado por tensões senoidais equilibradas e o torque da carga utilizado é constante com um degrau de variação, como ilustrado na figura 2.4. A resistência do rotor será variada de acordo com a figura 2.5. As variações do torque e resistência rotórica têm como finalidade verificar os efeitos causados no comportamento do motor.

As figuras 2.6 e 2.7 mostram os resultados simulados para as curvas do conjugado elétrico e velocidade angular do motor, respectivamente. Já as figuras 2.8 até 2.15 mostram os resultados das correntes (que geram o conjugado elétrico da figura 2.6) e fluxos para uma estrutura de referência

estacionária, ao passo que, as figuras 2.16 até 2.23 mostram os resultados das correntes e fluxos para uma estrutura de referência síncrona.

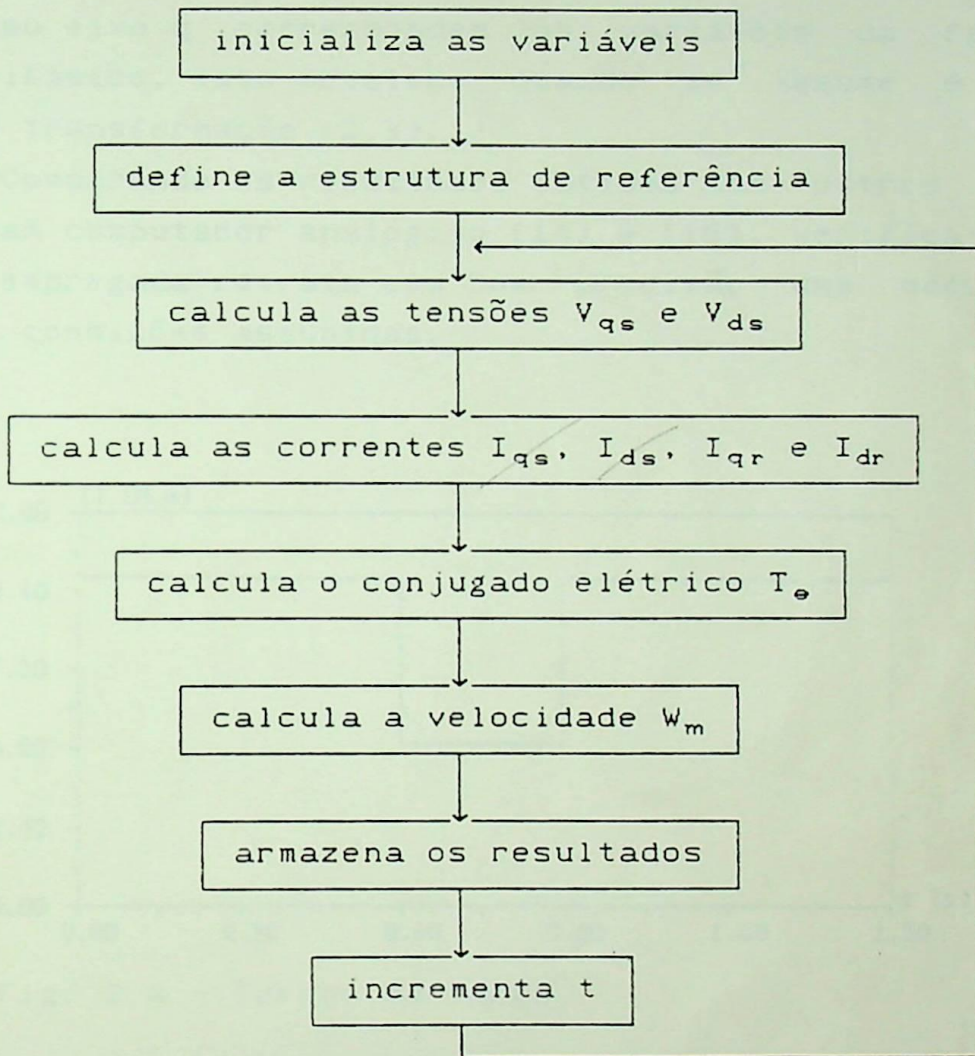


Fig. 2.3 - Procedimento de cálculo da simulação do MIT

Observando-se os resultados da simulação, notam-se os efeitos causados pelas variações do torque da carga e resistência rotórica. Diminuindo-se o torque da carga, as correntes também diminuem, fazendo com que o torque elétrico produzido supra as necessidades da carga e, como o motor é alimentado sem qualquer tipo de controle, haverá um aumento da velocidade do motor. Com relação ao aumento da resistência rotórica, pode-se observar uma conseqüente diminuição das correntes, pois aumentaram as perdas resistivas, causando uma diminuição no torque elétrico e na

velocidade do motor. Ainda observa-se que, na estrutura de referência síncrona em estado estacionário, as correntes e os fluxos são grandezas CC, como se comentou anteriormente. Nota-se também que, para a estrutura de referência estacionária, as variáveis no eixo q correspondem às variáveis da fase A do sistema trifásico, isto acontece quando se assume $\theta = 0$ na equação de transformação (2.3).

Comparando os resultados obtidos com outros trabalhos que utilizam computador analógico [14] e [15], verifica-se que a modelagem empregada retrata com boa precisão uma máquina real dentro das condições assumidas.

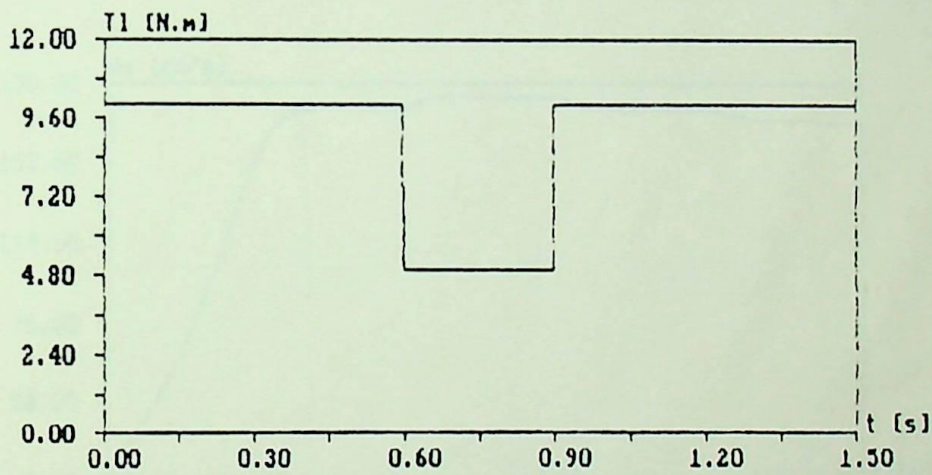


Fig. 2.4 - Torque da carga

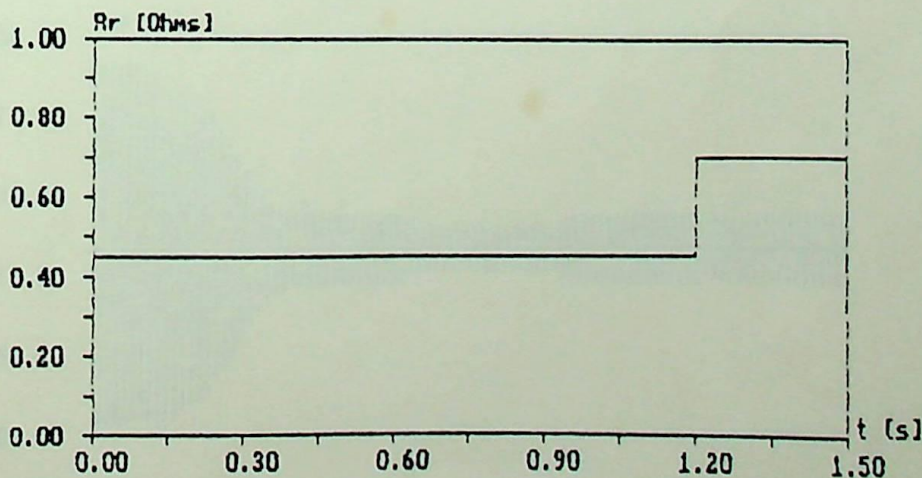


Fig. 2.5 - Resistência rotórica

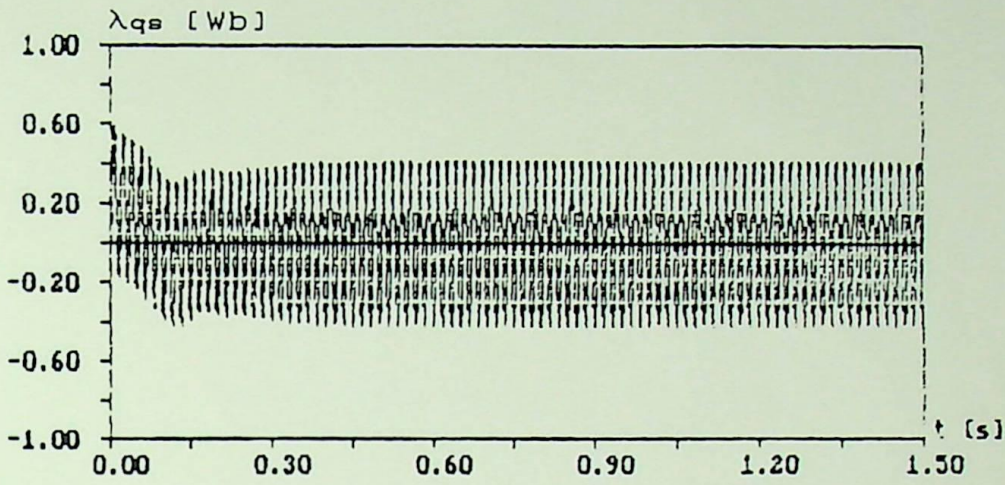


Fig. 2.12 - Fluxo do estator λ_{qs} , ref. estacionária

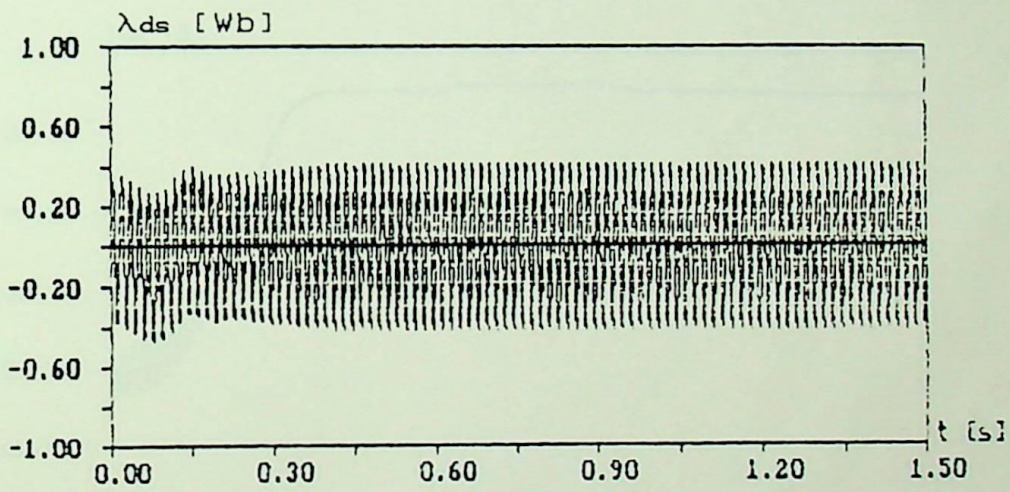


Fig. 2.13 - Fluxo do estator λ_{ds} , ref. estacionária

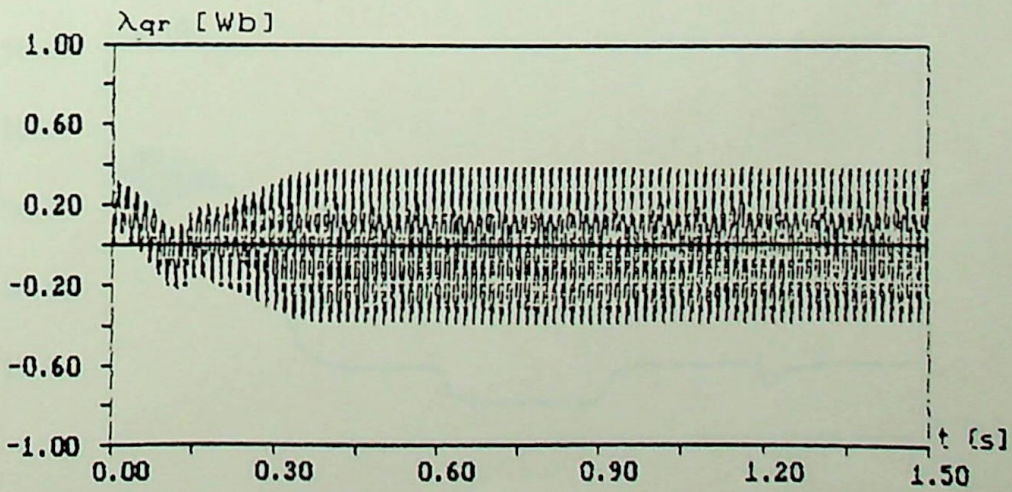


Fig. 2.14 - Fluxo do rotor λ_{qr} , ref. estacionária

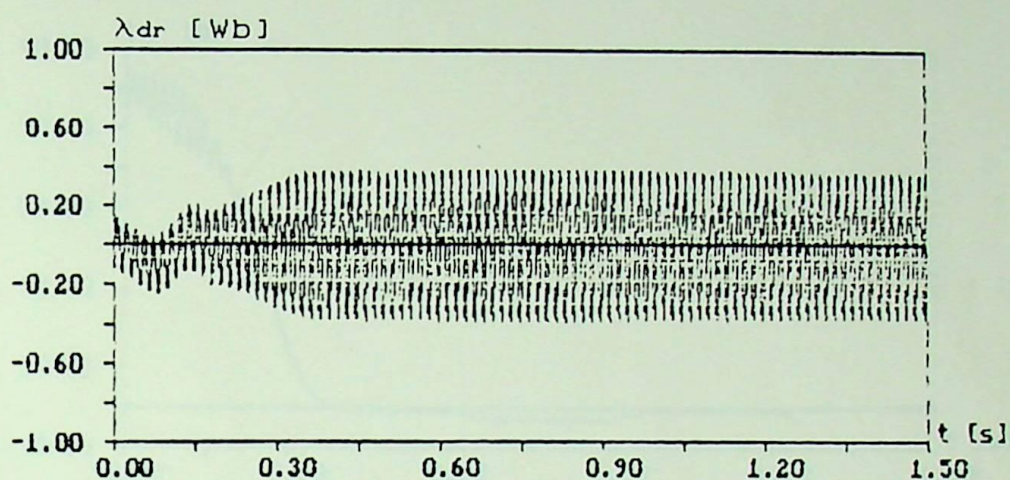


Fig. 2.15 - Fluxo do rotor λ_{dr} , ref. estacionária

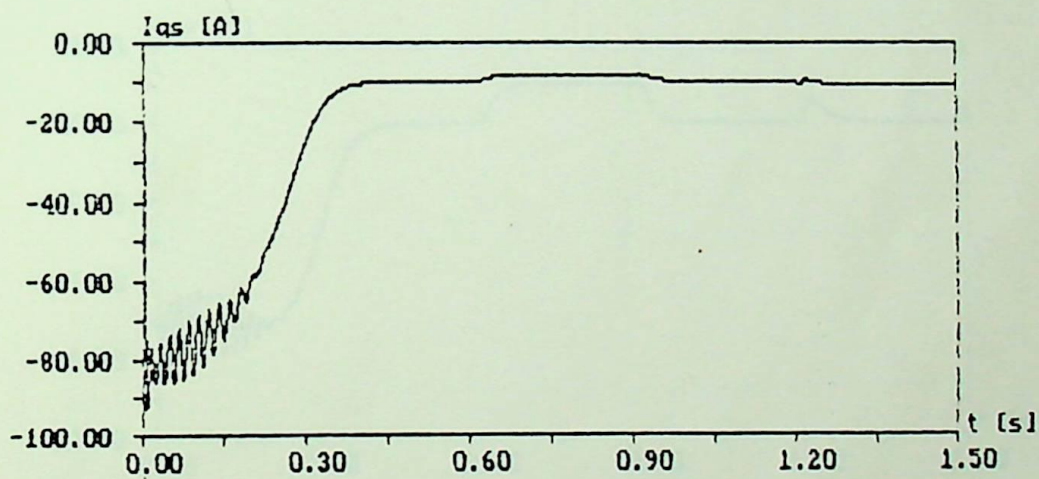


Fig. 2.16 - Corrente do estator I_{qs} , ref. síncrona

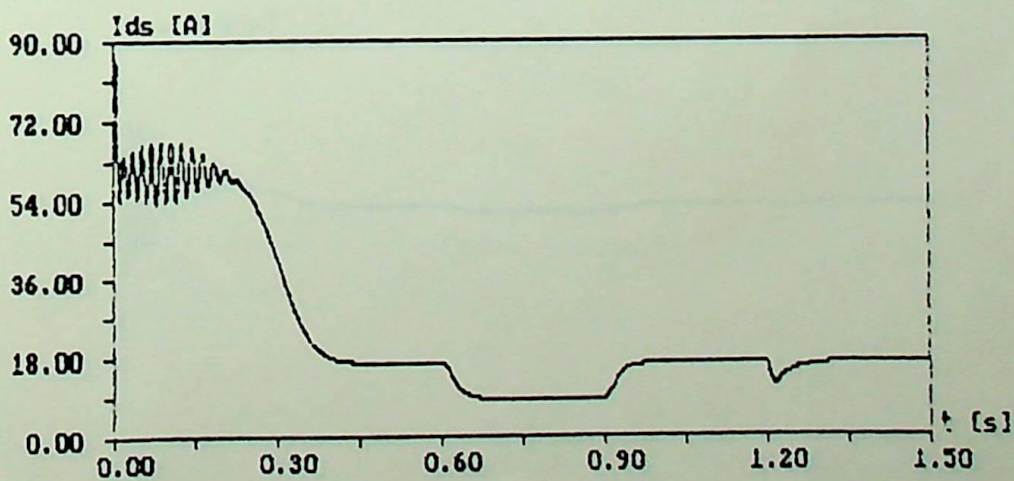


Fig. 2.17 - Corrente do estator I_{ds} , ref. síncrona

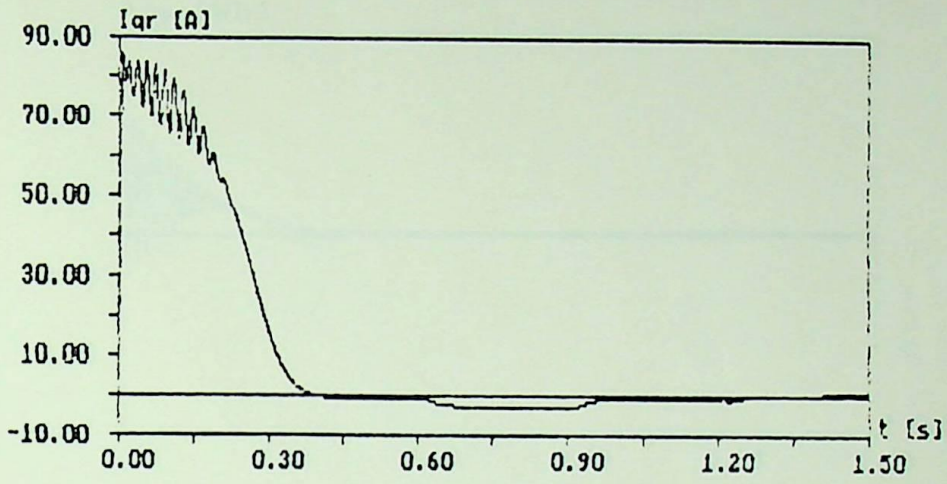


Fig. 2.18 - Corrente do rotor I_{qr} , ref. síncrona

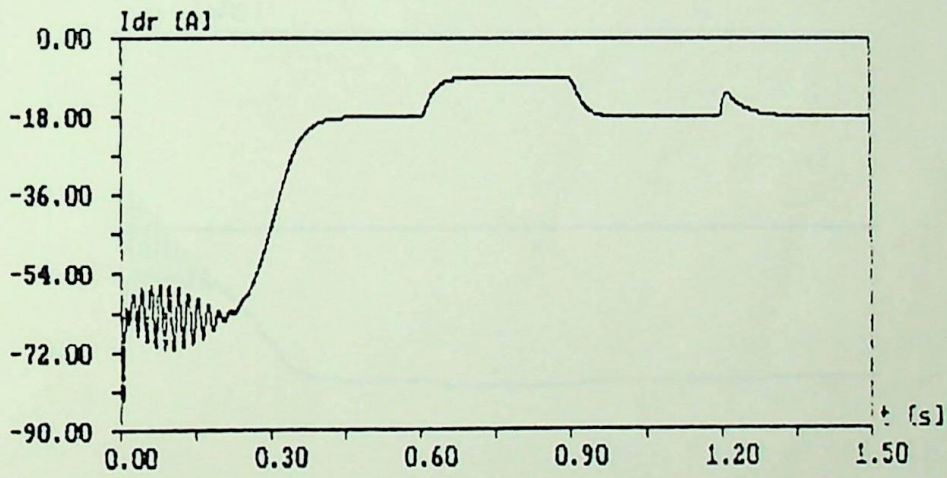


Fig. 2.19 - Corrente do rotor I_{dr} , ref. síncrona

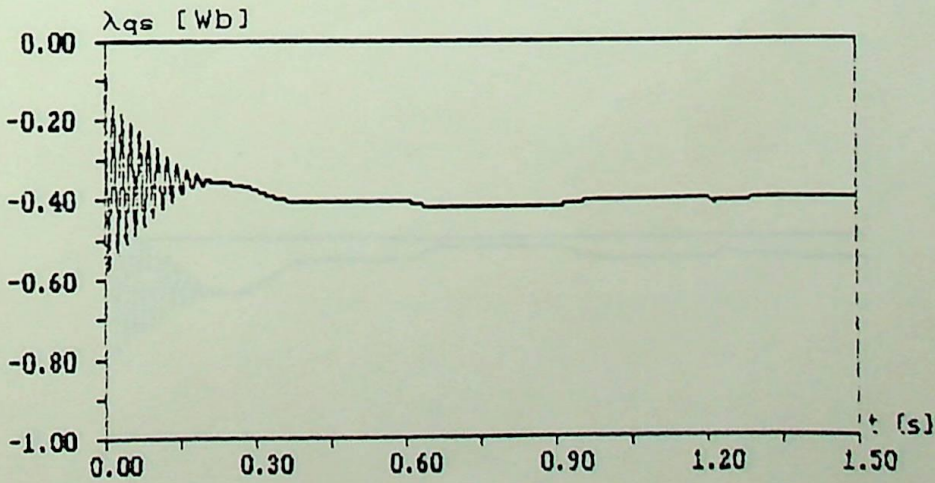


Fig. 2.20 - Fluxo do estator λ_{qs} , ref. síncrona

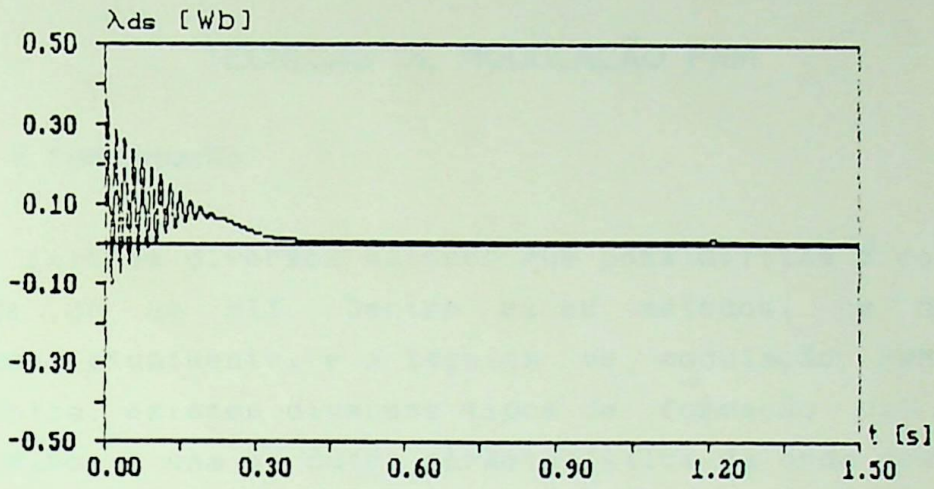


Fig. 2.21 - Fluxo do estator λ_{ds} , ref. síncrona

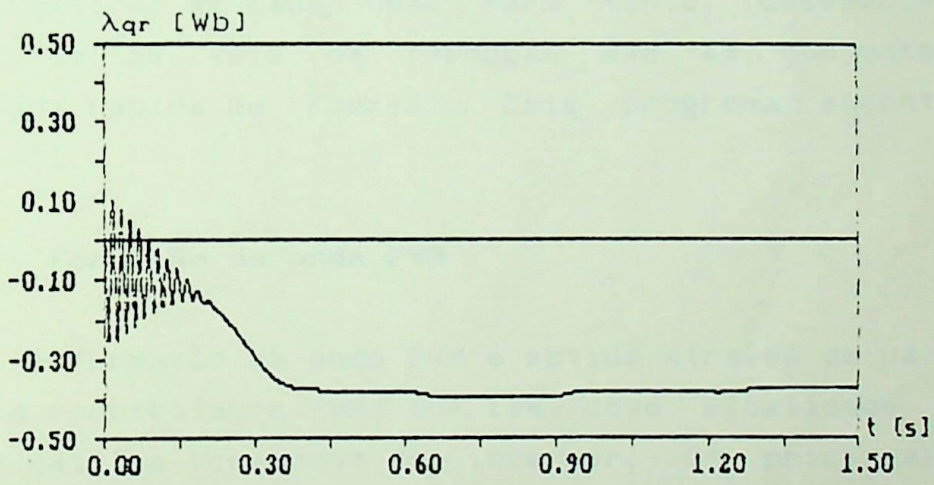


Fig. 2.22 - Fluxo do rotor λ_{qr} , ref. síncrona

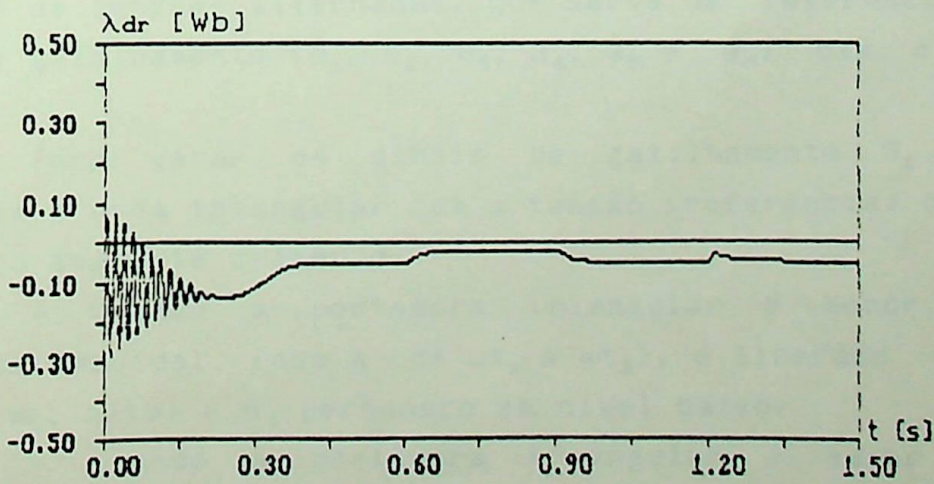


Fig. 2.23 - Fluxo do rotor λ_{dr} , ref. síncrona

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PWM

3.1 - Introdução

Existem diversos métodos que possibilitam o controle da velocidade de um MIT. Dentre estes métodos, um dos mais importantes, atualmente, é a técnica de modulação PWM. Dentro desta técnica, existem diversos tipos de formação da onda PWM visando melhorar uma ou outra característica da onda resultante.

Este capítulo mostra como é gerada uma onda PWM e os tipos de onda utilizadas no acionamento do MIT com a respectiva análise espectral de cada uma. Para tanto, desenvolveu-se um programa com as leis de formação PWM em conjunto com a transformada rápida de Fourier. Este programa encontra-se no apêndice III.

3.2 - Formação da onda PWM

A formação da onda PWM é obtida através de um circuito eletrônico (controlador PWM) que tem como finalidade gerar os sinais de gatilho (comando) do inversor. Os principais sinais gerados no controlador PWM, mostrados na figura 3.1, são: uma onda triangular, que é a portadora de Modulação PWM; um sistema trifásico de tensões alternadas, que serve de referência; e os sinais de gatilhamento (G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , G_5 e G_6) das chaves do inversor.

Para gerar os sinais de gatilhamento G_1 e G_4 , compara-se a onda triangular com a tensão (referência) da fase A, seguindo o seguinte critério:

- Quando a portadora triangular é menor que a referência senoidal, fase A (de ωt_1 a ωt_2), é liberado um pulso em G_1 (nível alto) e G_4 permanece em nível baixo.

- Quando a portadora triangular é maior que a referência senoidal, a fase A (de ωt_2 a ωt_3), é liberado um pulso

em G_4 (nível alto) e G_1 é levado para nível baixo.

Observando-se a figura 3.1, nota-se que, nos instantes de intersecção da portadora triangular e referência senoidal (fase A), existe uma comutação entre as chaves 1 e 4

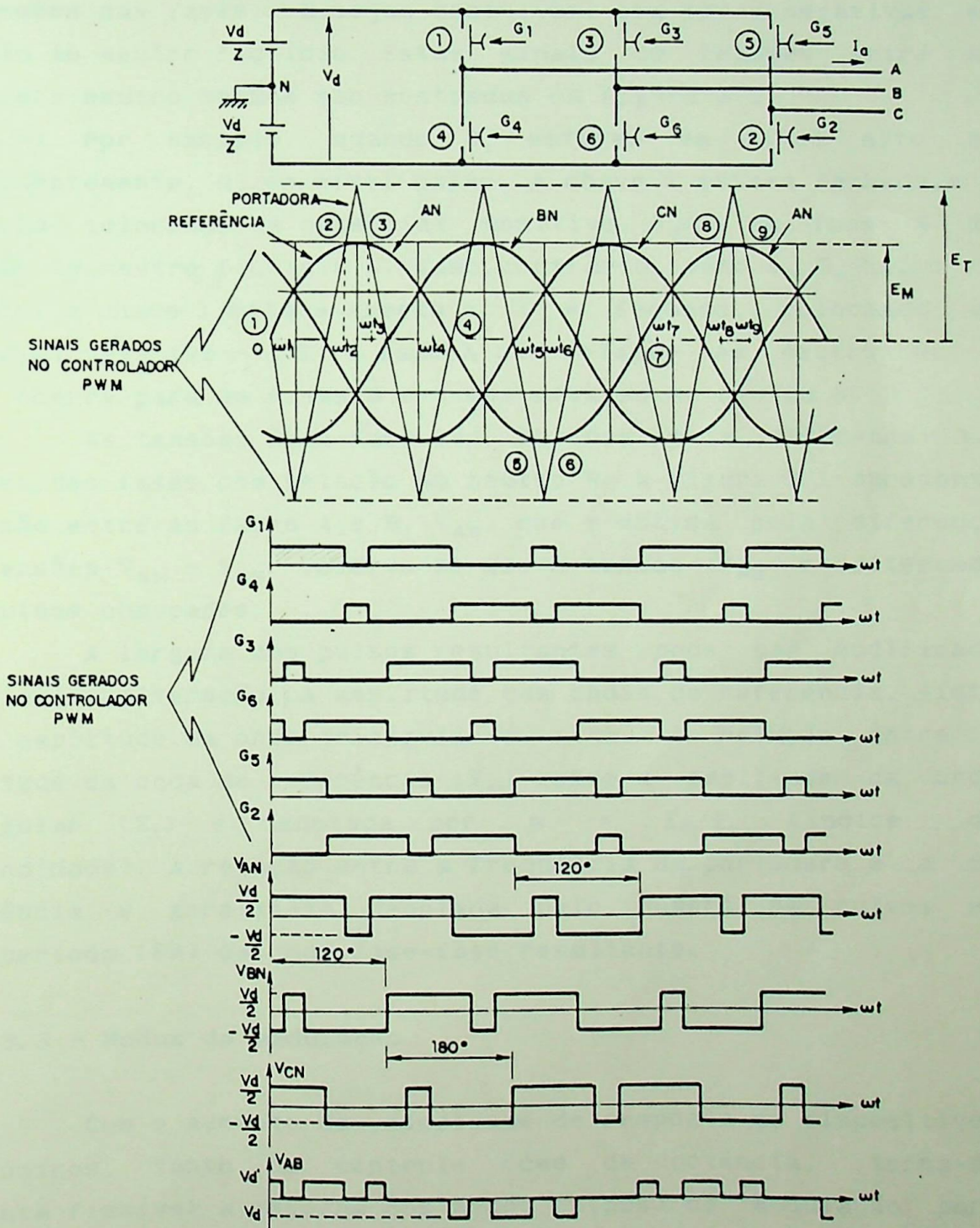


Fig. 3.1 - Formação das ondas PWM

Analogamente, pode-se analisar os sinais G_3 e G_6 pela comparação da portadora triangular com a referência senoidal da fase B, e os sinais G_5 e G_2 pela comparação com a referência senoidal da fase C.

Os sinais de gatilhamento G_1 , G_2 , G_3 , G_4 , G_5 e G_6 irão atuar nas chaves 1, 2, 3, 4, 5 e 6, respectivamente, de modo que as tensões das fases ora sejam positivas, ora sejam negativas em relação ao neutro fictício. Estes sinais de tensões entre as fases e o neutro também são mostrados na figura 3.1.

Por exemplo, quando G_1 estiver em nível alto e, conseqüentemente, G_4 em nível baixo, a chave 1 estará fechada e a 4 aberta, colocando um potencial positivo $V_d/2$ na fase A em relação ao neutro fictício N. Caso contrário, isto é, G_1 baixo e G_4 alto, a chave 1 estará aberta e a 4 fechada, colocando um potencial negativo $-V_d/2$ na fase A em relação ao neutro N. O mesmo ocorre para as fases B e C com relação ao neutro N.

As tensões fase-fase são obtidas pela diferença das tensões das fases com relação ao neutro N. A figura 3.1 apresenta a tensão entre as fases A e B, V_{AB} , que é obtida pela diferença das tensões V_{AN} e V_{BN} . Observa-se que a tensão V_{AB} é alternada com pulsos chaveados.

A largura dos pulsos resultantes pode ser modificada por simples alteração na amplitude das ondas de referência, visto que a amplitude da onda triangular é fixa. A relação entre a amplitude da onda de referência (E_m) sobre a amplitude da onda triangular (E_t) é denotada por $m = E_m/E_t$ (índice de profundidade). A relação entre a frequência da portadora e a da referência é geralmente denotada pelo número de pulsos em meio-período (PM) da onda fase-fase resultante.

3.3 - Modos de modulação

Com o aumento da velocidade de resposta de dispositivos eletrônicos, tanto de controle como de potência, torna-se bastante flexível a escolha dos modos (tipos) de modulação, para atender as características do conjunto motor/carga.

Sabe-se que o conjugado produzido por um motor é

resultado da corrente, que por sua vez é resultado entre a tensão aplicada e a força eletromotriz (f.e.m.) induzida. Portanto, quando um motor é alimentado por tensões do tipo PWM, as correntes resultantes possuem um grande conteúdo harmônico e estes harmônicos produzem como efeito uma pulsação no conjugado do motor. O mais adequado então seria alimentar a máquina com uma forma de onda com PM grande (fazendo com que os harmônicos gerados sejam de alta ordem), pois quanto maior PM menor será o conteúdo harmônico das correntes. Isto não é possível em toda faixa de operação da máquina devido ao tempo crítico de comutação entre as chaves, porque à medida em que se aumenta a frequência, também se aumenta a largura dos pulsos para responder a uma determinada característica V/f. Para resolver este problema, fazem-se mudanças no modo de modulação, de maneira que a máquina tenha boa resposta em toda faixa de operação.

A tabela 3.1 mostra os modos de modulação com as suas respectivas faixas de trabalho. Deve-se observar que estes modos são compatíveis com os novos equipamentos microprocessados existentes no mercado [17] [18].

Tabela 3.1

modos	frequência [Hz]	tipo de modulação
1	3 - 18	senoidal PM = 45
2	18 - 30	senoidal PM = 21
3	30 - 38	senoidal PM = 15
4	38 - 44	senoidal PM = 9
5	44 - 48	trapezoidal PM = 7
6	48 - 52	trapezoidal PM = 5
7	52 - 56	trapezoidal PM = 3
8	56 - 60	modulação dos flancos
9	> 60	blocos completos

Os modos descritos na tabela 3.1 com os respectivos

conteúdos harmônicos são mostrados nas figuras 3.2 a 3.10. As amplitudes das componentes harmônicas mostradas foram calculadas em porcentagem da amplitude da componente fundamental da onda de blocos completos (U_d). A portadora está síncronizada com as três fases de referência apenas quando PM é múltiplo de 3. Por este motivo observa-se nas figuras 3.6 e 3.7, que as portadoras foram modificadas, justamente para que estejam sincronizadas com as três fases de referência.

A figura 3.9 mostra a modulação dos flancos, que é formada através da comparação das retas de modulação $+E_f$ e $-E_f$ e a origem. Este modo é necessário para evitar o degrau entre o modo 7 e o modo 9 (blocos completos), na curva V/f .

Observando-se as figuras 3.2 a 3.10, nota-se que: quanto maior PM, maiores serão as ordens das harmônicas com maior amplitude; e quanto maior m , maior será a relação entre a amplitude da fundamental e a amplitude da harmônicas. Com a modulação PWM consegue-se fazer a componente fundamental variar proporcionalmente a m , inclusive mantendo relações do tipo $(V/f)^k$, onde k é uma constante que depende do tipo da carga (constante, proporcional a velocidade, proporcional a velocidade ao quadrado).

Existem, além desses tipos de modulação, outros tipos de formação da onda PWM [16] que podem ser implementadas em microcomputadores com algumas vantagens ou desvantagens sobre os modos descritos acima que, para serem implementados requerem uma elevada capacidade de processamento, o que iria encarecer sobremodo o custo de um equipamento deste tipo.

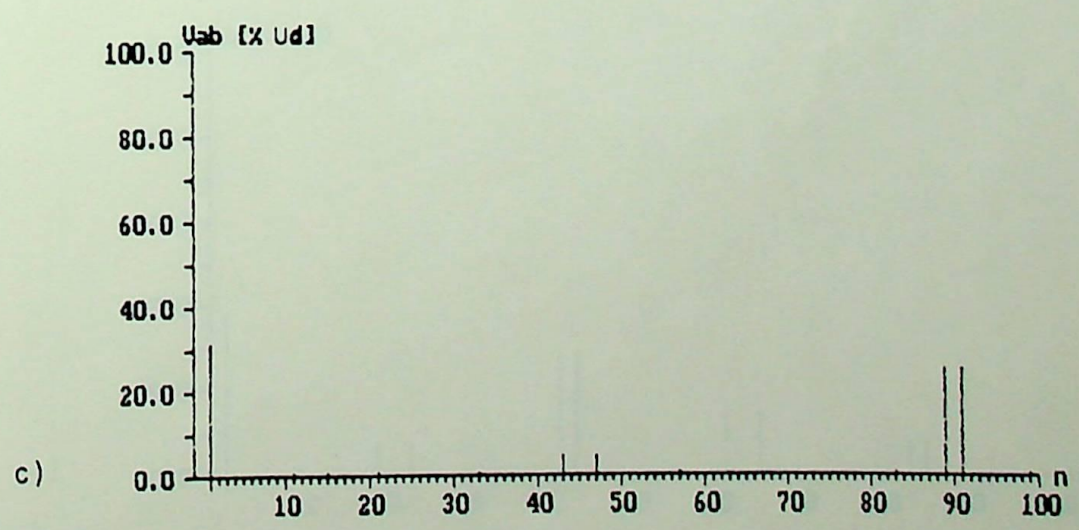
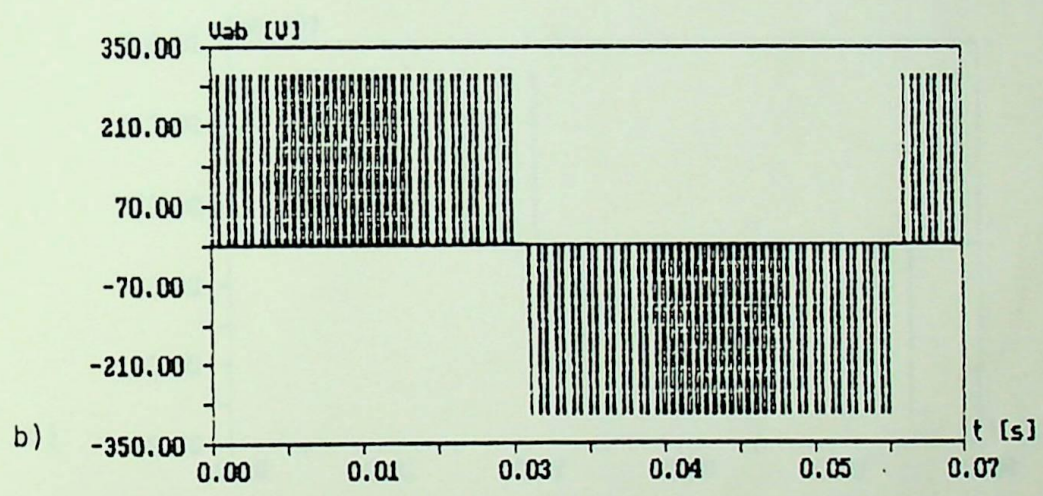
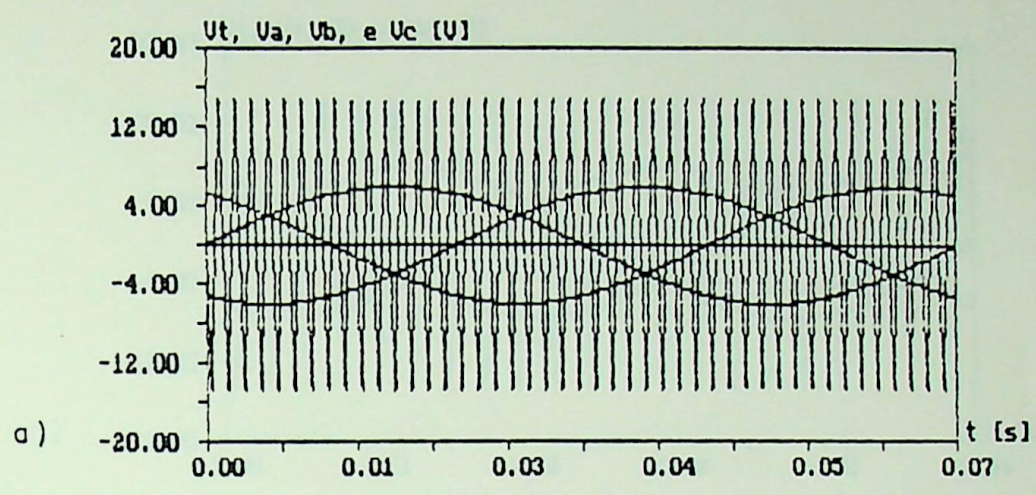


Fig. 3.2 - Modo 1 ($m = 0.4$)

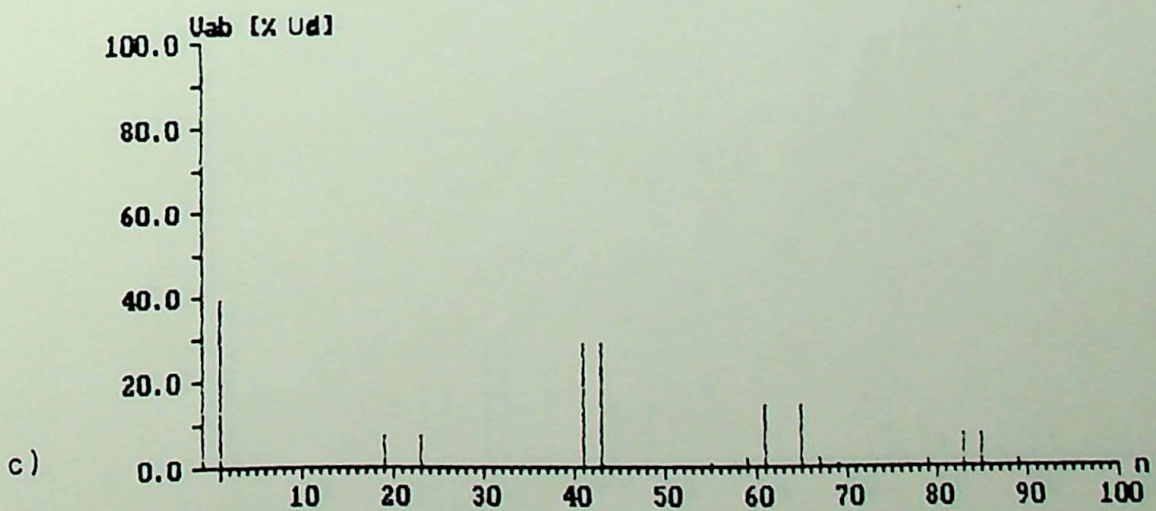
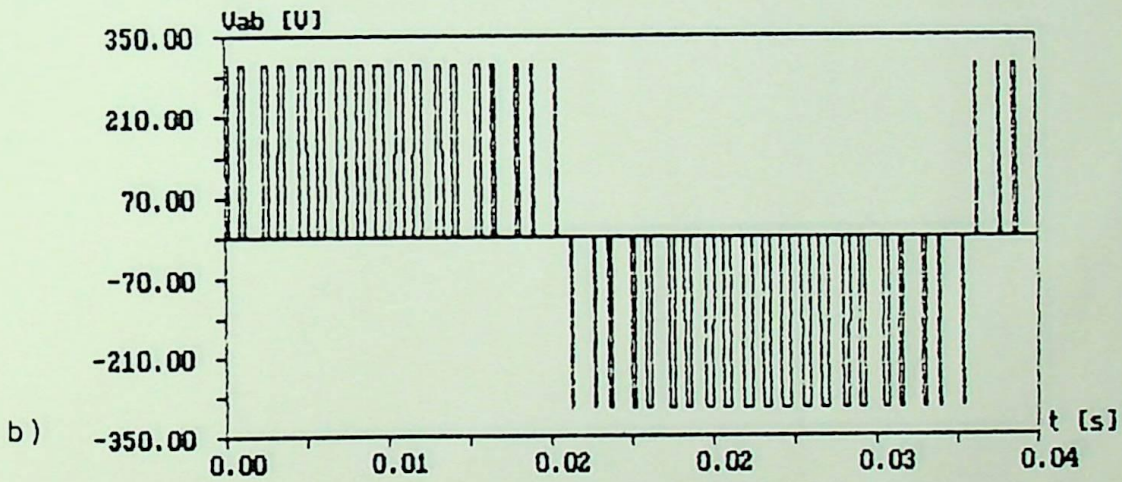
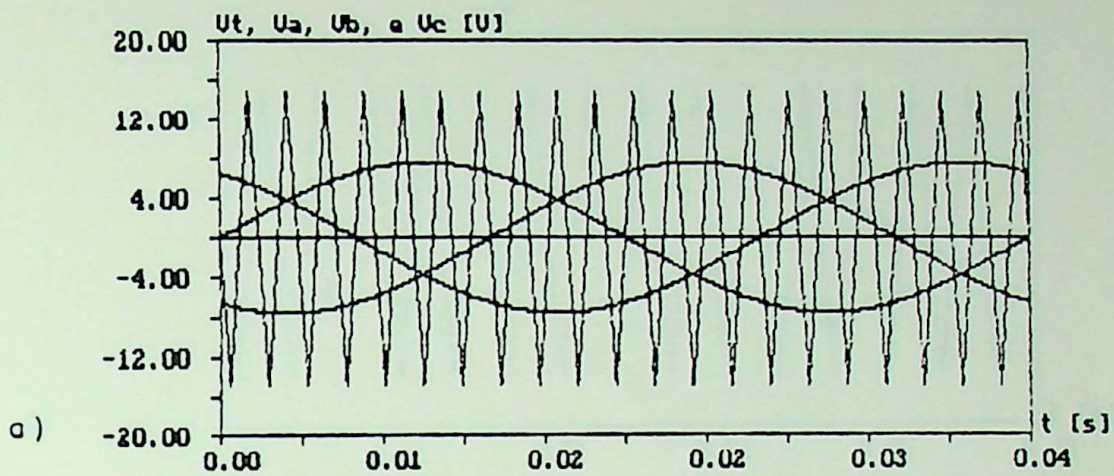


Fig. 3.3 - Modo 2 ($m = 0.5$)

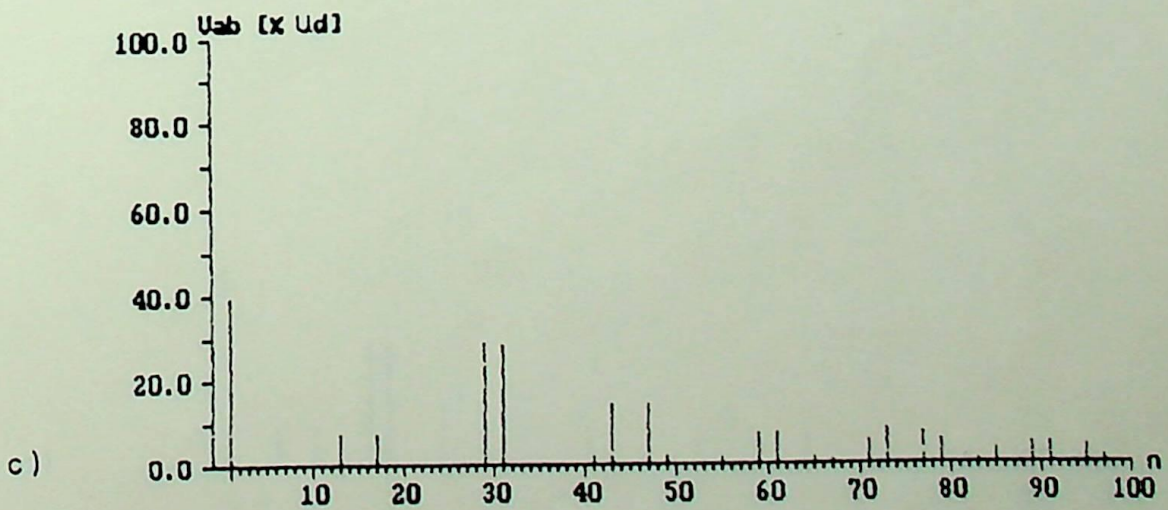
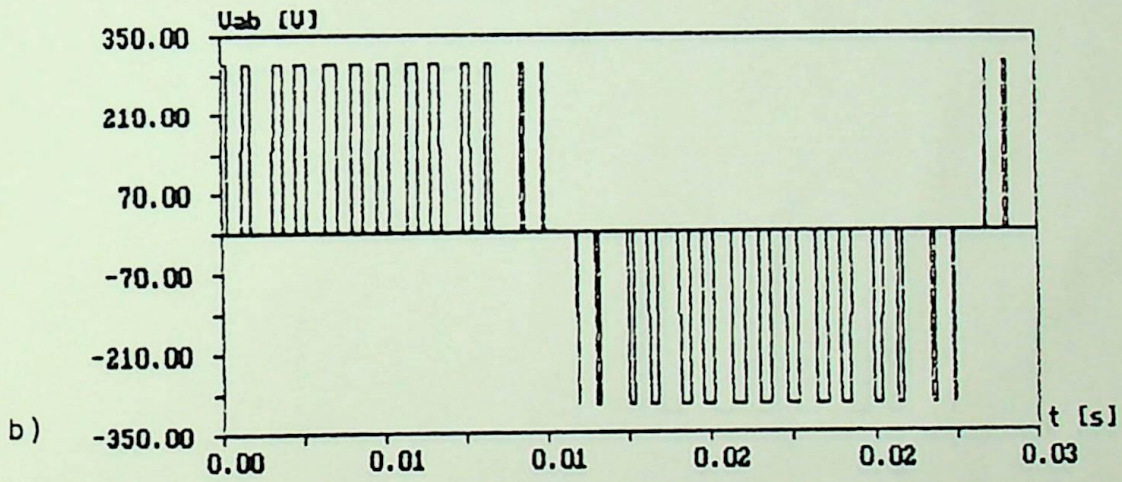
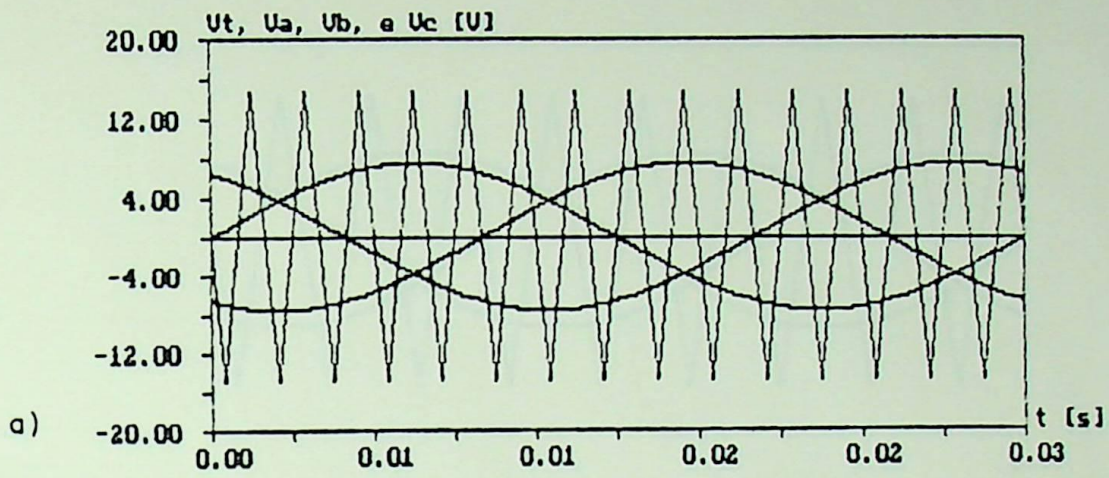


Fig. 3.4 - Modo 3 ($m = 0.5$)

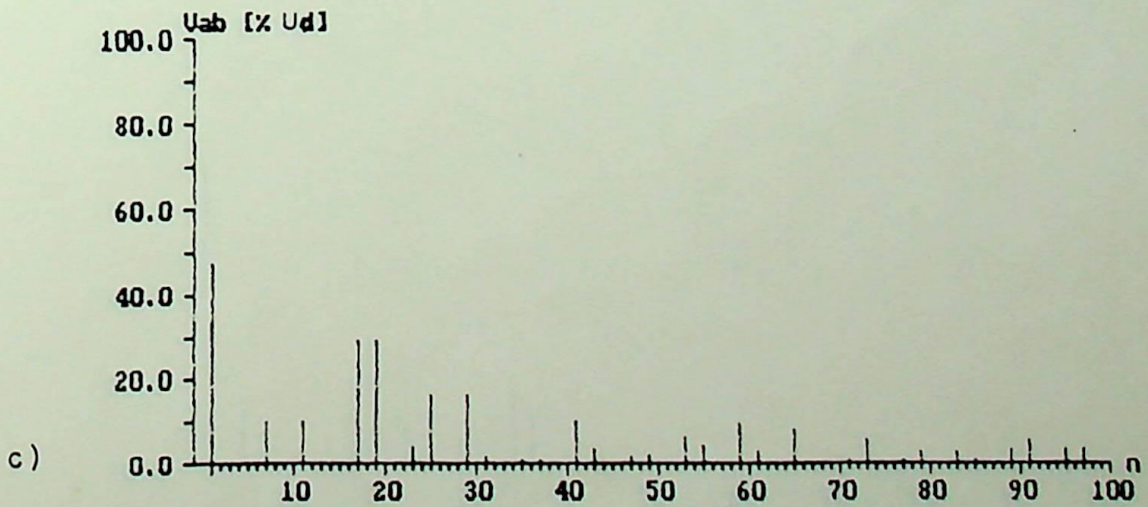
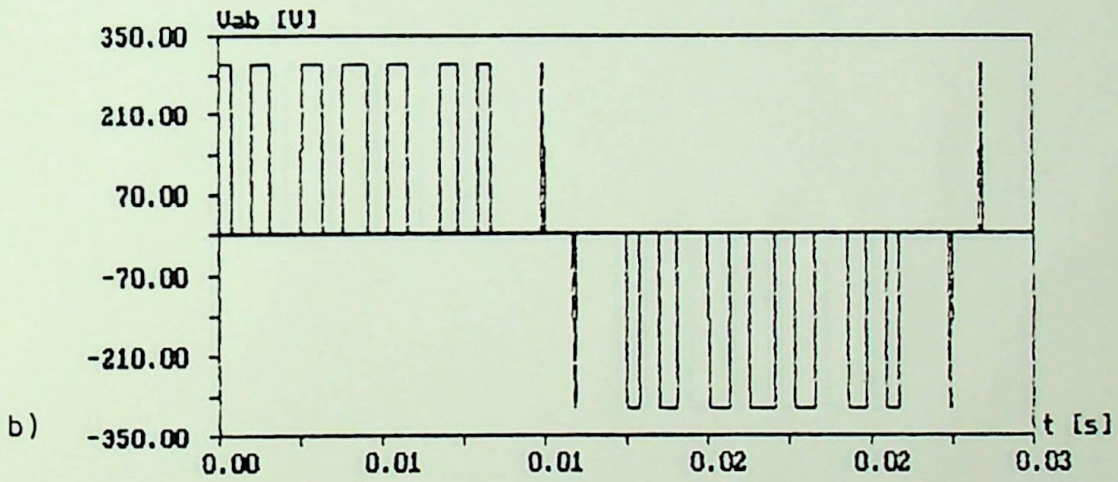
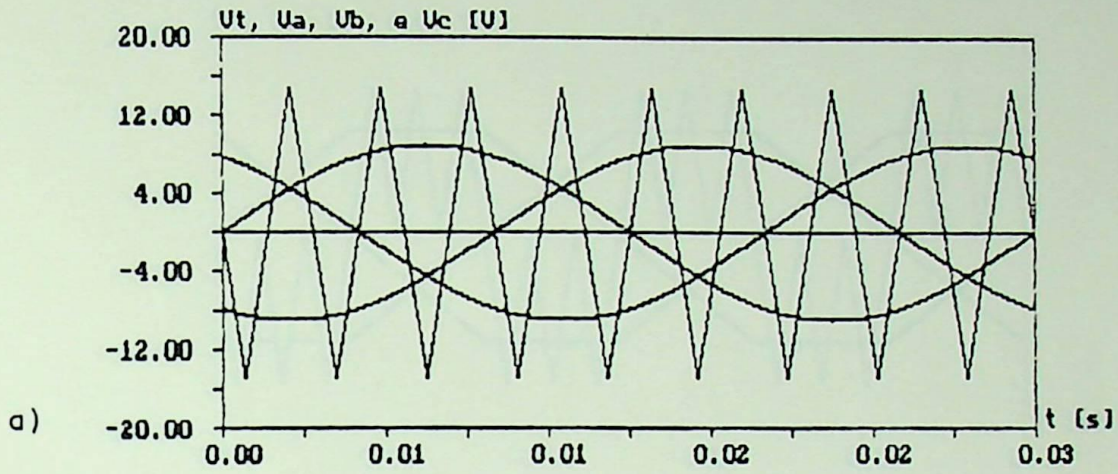


Fig. 3.5 - Modo 4 ($m = 0.6$)

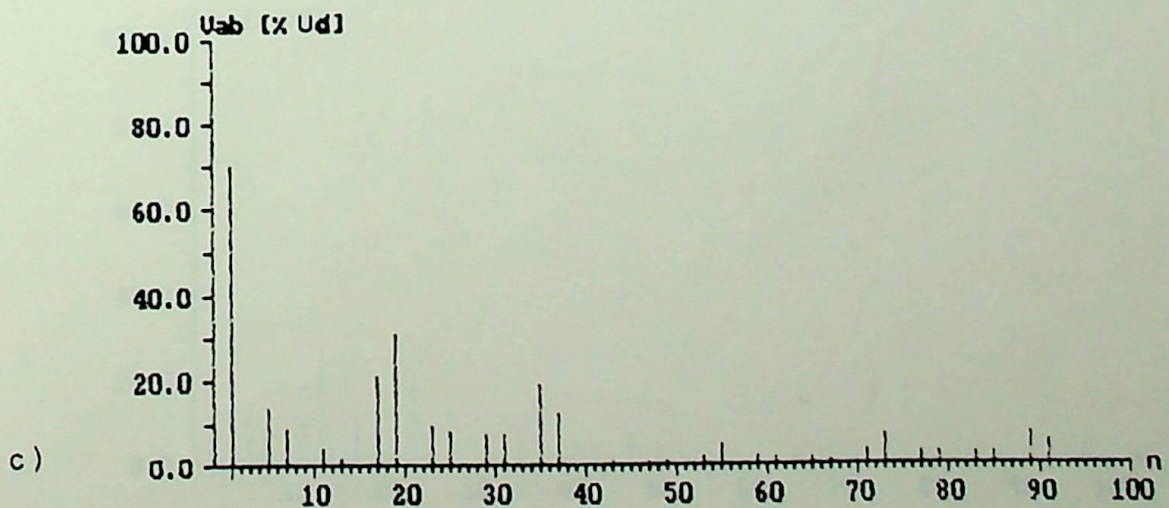
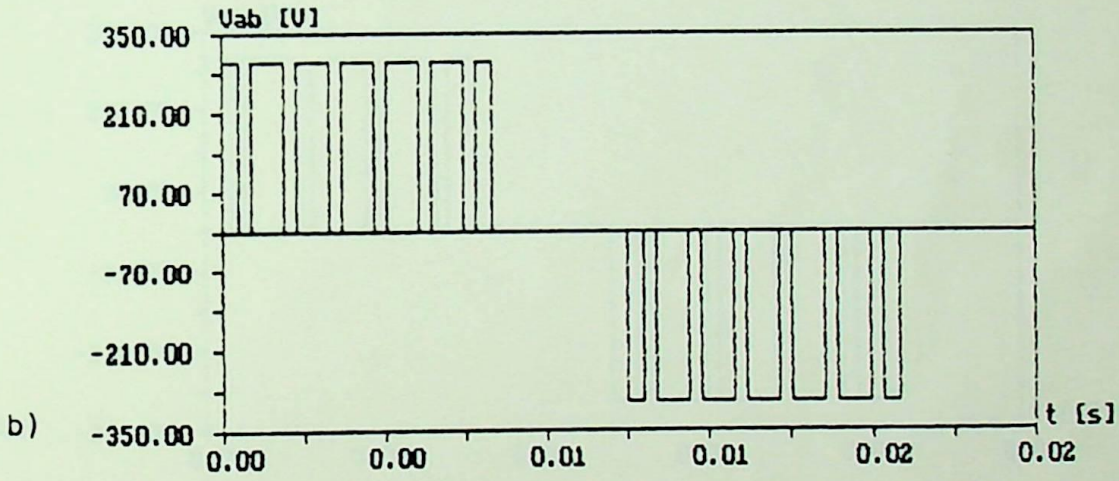
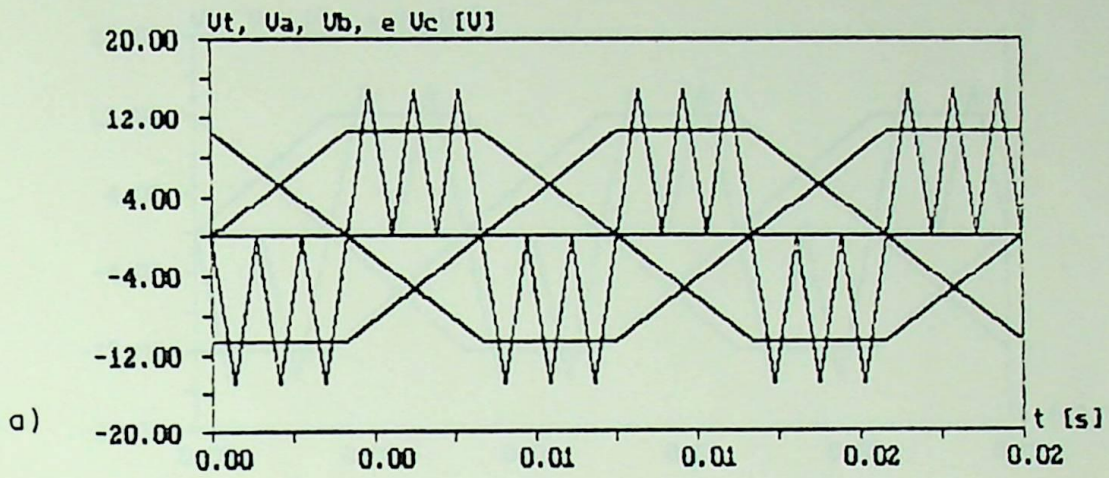


Fig. 3.6 - Modo 5 ($m = 0.7$)

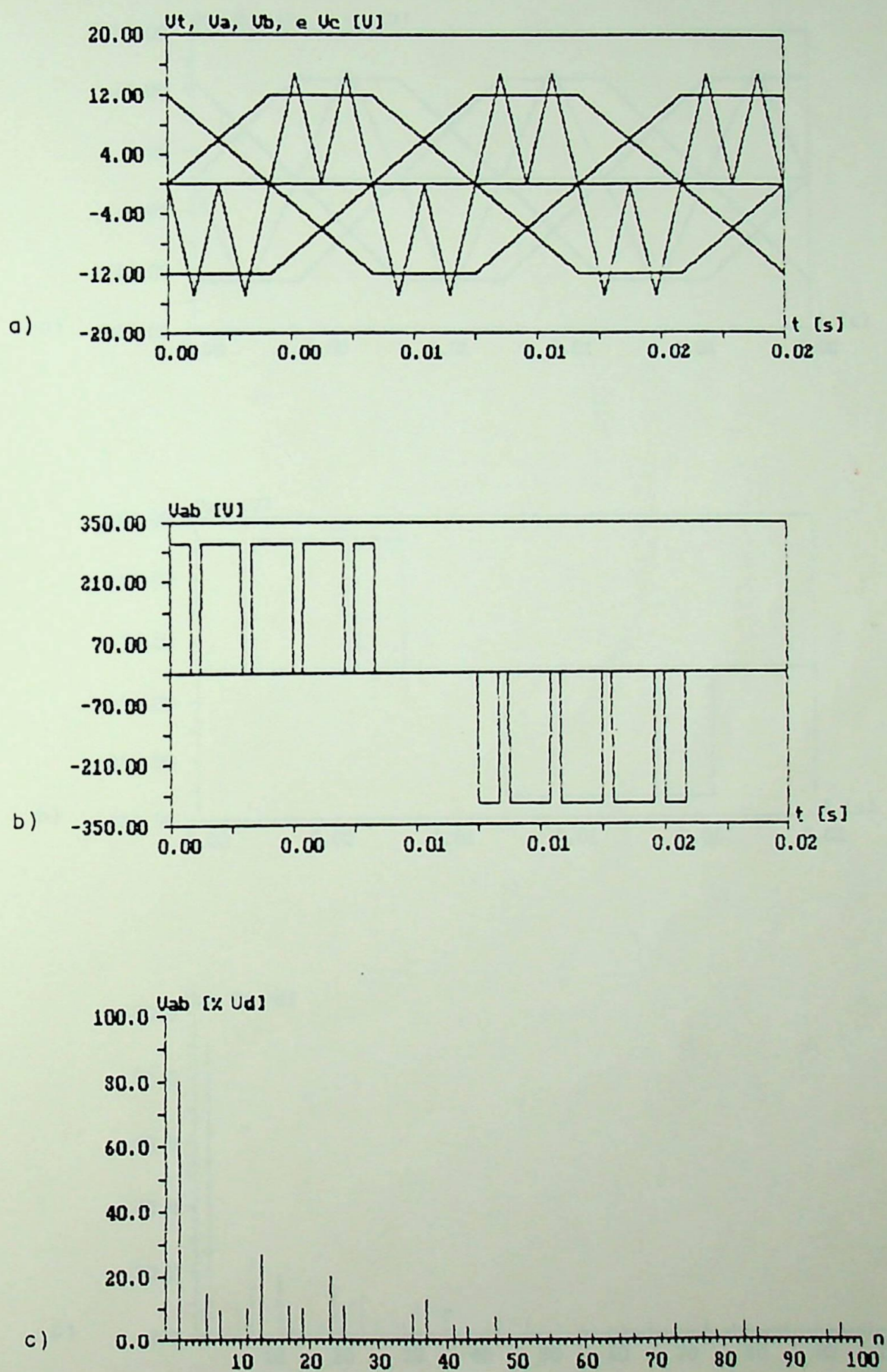


Fig. 3.7 - Modo 6 ($m = 0.8$)

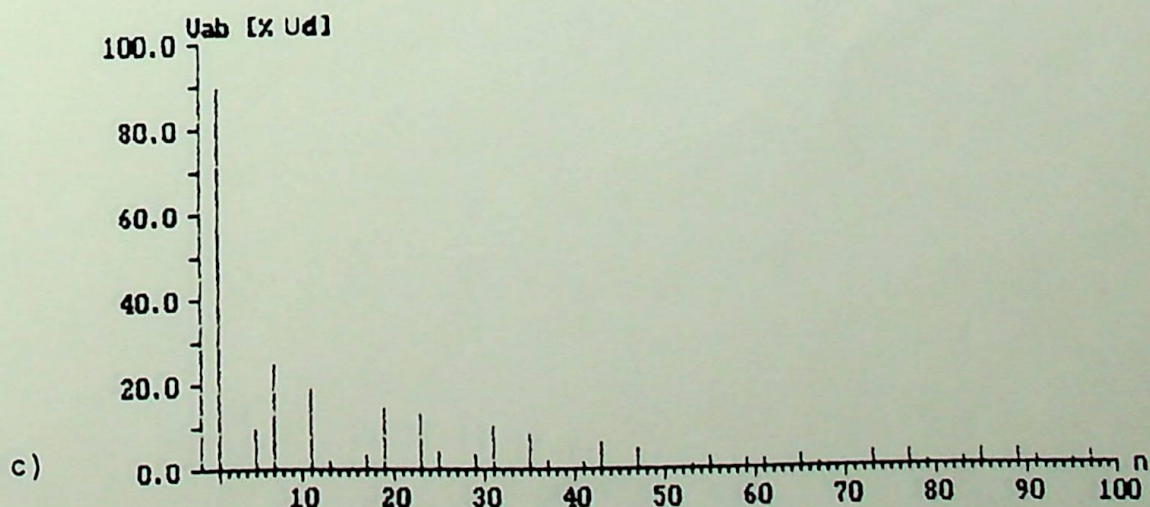
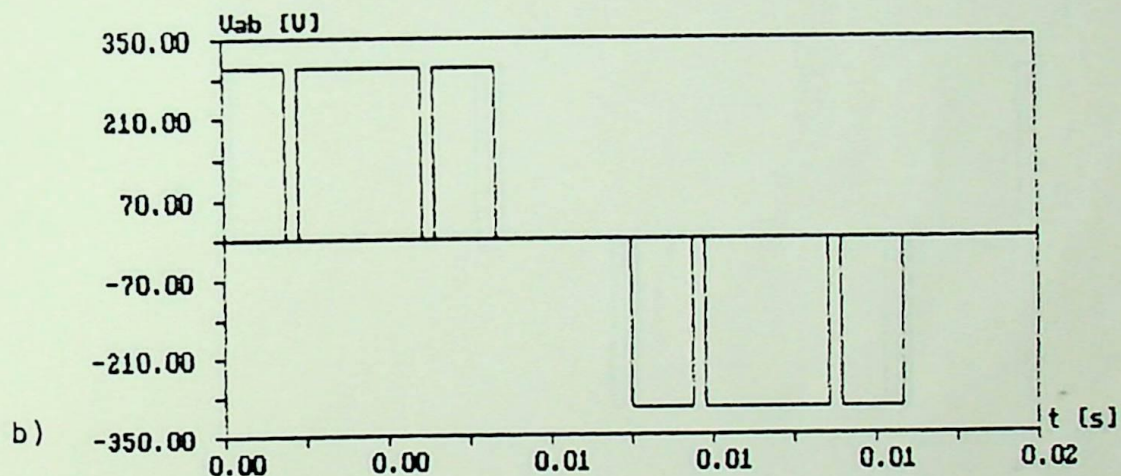
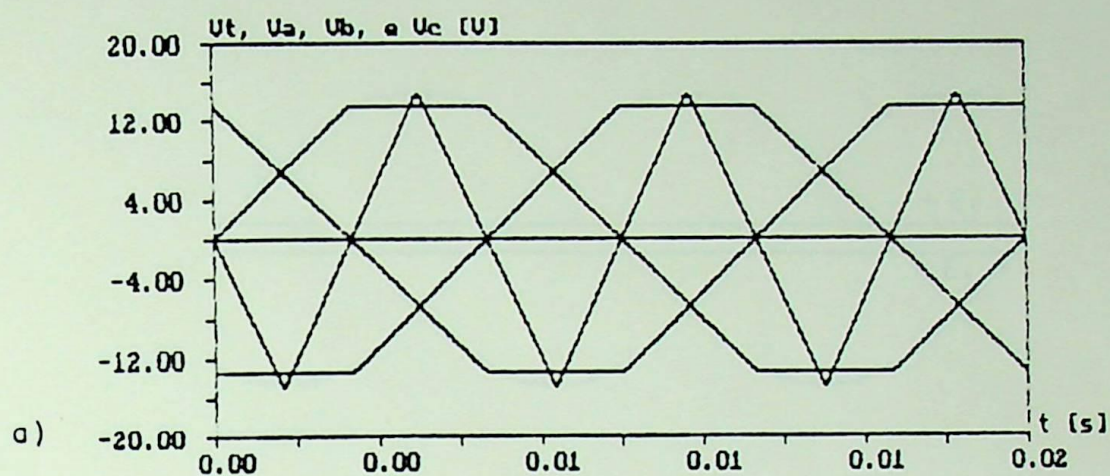


Fig. 3.8 - Modo 7 ($m = 0.9$)

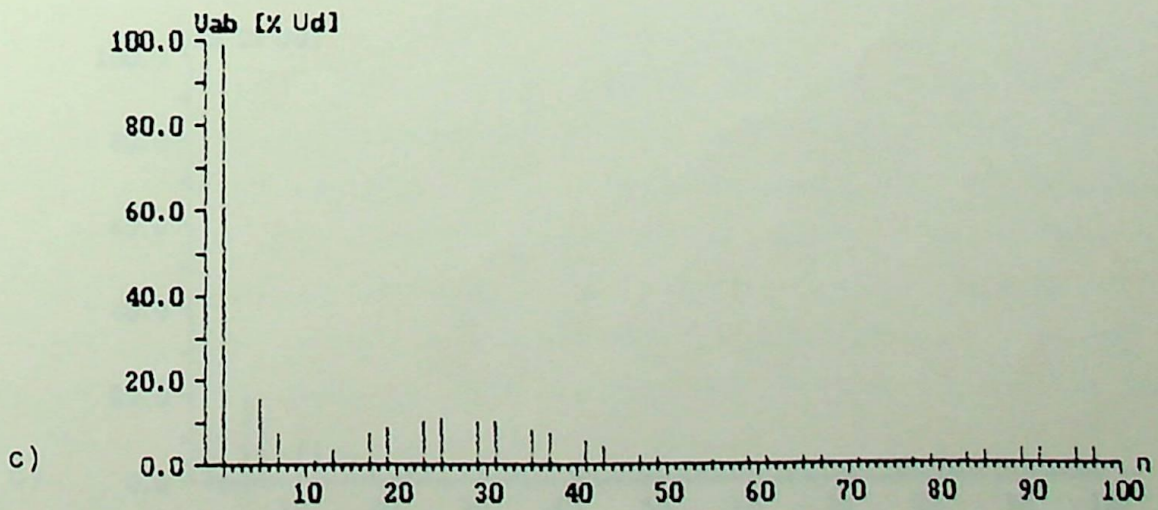
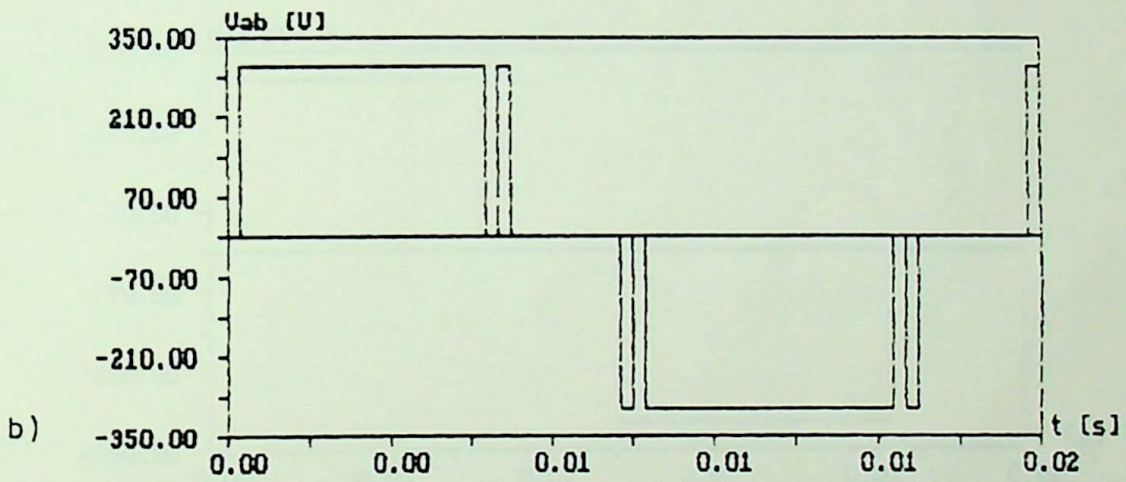
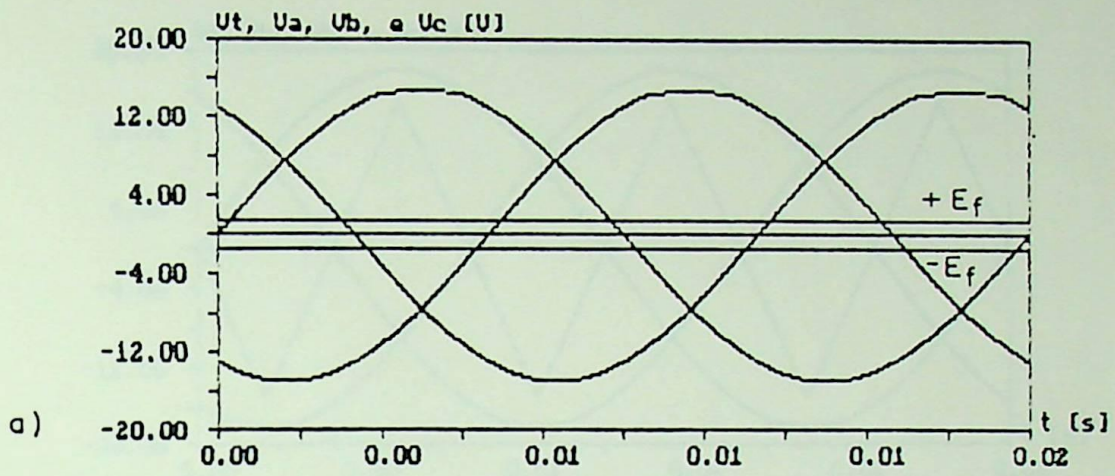


Fig. 3.9 - Modo 8 ($m = 0.9$)

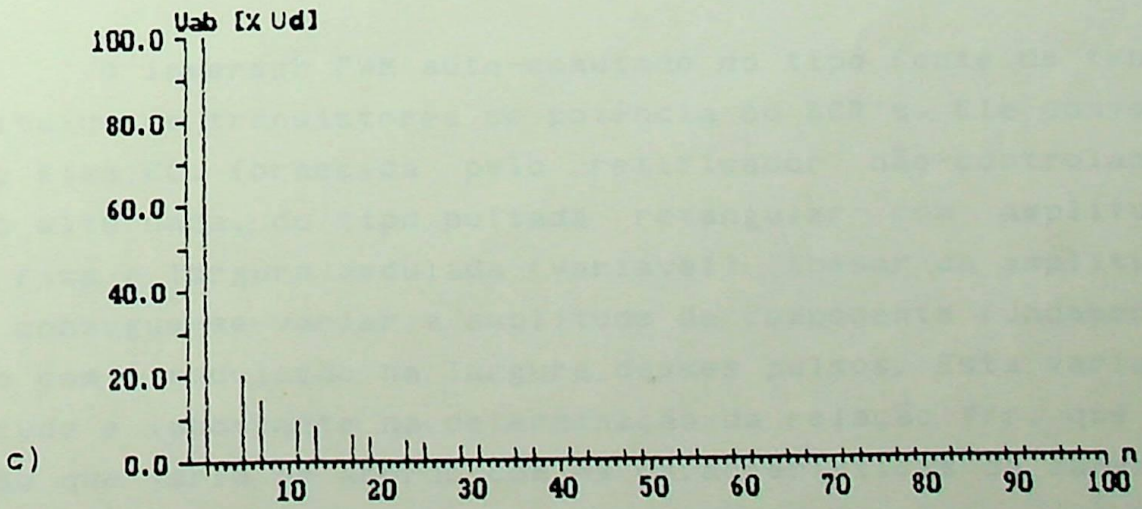
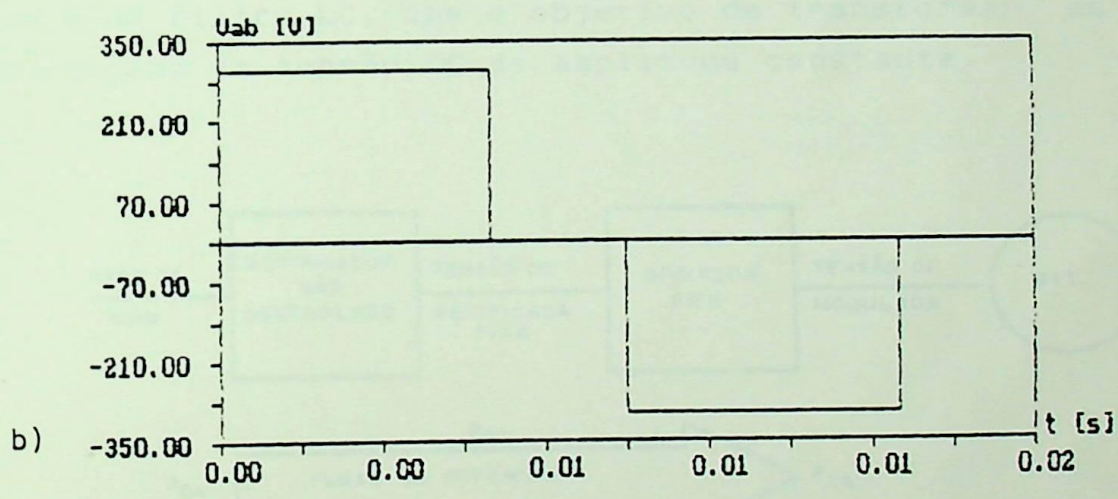
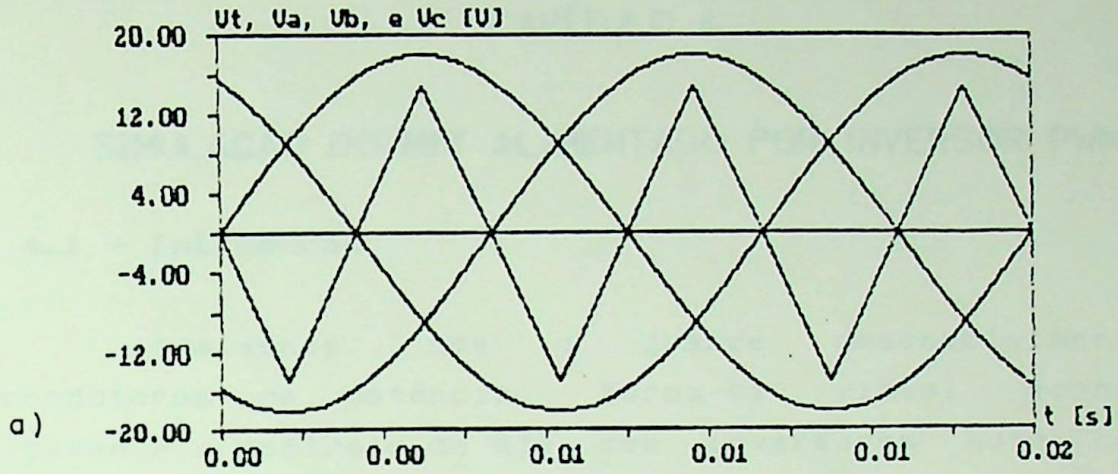


Fig. 3.10 - Modo 9 ($m = 1.2$)

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÃO DO MIT ALIMENTADO POR INVERSOR PWM

4.1 - Introdução

Atualmente, com o grande desenvolvimento dos semicondutores de potência, torna-se viável econômica e tecnicamente o controle do MIT, com inversores auto comutados, tipo fonte de tensão. O diagrama em blocos, mostrado na figura 4.1, ilustra o sistema de alimentação de um MIT com inversor PWM. O retificador não-controlado é formado por uma ponte trifásica a diodos e um filtro LC, com o objetivo de transformar as tensões CA de entrada em tensão CC de amplitude constante.

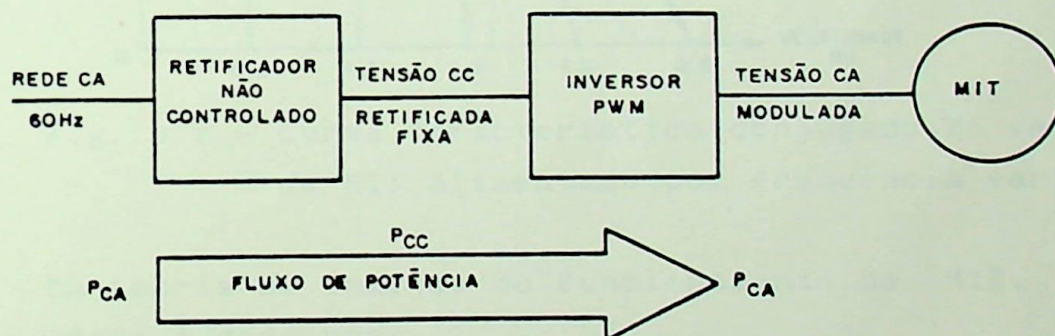


Fig. 4.1 - MIT alimentado por inversor PWM

O inversor PWM auto-comutado do tipo fonte de tensão é constituído de transistores de potência ou SCR's. Ele converte a tensão fixa CC, fornecida pelo retificador não-controlado, em tensão alternada, do tipo pulsada retangular com amplitude de pulso fixa e largura modulada (variável). Apesar da amplitude ser fixa, consegue-se variar a amplitude da componente fundamental de acordo com a modulação na largura desses pulsos. Esta variação na amplitude é importante na determinação da relação V/f, que é uma relação que varia de acordo com as características da carga (por exemplo, carga constante, ou variando com o quadrado da

velocidade).

4.2 - Análise do MIT alimentado com frequência variável

A figura 4.2 mostra a característica típica de conjugado versus velocidade para alimentação com frequência variável no MIT.

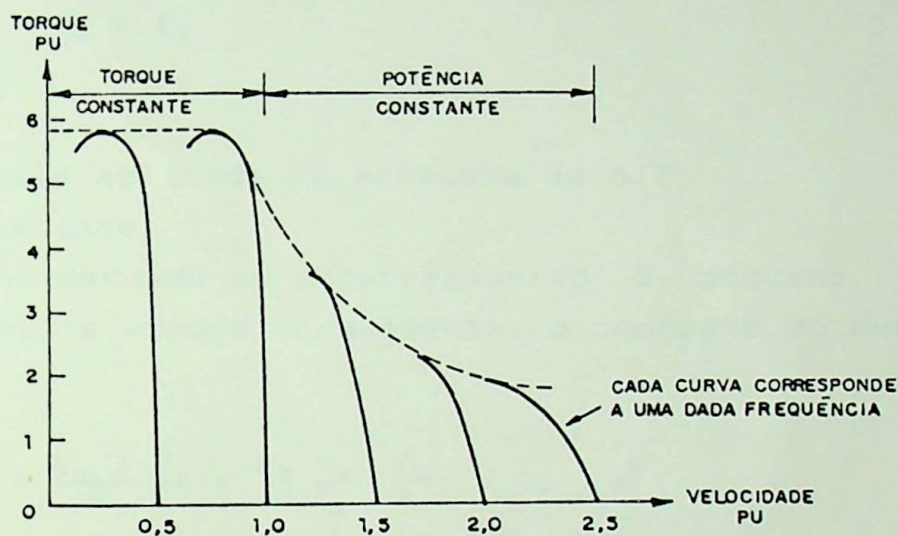


Fig. 4.2 - Curva característica conjugado X velocidade do MIT alimentado por frequência variável

Da teoria de análise do funcionamento do MIT, sabe-se que o conjugado é dado por:

$$T = K_1 \lambda I_r \cos \Phi_2 \quad (4.1)$$

onde:

K_1 - constante do MIT

λ - fluxo líquido no entreferro

I_r - corrente no rotor

Φ_2 - ângulo entre corrente e tensão no rotor

o escorregamento S é dado por:

$$S = \frac{N_1 - N}{N_1} = \frac{f_2}{f_1} \quad (4.2)$$

onde:

N_1 - velocidade no campo girante

N - velocidade no rotor

f_2 - frequência dos sinais induzidos no rotor

f_1 - frequência da componente fundamental de saída do inversor

Quando se despreza o efeito de queda de tensão na bobina do estator, a tensão do estator é igual a:

$$V_s = K_2 \lambda f_1 \quad (4.3)$$

onde:

V_s - tensão aplicada na armadura do MIT

K_2 - constante

Considerando um escorregamento S pequeno, típico na maioria dos MIT's usados normalmente, a corrente do rotor é dada por:

$$I_r = \frac{K_3 S V_s}{R_r} = K_3 \frac{V_s}{f_1} \frac{f_2}{R_r} \quad (4.4)$$

onde:

R_r - resistência do rotor

K_3 - constante que depende do número de espiras, número de fases e aspectos construtivos do MIT.

Substituindo (4.3) em (4.4), tem-se:

$$I_r = \frac{K_2 K_3}{R_r} \lambda f_2 = K_4 \lambda f_2 \quad (4.5)$$

Como S é considerado pequeno, tem-se $\cos \Phi_2 = 1$. Portanto, substituindo (4.5) em (4.1), chega-se a :

$$T = K_1 K_4 \lambda^2 f_2 = K_5 \lambda^2 f_2 \quad (4.6)$$

Pelo método de controle utilizando a técnica de modulação tipo PWM, consegue-se variar a frequência desde próximo de zero até f_{12} (figura 4.3). Aumentando-se linearmente a amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor, que é aplicada ao estator do MIT, proporcionalmente a

frequência, consegue-se manter a relação V/f constante até à frequência base f_b . Portanto, λ é constante e expresso pela equação (4.7)

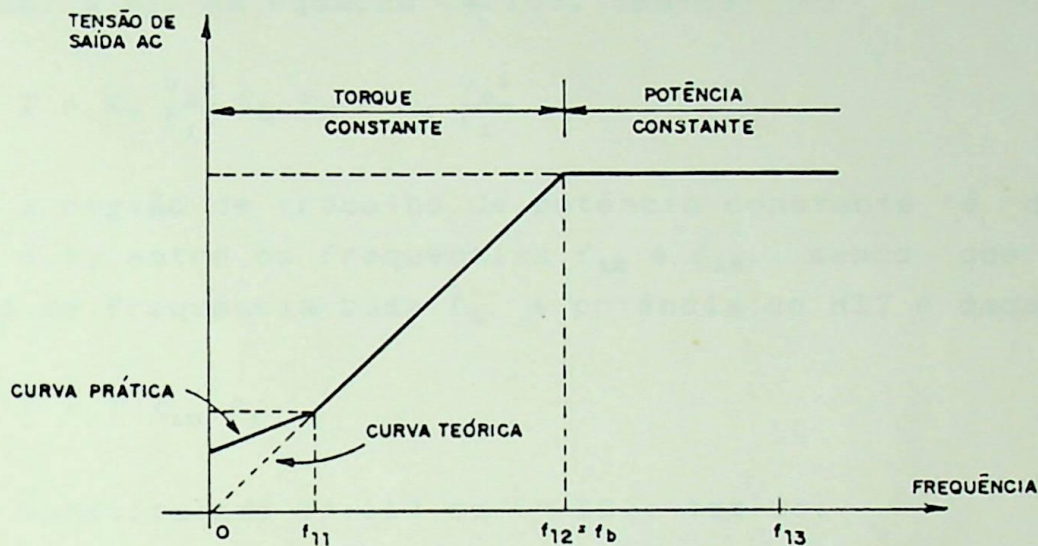


Fig. 4.3 - Curva típica que relaciona tensão de saída do inversor X frequência (carga constante)

$$\frac{V_s}{K_2 f_1} = \lambda = K_6 \quad (4.7)$$

Substituindo-se (4.7) em (4.6) chega-se a:

$$T = K_5 K_6^2 f_2 \quad (4.8)$$

Isto significa que o conjugado será dependente apenas da frequência f_2 . Considerando S pequeno, a variação nesta frequência é pequena, podendo-se, na prática, considerá-la constante.

Quando a componente fundamental da tensão de saída do inversor torna-se fixa, mesmo com o aumento da frequência, o MIT trabalha na região de potência constante. Substituindo-se a equação (4.5) em (4.1) e considerando S pequeno tem-se:

$$T = K_1 \lambda K_4 \lambda f_2 = K_5 \lambda^2 f_2 \quad (4.9)$$

Da equação (4.7) vem que:

$$T = K_5 \frac{V_s^2}{K_2^2 f_1^2} f_2 = K_7 \frac{V_s^2}{f_1^2} f_2 \quad (4.10)$$

Como pela equação (4.2) pode-se considerar f_2 proporcional a f_1 , na equação (4.10), tem-se:

$$T = K_7 \frac{V_s^2}{f_1^2} K_8 f_1 = K_9 \frac{V_s^2}{f_1} \quad (4.11)$$

A região de trabalho de potência constante é definida na figura 4.3, entre as frequências f_{12} e f_{13} , sendo que f_{12} é denominada de frequência base f_b . A potência do MIT é dada por:

$$P = T K_{10} f_1 \quad (4.12)$$

Substituindo (4.11) em (4.12), tem-se:

$$P = K_9 K_{10} \frac{V_s^2}{f_1} f_1 = K_{11} V_s^2 \quad (4.13)$$

Logo, a potência permanecerá constante nesta região de trabalho. Isto garante que o MIT não entrará em saturação, pois o fluxo irá diminuir.

Observando a fig 4.3, nota-se um reforço na parte inicial da curva, fazendo com que a tensão tenha um valor maior no início. Isto é necessário para compensar a queda de tensão que predomina no início da faixa de operação.

4.3 - Simulações

Para se conseguir o objetivo de acionar o MIT com as características descritas no item anterior, é necessário levantar a curva V/f adequada. Para que isto seja realizado, é preciso que se determine as curvas que relacionam a frequência com a profundidade de modulação (m), nas faixas de frequências correspondente a cada modo de modulação. Partindo da constatação de que a amplitude da componente fundamental da tensão varia proporcionalmente à profundidade de modulação [19], e acionando uma carga constante, as curvas que relacionam a frequência com a

profundidade de modulação são retas, bastando então dois pontos para a determinação da mesma. A determinação dessas retas torna-se simples com a ajuda do programa que produz os tipos de modulação PWM e calcula o espectro harmônico dos mesmos.

A figura 4.4 mostra a curva V/f utilizada no acionamento do MIT.

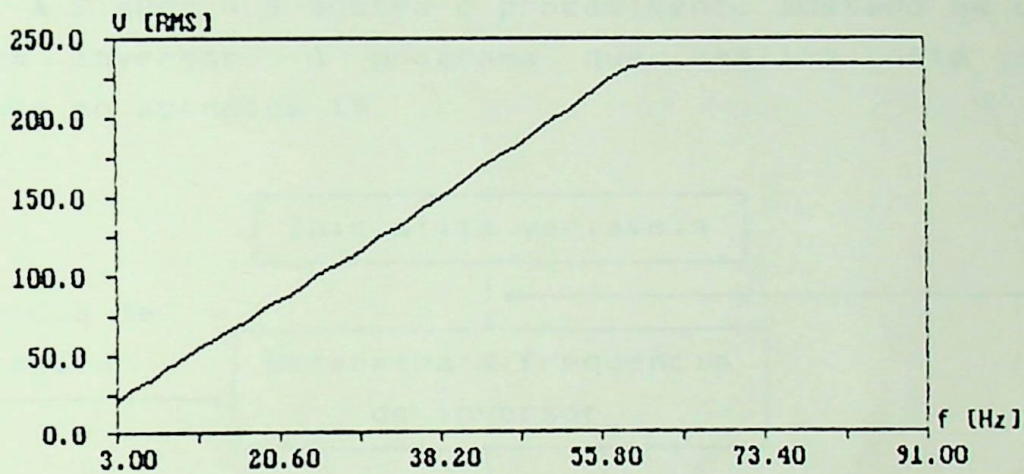


Fig. 4.4 - Curva V/f utilizada na simulação

Como o modelo dq considera o motor como um circuito equivalente fase-neutro, é necessário que a tensão de alimentação do MIT seja transformada, adequando-se ao modelo. Deste modo, pode-se escrever:

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (4.14)$$

onde:

V_{an} , V_{bn} , e V_{cn} - tensões entre as fases e neutro fictício N, como mostrado na figura 3.1;

V_{ao} , V_{bo} e V_{co} - tensões de alimentação do MIT, adequada para a modelagem.

Considerando-se para uma alimentação trifásica balanceada $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ e somando-se as equações (4.14) chega-se a :

$$V_{no} = 1/3 (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (4.15)$$

Substituindo-se a equação (4.15) na equação (4.14) tem-se:

$$\begin{aligned} V_{ao} &= 2/3 V_{an} - 1/3 (V_{bn} + V_{cn}) \\ V_{bo} &= 2/3 V_{bn} - 1/3 (V_{an} + V_{cn}) \\ V_{co} &= 2/3 V_{cn} - 1/3 (V_{an} + V_{bn}) \end{aligned} \quad (4.16)$$

A figura 4.5 mostra o procedimento adotado na simulação do MIT com inversor. O programa que realiza esta simulação encontra-se no apêndice IV.

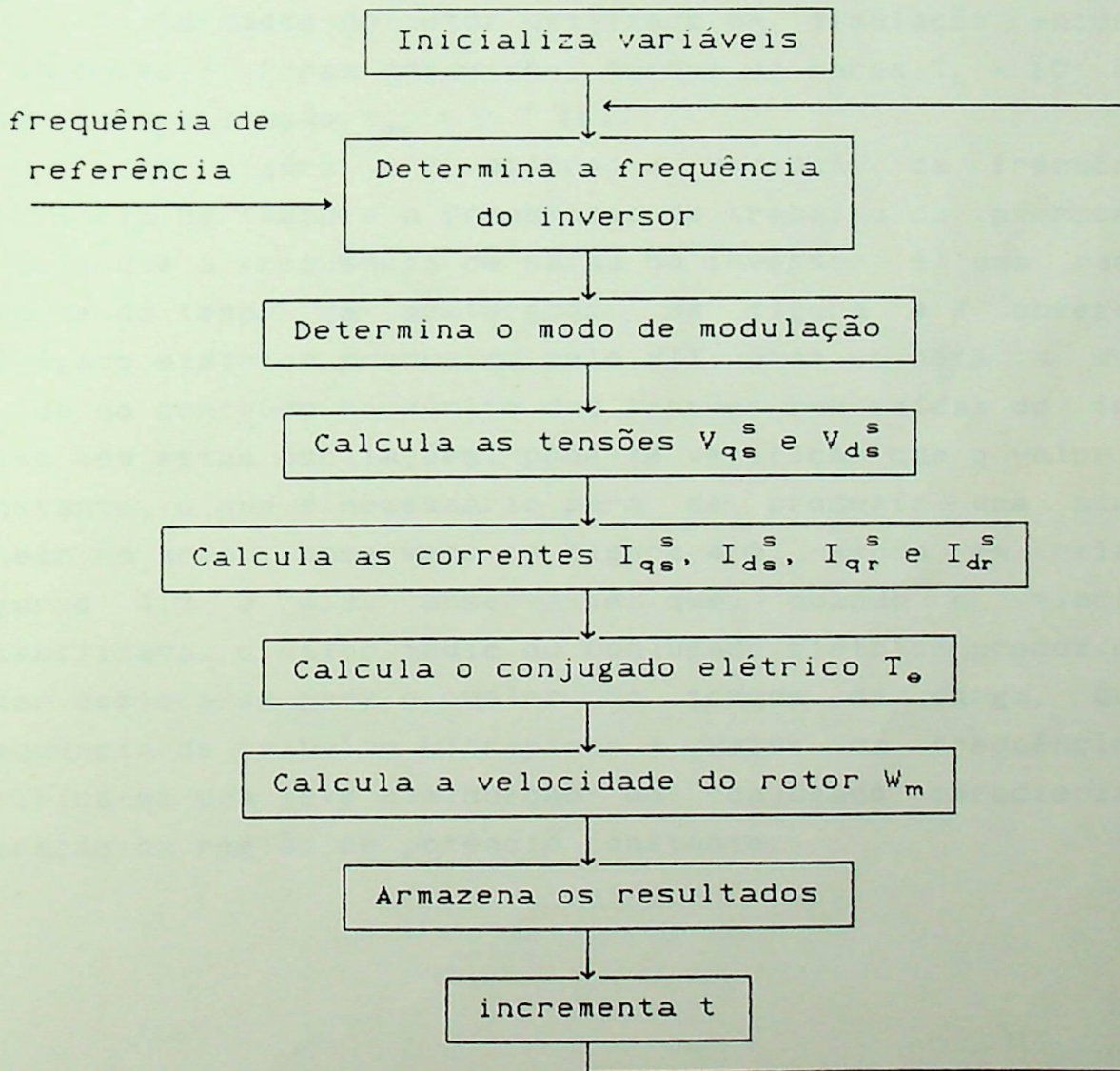


Fig. 4.5 - Procedimento de cálculo do MIT com inversor

O inversor apresenta aceleração e desaceleração em rampa. Isto é necessário para a obtenção do conjugado elétrico constante com a frequência variando com incrementos de 0.01 [Hz]. O tempo de aceleração é determinado em relação à frequência base (60 [Hz]).

Na simulação, a estrutura de referência utilizada para o modelo dq do motor é a referência estacionária, onde as variáveis relacionadas ao eixo q são as da fase A.

A determinação da frequência de trabalho do inversor (f_c) depende do tempo de aceleração e da frequência de referência (f_r), que é determinada pela velocidade requerida pelo acionamento.

Os dados do motor utilizado na simulação encontram-se no apêndice I. Foram assumidos: torque da carga $T_L = 10$ [N.m] e tempo de aceleração $t_{ac} = 0.7$ [s].

A figura 4.6 mostra a variação da frequência de referência no tempo e a frequência de trabalho do inversor, onde se nota que a frequência de saída do inversor é uma rampa que depende do tempo de aceleração. Na figura 4.7 observa-se o conjugado elétrico produzido pelo MIT, onde se nota a oscilação devido ao conteúdo harmônico das tensões nas saídas do inversor. Mesmo com estas oscilações, pode-se verificar que o valor médio é constante, o que é necessário para se produzir uma aceleração linear no motor, observada na figura 4.8. Ainda em relação as figuras 4.7 e 4.8, observa-se que, quando a velocidade é estabilizada, o valor médio do conjugado elétrico produzido pelo motor desloca-se para o valor do torque da carga. Quando a frequência de trabalho ultrapassa o valor da frequência base, verifica-se uma leve diminuição do conjugado caracterizando a operação na região de potência constante.

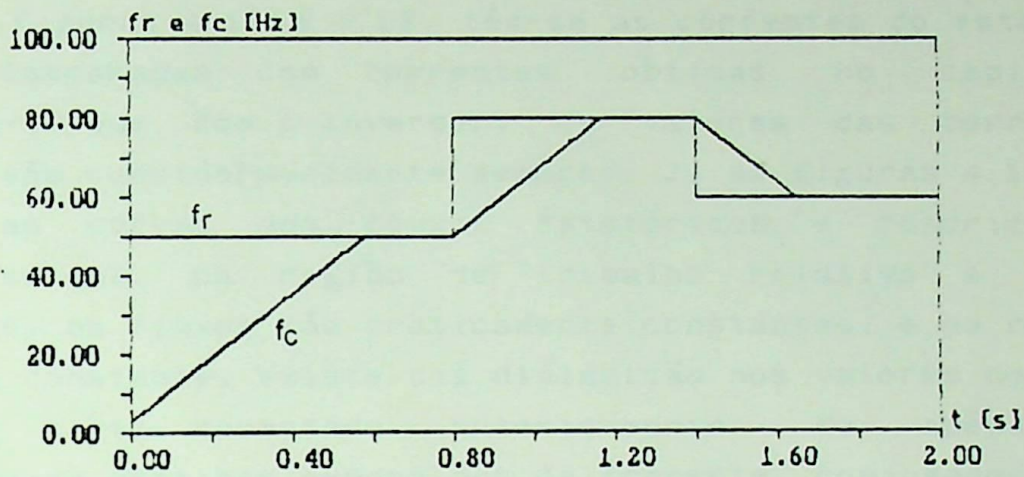


Fig. 4.6 - Frequências de referência (injetada) f_r e gerada pelo inversor f_c

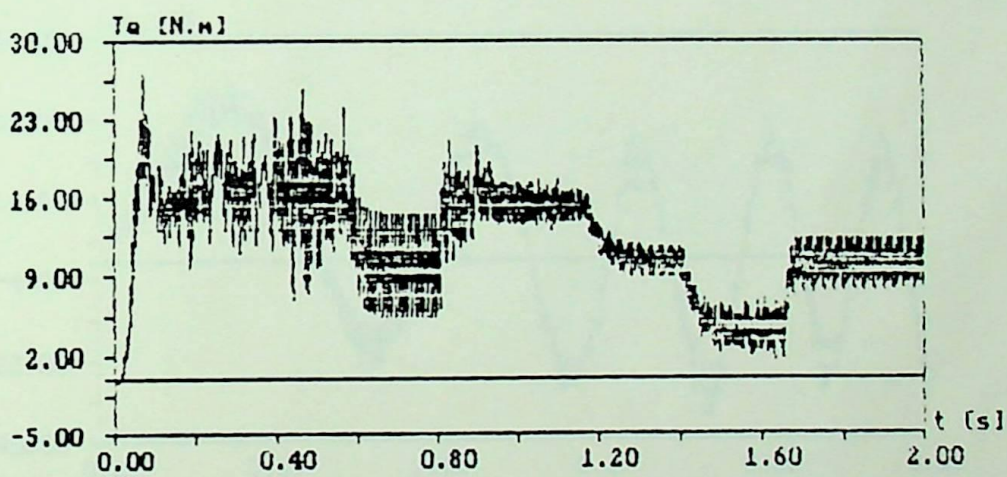


Fig. 4.7 - Conjugado elétrico

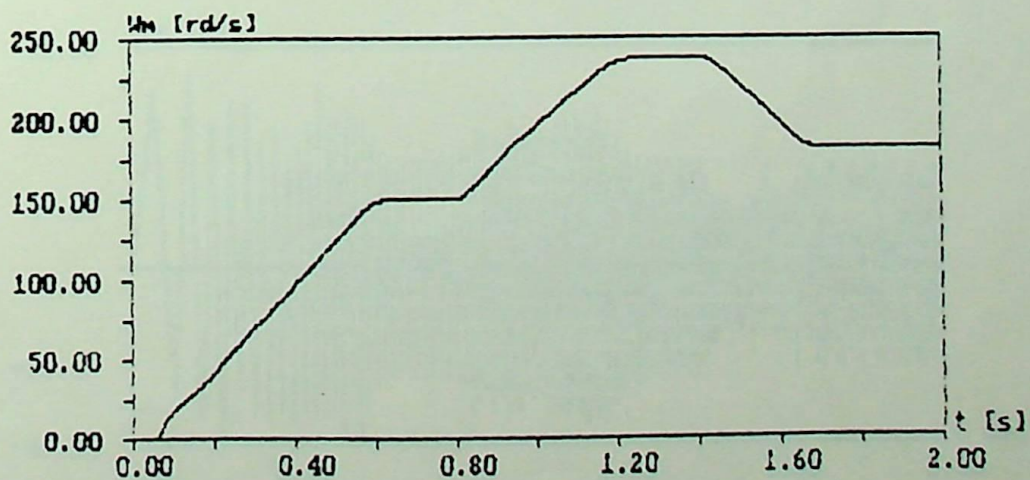


Fig. 4.8 - Velocidade do motor

A figura 4.9 mostra um detalhe expandido da corrente I_{qs} . Nas figuras 4.10 a 4.13, têm-se as correntes do estator e do rotor. Comparadas com correntes obtidas no capítulo 2, verifica-se que, com o inversor, os valores das correntes na partida são consideravelmente menores. Já as figuras 4.14 a 4.17 mostram as curvas dos fluxos estatóricos e rotóricos, onde observa-se que, na região de trabalho relativa a conjugado constante, os fluxos são praticamente constantes, e na região de potência constante, existe uma diminuição nos valores dos fluxos, como se havia comentado anteriormente. No apêndice VI, encontram-se detalhes expandidos da corrente, conjugado elétrico e fluxo.

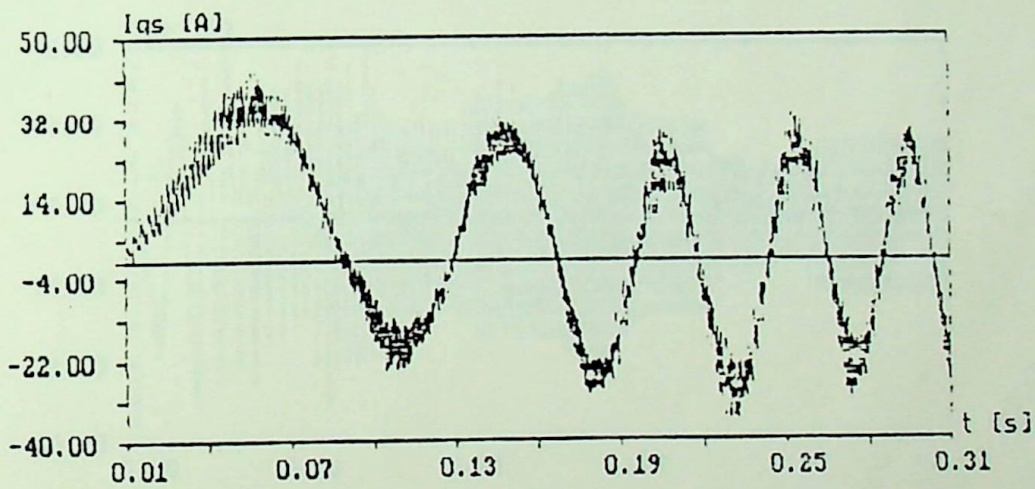


Fig. 4.9 - Corrente do estator I_{qs} , expandida

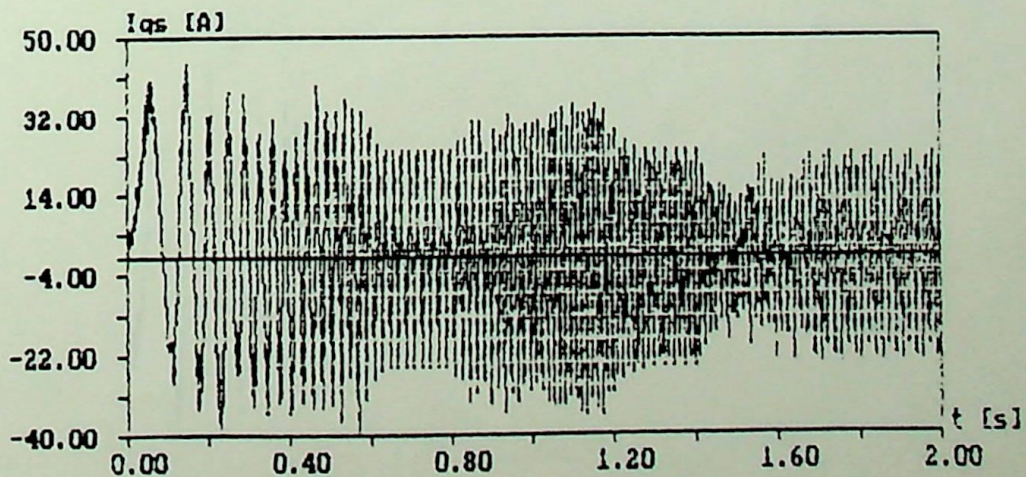


Fig. 4.10 - Corrente do estator I_{qs}

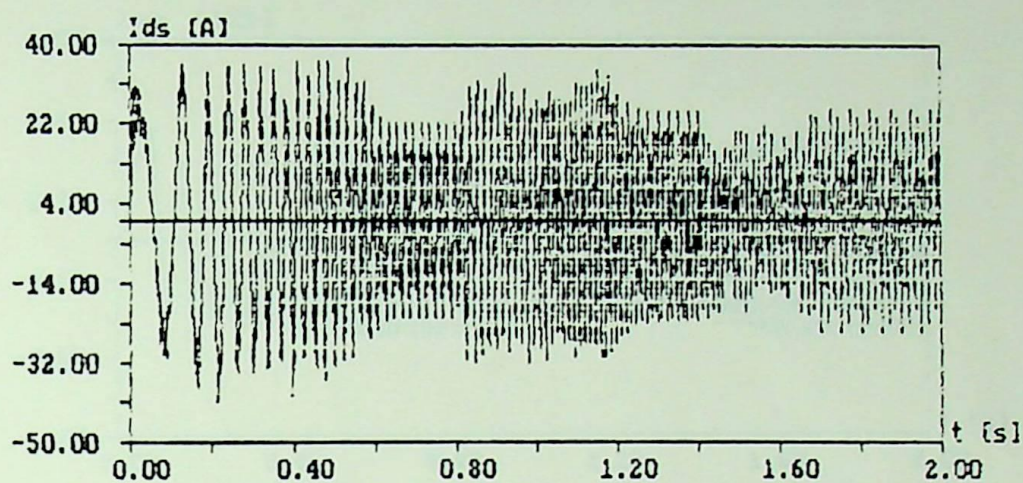


Fig. 4.11 - Corrente do estator I_{ds}

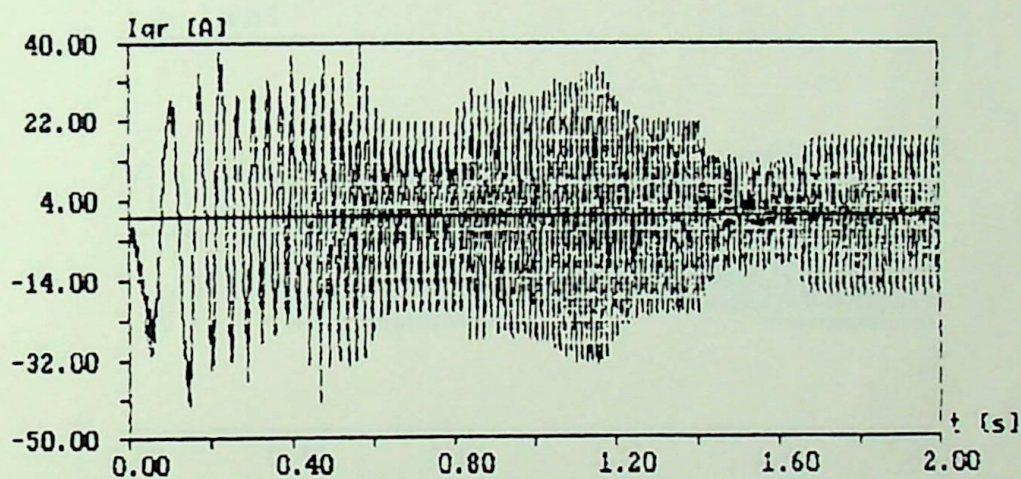


Fig. 4.12 - Corrente do rotor I_{qr}

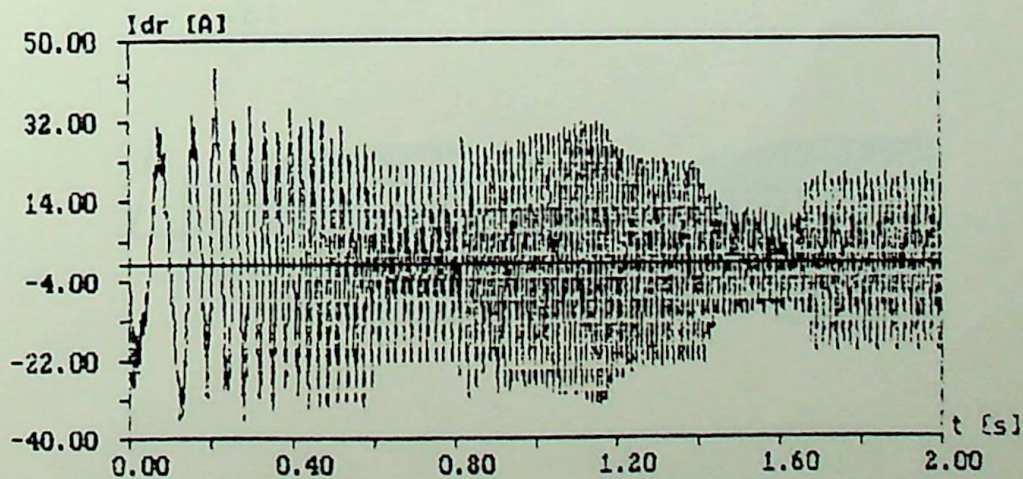


Fig. 4.13 - Corrente do rotor I_{dr}

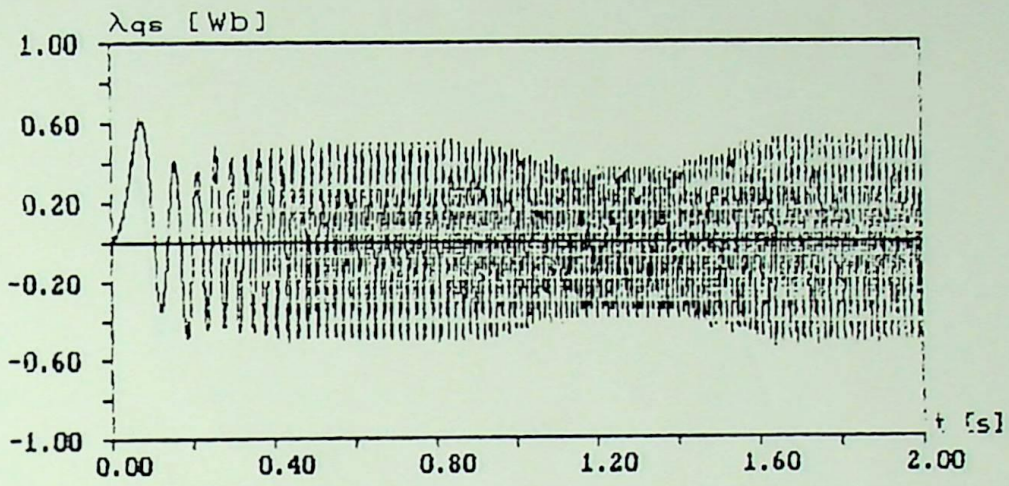


Fig. 4.14 - Fluxo do estator λ_{qs}

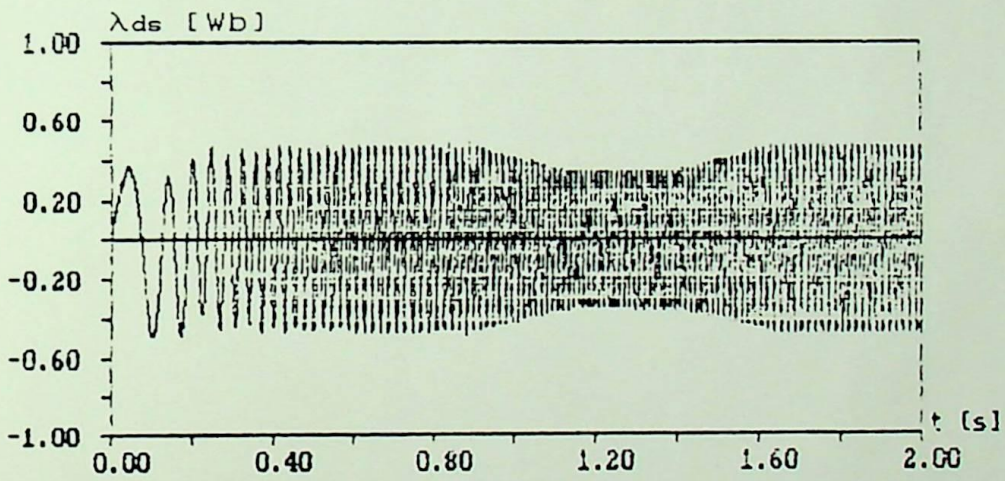


Fig. 4.15 - Fluxo do estator λ_{ds}

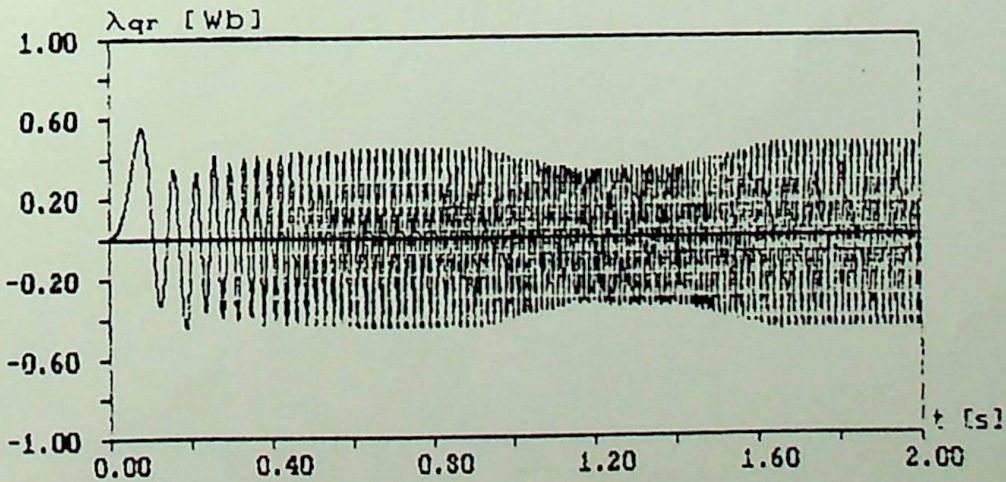


Fig. 4.16 - Fluxo do rotor λ_{qr}

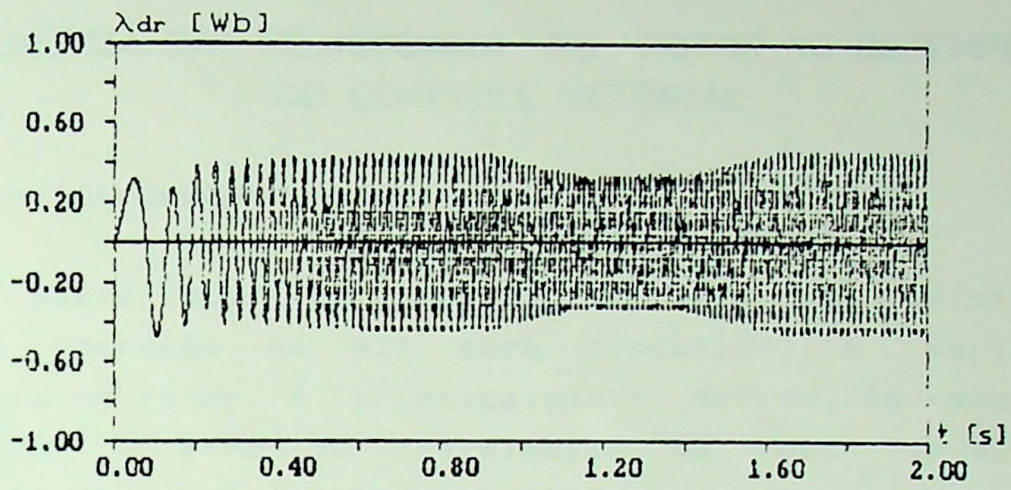


Fig. 4.17 - Fluxo do rotor λ_{dr}

CAPÍTULO 5

INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA DO ROTOR NO DESEMPENHO DO CONTROLE VETORIAL

5.1 - Introdução

Neste capítulo, o efeito do erro da resistência do rotor na operação do MIT será discutido. A variação da resistência do rotor é principalmente devido às mudanças na temperatura. O erro da resistência do rotor leva a uma degeneração do controle vetorial [20].

5.2 - Equacionamento e análise

De acordo com o capítulo 2, o MIT pode ser representado em uma estrutura de referência estacionária como:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p L_s & 0 & p M & 0 \\ 0 & R_s + p L_s & 0 & p M \\ p M & -w_r M & R_r + p L_r & -w_r L_r \\ -w_r M & p M & -w_r L_r & R_r + p L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

As duas componentes do fluxo no rotor são definidas por:

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \lambda_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \end{aligned} \quad (5.2)$$

O conjugado elétrico por fase e por pólo é [20]:

$$\begin{aligned} T_e &= M (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) = M/L_r (\lambda_{dr} I_{qs} - \lambda_{qr} I_{ds}) = \\ &= M/L_r |\lambda_r| |i_s| \sin \varphi \end{aligned} \quad (5.3)$$

onde:

φ - ângulo entre vetor fluxo do rotor (λ_r) e o vetor corrente do estator (i_s)

Substituindo-se (5.2) nas duas últimas linhas de (5.1) chega-se a :

$$\begin{aligned} 0 &= p \lambda_{qr} - w_r \lambda_{dr} + R_r/L_r (\lambda_{qr} - M I_{ds}) \\ 0 &= p \lambda_{dr} + w_r \lambda_{qr} + R_r/L_r (\lambda_{qr} - M I_{ds}) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Se a tensão de excitação é senoidal, sob condições tais como distribuição senoidal da FMM no entreferro (desprezando o efeito de harmônicos de alta ordem), perda no cobre e saturação, o fluxo no rotor λ_r pode ser considerado senoidal em estado estacionário. Supondo que a direção da velocidade do rotor é positiva no sentido horário, e fazendo o fluxo λ_r coincidente com o eixo d no tempo inicial, para o modelo em regime permanente, obter-se-á:

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} &= |\lambda_r| \text{ sen } w t \\ \lambda_{dr} &= |\lambda_r| \text{ cos } w t \end{aligned} \quad (5.5)$$

Substituindo-se (5.5) em (5.4) tem-se:

$$\frac{L_r}{R_r} (w - w_r) \lambda_{dr} + \lambda_{qr} = M I_{qs}^e \quad (5.6)$$

$$-\frac{L_r}{R_r} (w - w_r) \lambda_{qr} + \lambda_{dr} = M I_{ds}^e$$

Elevando ao quadrado ambos os lados de (5.6) e adicionando os lados correspondentes, obtém-se:

$$\lambda_r^2 = \frac{M^2 i_s^2}{\left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (w - w_r)^2 + 1} \quad (5.7)$$

De (5.5) e (5.6) ainda pode-se obter:

$$\text{sen } \varphi = \frac{L_r (\omega - \omega_r)}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (\omega - \omega_r)^2}} \quad (5.8)$$

substituindo-se (5.7) e (5.8) em (5.3), tem-se:

$$T = \frac{\frac{1}{R_r} M^2 i_s^2 (\omega - \omega_r)}{1 + \left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (\omega - \omega_r)^2} \quad (5.9)$$

Por outro lado, em sistema de controle vetorial, a frequência de escorregamento [13] é dada por:

$$\omega - \omega_r = \frac{M R_r}{L_r M I_{ds}^e} \quad I_{qs}^e = \frac{R_r I_{qs}^e}{L_r I_{ds}^e} \quad (5.10)$$

Lembrando que I_{qs}^e e I_{ds}^e são as componentes do vetor corrente do estator (i_s) para uma estrutura de referência síncrona. Substituindo (5.10) em (5.7) e (5.9), obtém-se:

$$\lambda_r^2 = \frac{M^2 i_s^2 (I_{ds}^e)^2}{\left(\frac{R_r^*}{R_r}\right)^2 (I_{qs}^e)^2 + (I_{ds}^e)^2} \quad (5.11)$$

$$T_e = \frac{R_r^*}{R_r} \frac{M^2 i_s^2 I_{ds}^e I_{qs}^e}{\left[\left(\frac{R_r^*}{R_r}\right)^2 (I_{qs}^e)^2 + (I_{ds}^e)^2\right] L_r} \quad (5.12)$$

onde:

R_r^* - valor utilizado no cálculo da frequência de escorregamento, para distinguir do valor atual.

A fig. 5.1 mostra um sistema típico de controle indireto de campo orientado usando um inversor fonte de tensão. O comando de fluxo i_{ds}^* é geralmente mantido constante para produzir um nível de fluxo constante. Um loop de velocidade é usado para regular o comando de conjugado i_{qs}^* para obtenção do conjugado adequado a satisfazer a velocidade de saída. Por causa da existência de loops de realimentação de corrente, tem-se a

seguinte equação em regime permanente:

$$i_s = (I_{qs}^e)^2 + (I_{ds}^e)^2 = (i_{qs}^*)^2 + (i_{ds}^*)^2 \quad (5.13)$$

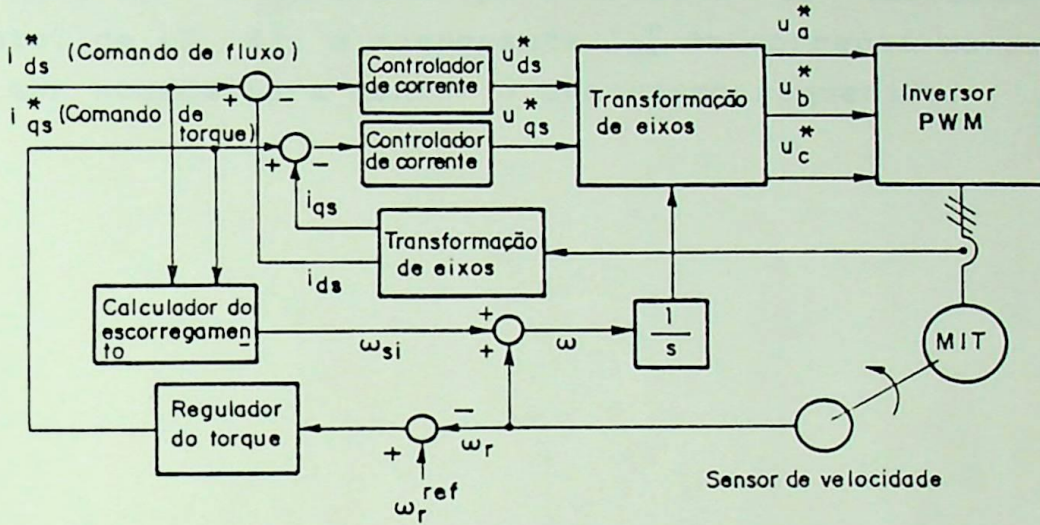


Fig. 5.1 - Sistema típico de controle vetorial

Substituindo (5.13) em (5.11) e (5.12), pode se encontrar, ao supor-se que $R_r^* = R_r$, as seguintes equações:

$$\lambda_r = M i_{ds}^* \quad (5.14)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} M i_{ds}^* i_{qs}^* = \frac{M}{L_r} \lambda_r i_{qs}^* \quad (5.15)$$

Estes resultados indicam que o controle desacoplado do fluxo e conjugado pode ser conseguido pela regulagem de i_{ds}^* e i_{qs}^* , respectivamente. Entretanto, se R_r^* é diferente de R_r , as equações acima não podem ser obtidas. De (5.11) e (5.12), pode-se ver que fluxo e conjugado interagem com i_{qs}^* resultando em um efeito adverso sobre o desempenho dinâmico do controle vetorial [20].

O efeito da variação da resistência do rotor sobre o nível de fluxo é reportado para o método de controle do comando de fluxo i_{ds}^* . É uma prática comum em sistema de controle vetorial manter-se i_{ds}^* constante. Neste caso, definindo λ_r^* como fluxo do rotor quando $R_r^* = R_r$, pode-se encontrar de (5.11) que o atual fluxo do rotor R_r , irá variar monotonicamente com a variação de

R_r^*/R_r , quando $(R_r^*/R_r) > 1$, $(\lambda_r/\lambda_r^*) < 1$; quando $(R_r^*/R_r) < 1$, $(\lambda_r/\lambda_r^*) > 1$.

Por causa do efeito de regulação do loop de velocidade, o conjugado T_e é sempre mantido em um valor igual ao conjugado da carga e isto não é afetado pelo efeito de variação de R_r . Entretanto, de (5.12), a componente I_{qs}^e da corrente do estator i_s tem que ser mudada para manter o conjugado requerido.

CAPÍTULO 6

FILTROS DE KALMAN E KALMAN EXTENDIDO

6.1 - Introdução

Os capítulos anteriores trataram da modelagem e controle da máquina de indução. Este capítulo enfatiza o modelamento matemático do filtro de Kalman. Um filtro de Kalman Extendido é usado para identificar a resistência do rotor MIT. O filtro de Kalman é um ótimo algoritmo recursivo para processamento de dados. Intuitivamente, o conceito de ótimo pode ser interpretado quando o filtro de Kalman incorpora todas as informações que lhe são fornecidas. Ele processa todos os dados mensuráveis, indiferentes à sua precisão, para estimar os valores contidos nas variáveis de estado, com o uso de: conhecimento da dinâmica do sistema e dos dispositivos de medida; a descrição estatística do ruído do sistema e erros de medidas; informações disponíveis sobre as condições iniciais das variáveis de estado.

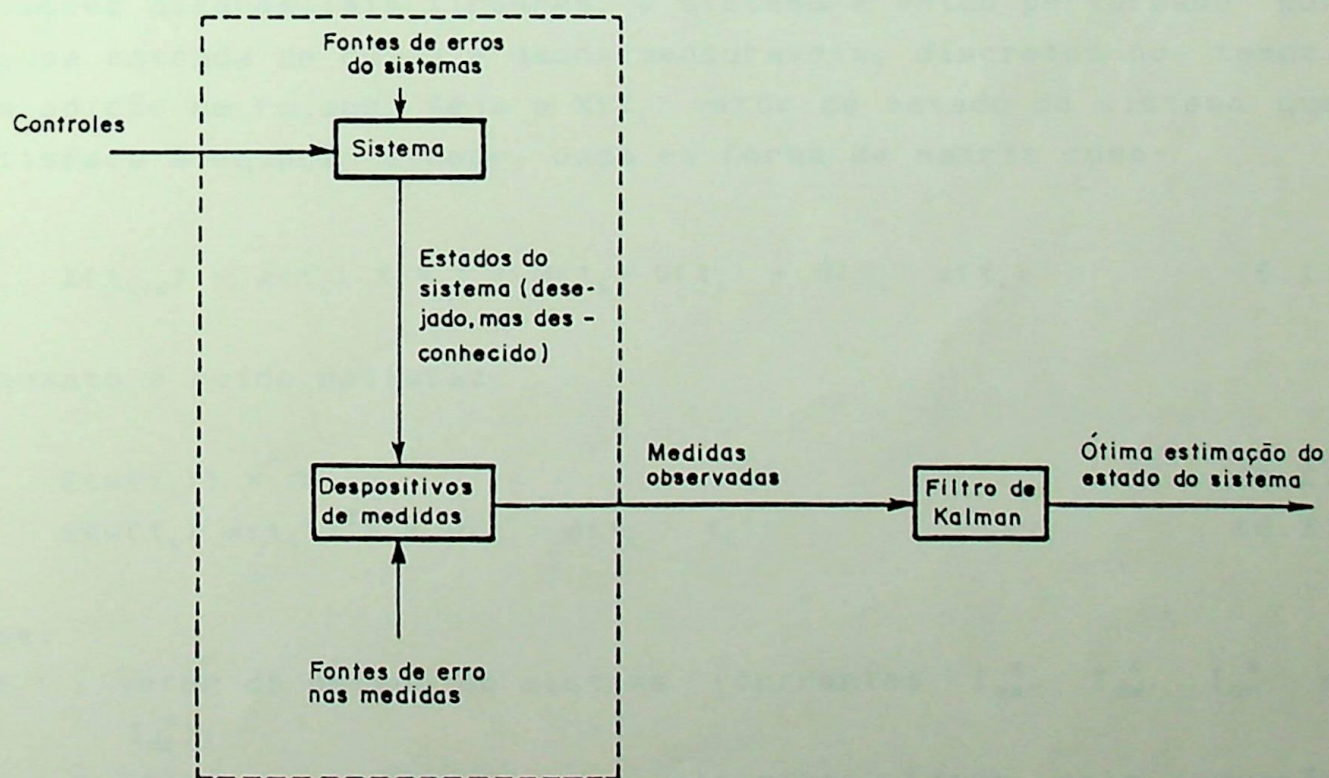


Fig. 6.1 - Aplicação típica do filtro de Kalman

A fig. 6.1 mostra uma situação típica na qual o filtro de Kalman pode ser usado vantajosamente. Um sistema é alimentado por entradas de controle e entradas de perturbação (ruídos) conhecidas. Além disso, as medidas também são perturbadas por algum ruído. A necessidade de um filtro agora torna-se evidente. Na medida em que algumas das variáveis de estado não podem ser medidas diretamente. O filtro de Kalman combina todos os dados mensuráveis disponíveis, além de um prévio conhecimento sobre o sistema e os dispositivos de medidas, para produzir uma estimação das variáveis de estado desejadas, de tal modo que os erros sejam minimizados. Em adição ao filtro de Kalman linear, o filtro de Kalman Extendido pode ser aplicado em sistemas não-lineares e variantes no tempo.

6.2 - Filtro de Kalman discreto

6.2.1 - Modelo do sistema

Admite-se que a técnica de modelagem tenha produzido uma descrição adequada do sistema, sob a forma de um conjunto de equações diferenciais lineares. O sistema é então perturbado por alguma entrada de ruído e dados mensuráveis, discretos no tempo, com adição de ruídos. Seja o $X(t_i)$ vetor de estado do sistema que satisfaça a equação linear, dada em forma de matriz como:

$$X(t_{i+1}) = A(t_i) X(t_i) + B(t_i) U(t_i) + G(t_i) w(t_i) \quad (6.1)$$

enquanto o ruído satisfaz:

$$E\{w(t_i)\} = 0 \quad (6.2)$$

$$E\{w(t_i) w(t_i')^T\} = Q(t_i) \delta(t_i - t_i') \quad (6.3)$$

onde:

$X(t_i)$: vetor de estado do sistema (correntes I_{qs}^s , I_{ds}^s , I_{qr}^s e I_{dr}^s);

$A(t_i)$: matriz de impedâncias elétricas (dada pela equação (2.8));

$B(t_i)$: matriz de entrada determinística (dada pela equação (2.12));

$U(t_i)$: entrada de controle determinístico (tensões V_{qs}^s e V_{ds}^s);

$G(t_i)$: matriz de ruídos de entrada;

$w(t_i)$: ruído gaussiano branco;

$Q(t_i)$: matriz covariância semidefinida positiva e simétrica.

As equações (6.1) são propagadas de sua condição inicial $X(t_0)$. Para alguma operação particular do sistema real, o estado inicial $X(t_0)$ é assumido ser um valor específico. Entretanto, como este valor pode não ser conhecido precisamente, ele é modelado como um vetor aleatório que é normalmente distribuído. Assim, a descrição de $X(t_0)$ é completamente especificada pela média \hat{X}_0 e pela matriz covariância P_0 :

$$E \langle X(t_0) \rangle = \hat{X}_0 \quad (6.4)$$

$$E \langle [X(t_0) - \hat{X}_0] [X(t_0) - \hat{X}_0]^T \rangle = P_0 \quad (6.5)$$

onde:

P_0 : matriz semidefinida, simétrica e positiva

Dados mensuráveis são disponíveis nos intervalos de amostragem e são modelados pelas relações:

$$Z(t_i) = H(t_i) X(t_i) + V(t_i) \quad (6.6)$$

$$E \langle V(t_i) \rangle = 0 \quad (6.7)$$

$$E \langle V(t_i) V^T(t_j) \rangle = R(t_i) \delta(t_i - t_j) \quad (6.8)$$

onde:

$Z(t_i)$: vetor de dados mensuráveis discreto (correntes do estator I_{qs}^s e I_{ds}^s);

$H(t_i)$: matriz de dados mensuráveis;

$V(t_i)$: vetor amostra discreto de ruído;

$R(t_i)$: matriz covariância definida simétrica e positiva.

Assume-se que $w(t)$ e $V(t)$ sejam descorrelatadas.

6.2.2 - Equacionamento do filtro de Kalman

O filtro de Kalman é dotado de duas estruturas denominadas de predição e correção. O vetor de estado do $X_k(t_i)$ é propagado no tempo t_i por integração numérica da relação seguinte:

$$X_k(t_{i+1}^-) = f[X_k(t_i^+), U(t_i), t_i] \quad (6.9)$$

$$P_k(t_{i+1}^-) = F P_k(t_i^+) F^T + Q(t_i) \quad (6.10)$$

onde:

$$f[X_k(t_i^+), U(t_i), t_i] = A(t_i) X_k(t_i^+) + B(t_i) U(t_i)$$

$$F = \frac{\partial f(X_k(t_i^+), U(t_i), t_i)}{\partial X} \quad (6.11)$$

$X_k(t_i)$: vetor de estados estimados do filtro de Kalman (correntes I_{qse}^s , I_{dse}^s , I_{qre}^s , I_{dre}^s e resistência R_{re});

$A(t_i)$: matriz de impedâncias elétricas (dada pela equação (2.8));

$B(t_i)$: matriz de entrada determinística (dada pela equação (2.12));

$U(t_i)$: entrada de controle determinístico (tensões V_{qs}^s e V_{ds}^s).

A matriz F é calculada em $X = X(t_i^+)$.

Em $t = t_i$, os dados mensuráveis $Z(t_i)$ tornam-se disponíveis. A estimação é atualizada (corrigida) pelo ganho de Kalman $K(t_i)$, que emprega na atualização (correção) a média e a covariância.

$$K(t_i) = P_k(t_i^-) H^T(t_i) [H(t_i) P_k(t_i^-) H^T(t_i) + R(t_i)]^{-1} \quad (6.12)$$

$$X_k(t_i^+) = X_k(t_i^-) + K(t_i) [Z_i - H(t_i) X_k(t_i^-)] \quad (6.13)$$

$$P_k(t_i^+) = P_k(t_i^-) - K(t_i) H(t_i) P_k(t_i^-) \quad (6.14)$$

As condições iniciais são dadas por :

$$X_k(t_0) = E \{X(t_0)\} = \hat{X}_0 \quad (6.15)$$

$$P_k(t_0) = E \{ [X(t_0) - \hat{X}_0] [X(t_0) - \hat{X}_0]^T \} = P_0 \quad (6.16)$$

A figura 6.2 é o diagrama de bloco do filtro de Kalman discreto. O modelo matemático do sistema na estrutura do filtro gera $X_k(t_i^-)$, que é a melhor previsão dos estados em t_i , antes que as medidas $Z(t_i)$ em $t = t_i$ sejam processadas. Além disto, esse mesmo modelo do sistema permite a geração de $[H(t_i) X_k(t_i^-)]$, que é a melhor previsão que as medidas $Z(t_i)$ terão em t_i antes que $Z(t_i)$ seja realmente adquirida. As entradas do filtro de Kalman são entradas determinísticas $U(t_i)$, assim como as medidas $Z(t_i)$. A medida residual $r(t_i)$ é a diferença entre a medida real $Z(t_i)$ e sua melhor previsão $[H(t_i) X_k(t_i^-)]$, isto é:

$$r(t_i) = Z(t_i) - H(t_i) X(t_i^-) \quad (6.17)$$

Após a medida residual ser calculada, ela passa através de uma ótima matriz de ganhos $K(t_i)$ para produzir um termo de correção a ser adicionado a $X(t_i^-)$, obtendo desta forma $X(t_i^+)$. Deste modo, completa-se a estrutura previsão-correção do filtro de Kalman.

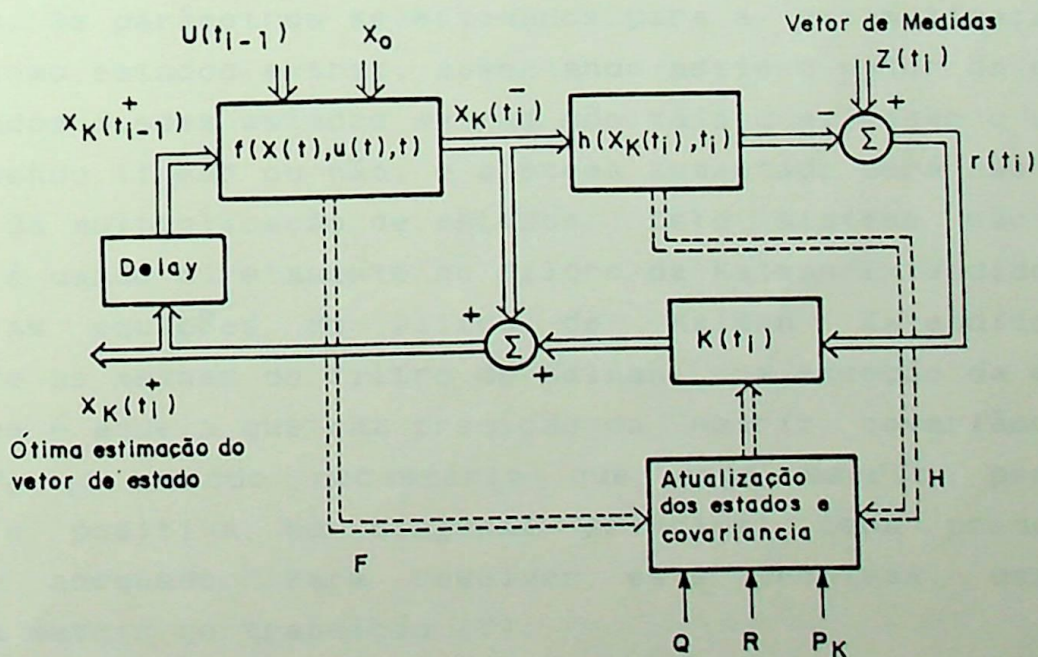


Fig. 6.2 - Diagrama de blocos do filtro de Kalman

Para especificar completamente o filtro de Kalman, é necessário definir a estrutura do modelo do sistema e a descrição estatística das incertezas do modelo. A estrutura é estabelecida por $f(X_k(t_i), U(t_i), t_i)$, $H(t_i)$ e $G(t_i)$ sobre o intervalo de tempo de interesse; as incertezas são especificadas por \hat{X}_0 , P_0 e as matrizes $Q(t_i)$ e $R(t_i)$ sobre o período de tempo de interesse.

6.3 - Filtro de Kalman Extendido

Para a utilização do filtro de Kalman em sistemas não-lineares, é necessário, primeiro, linearizar o sistema sobre uma trajetória de estado normal ou auxiliar para produzir um modelo de perturbação linear. O filtro de Kalman é então usado para estimar a perturbação dos estados, e estes são combinados com estados auxiliares para produzirem os estados do sistema não-linear. Quando o estado auxiliar é feito igual a mais recente estimação do filtro de Kalman, este procedimento é conhecido como filtro de Kalman Extendido. O filtro de Kalman Extendido pode ser aplicado como estimador de estado para sistemas não-lineares.

Muito importante é a capacidade do filtro de Kalman Extendido de realizar uma estimação combinada de estados e parâmetros. Os parâmetros selecionados para a estimatimação são tratados como estados extras, aumentando assim o vetor de estado. Os resultados desses estados extras são tais que, mesmo o sistema original sendo linear ou não, o sistema aumentado será não-linear por causa da multiplicação de estados. Este sistema não-linear aumentado é usado diretamente no filtro de Kalman Extendido.

As equações do filtro de Kalman Extendido são basicamente as mesmas do filtro de Kalman, com exceção da equação (6.10), que é aquela que faz predição da matriz covariância de estados $P_k(t_i)$, sendo necessário que está matriz permaneça simétrica e positiva na diagonal principal para produzir o desempenho adequado. Para resolver este problema, usa-se a técnica da matriz de transição [7]:

$$P_k(t_{i+1}^-) = \Phi(t_{i+1}, t_i) P(t_i^+) \Phi^T(t_{i+1}, t_i) + Q_d(t_{i+1}, t_i) \quad (6.18)$$

onde:

$$Q_d(t_{i+1}, t_i) = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \Phi(t_{i+1}, \tau) Q(\tau) \Phi^T(t_{i+1}, \tau) d\tau \quad (6.19)$$

$\Phi(t_{i+1}, \tau)$ denota a matriz de transição de estado associada com F para todo $\tau \in [t_i, t_{i+1}]$. $Q_d(t_i, t_{i+1})$ é calculado por aproximação usando a integração trapezoidal:

$$Q_d(t_{i+1}, t_i) = [\Phi(t_{i+1}, t_i) Q \Phi^T(t_{i+1}, t_i) + Q] h/2 \quad (6.20)$$

Esta forma é mais atrativa, deste modo tem-se:

$$\Phi(t_{i+1}, t_i) = I + F h \quad (6.21)$$

As equações descritas acima completam o conjunto de equações do filtro de Kalman Extendido.

6.4 - Ajuste do filtro de Kalman

O passo crítico no projeto do filtro de Kalman é a obtenção dos valores dos parâmetros do filtro, especificados pelo estado inicial \hat{X}_0 e as matrizes covariância P_0 , Q e R . Este processo é chamado de ajuste e envolve um conhecimento interativo para determinar os coeficientes que produzam o melhor desempenho possível na estimação.

A matriz covariância de ruídos Q considera imprecisões para o modelo os distúrbios do sistema e, os ruídos introduzidos nas medidas de tensão. Os erros de arredondamento e truncamento nos cálculos, devidos ao tamanho fixo da palavra do processador na simulação, podem prejudicar o desempenho do filtro e são considerados como fontes adicionais de ruído do sistema. A covariância de ruído R , por outro lado, reflete os ruídos introduzidos nas medidas de corrente.

Modificando as matrizes de covariância, Q e R , afeta-se a duração dos transitórios e a operação em estado estacionário do filtro. Um aumento de Q indica um forte ruído no acionamento do sistema ou aumento nas incertezas do modelo. Isto aumentará os

valores dos elementos da covariância de estado. Os ganhos do filtro aumentarão balanceando as medidas mais rapidamente, e o desempenho transitório do filtro é rápido. Similarmente, quando existe o aumento da covariância R , indica-se que as medidas estarão submetidas a um forte ruído, o qual deve ser anulado pelo filtro. Conseqüentemente, os valores dos ganhos da matriz K irão decrescer, e a performance transitória será lenta.

Para a matriz covariância de estado inicial P_0 , a diagonal representa variâncias ou erro mínimo quadrático no conhecimento das condições iniciais. A variação de P_0 produz uma diferença na amplitude das características transitórias. A duração do transitório será a mesma, e as condições em estado estacionário não serão afetadas.

As matrizes covariância Q , R e P_0 são assumidas como a diagonal principal quando não existem informações suficientes para determinar os valores fora da diagonal.

6.5 - Filtro de Kalman Extendido aplicado na estimação de estados e parâmetros do MIT

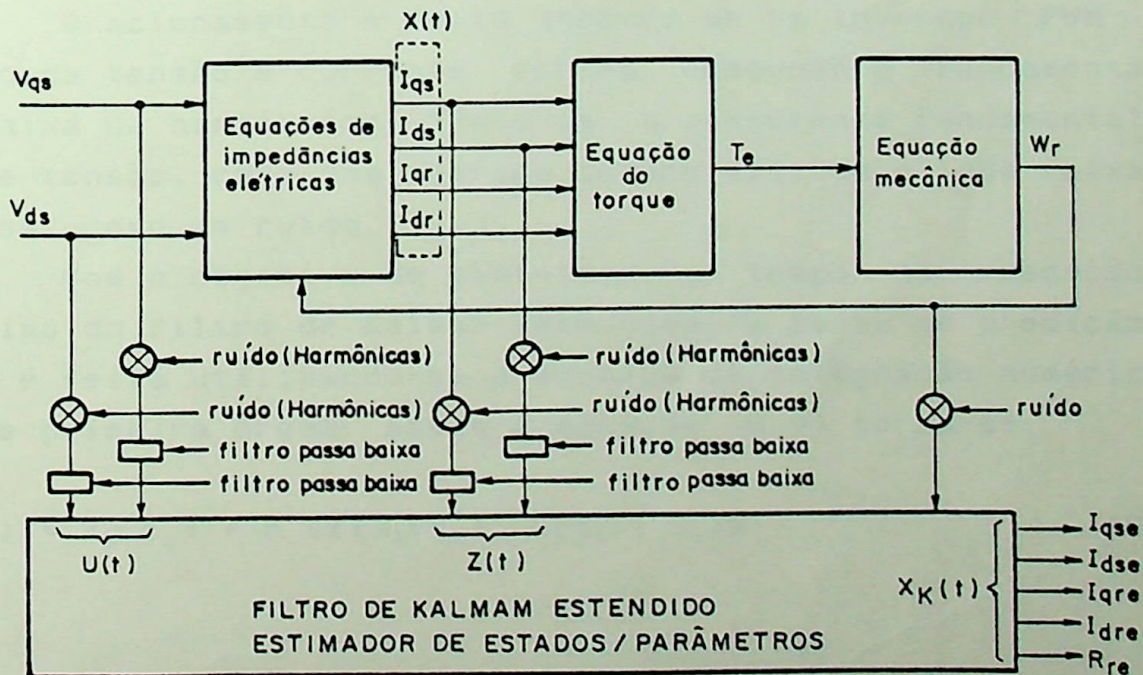


Fig. 6.3 - Aplicação do filtro de Kalman extendido estimando estados/parâmetro do MIT

A fig. 6.3 ilustra o funcionamento do filtro de Kalman Extendido, operando em paralelo ao MIT, para a estimação de estados e da resistência rotórica, que é de maior interesse no desempenho do controle vetorial.

O modelo do comportamento dinâmico do MIT, descrito no capítulo 2, é adequado para a modelagem das expressões matemáticas do filtro de Kalman Extendido, que satisfaça as necessidades estimativas mencionadas nos itens anteriores.

Como foi comentado anteriormente, os parâmetros do sistema a serem estimados podem ser transformados em um estado extra. Desta forma, transformando a resistência rotórica em estado (matemático) auxiliar, as variáveis de estado do filtro de Kalman Extendido são definidas como:

$$\begin{bmatrix} X_{k1}(t_i) \\ X_{k2}(t_i) \\ X_{k3}(t_i) \\ X_{k4}(t_i) \\ X_{k5}(t_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{qse}^s(t_i) \\ I_{dse}^s(t_i) \\ I_{qre}^s(t_i) \\ I_{dre}^s(t_i) \\ R_{re}(t_i) \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

O acionamento é feito através de um inversor PWM cujo espectro da tensão e corrente contém componente fundamental e larga faixa de harmônicos. Trata-se, a componente fundamental do sinal de tensão, como uma entrada determinística e toda faixa de hamônicos, como um ruído.

Com o objetivo de minimizar o tempo na execução do algoritmo do filtro de Kalman Extendido, a parte de predição de estados é feita utilizando-se a técnica da integração numérica de Euler de primeira ordem. Assim a equação (6.9) torna-se:

$$X_k(t_{i+1}^-) = X_k(t_i^+) + h \langle f[X_k(t_i^+), U(t_i), t_i] \rangle \quad (6.23)$$

onde:

$$f[X_k(t_i^+), U(t_i), t_i] = [f_1(t), f_2(t), f_3(t), f_4(t), f_5(t)]^T = \quad (6.24)$$

$$= a_o \begin{bmatrix} -R_s L_r x_1 - M^2 w_r x_2 + M x_5 x_3 - L_r M w_r x_4 + L_r V_{qs}^s \\ M^2 w_r x_1 - R_s L_r x_2 + L_r M w_r x_3 + M x_5 x_4 + L_r V_{ds}^s \\ R_s M x_1 + L_s M w_r x_2 - L_s x_5 x_3 + L_s L_r w_r x_4 - M V_{qs}^s \\ -L_s M w_r x_1 + R_s M x_2 - L_s L_r w_r x_3 - L_s x_5 x_4 - M V_{ds}^s \\ x_5 \end{bmatrix}$$

$$a_o = \frac{1}{L_s L_r - M^2} \quad (6.25)$$

O vetor de ruídos e a matriz de entrada de ruídos do sistema são:

$$w(t) = \begin{bmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$G(t) = a_o \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

V_{qs}^s e V_{ds}^s são as componentes fundamentais dos sinais de tensões PWM (filtradas), e $w_1(t)$ e $w_2(t)$ são a faixa de harmônicos contidos nas tensões devido à alimentação por inversor PWM.

O modelo de medida discreto é

$$Z(t_i) = h [X(t_i), t_i] + V(t_i) \quad (6.28)$$

onde :

$$h(t_i) = \begin{bmatrix} I_{qs}^s(t_i) \\ I_{ds}^s(t_i) \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

Assume-se que $V(t_i)$ é um vetor ruído que inclui a faixa de harmônicos nas correntes do motor, devido à alimentação por inversor PWM, e ruídos na medida.

Da equação (6.11) F pode ser definida por:

$$F = \frac{\partial f [X_k(t), U(t), t]}{\partial X_k} \Bigg|_{X_k = X_k(t/t_i)} \quad (6.30)$$

logo:

$$F = a_0 \begin{bmatrix} -R_s L_r & -M^2 w_r & M x_5 & -L_r M w_r & M x_3 \\ M^2 w_r & -R_s L_r & L_r M w_r & M x_5 & M x_4 \\ R_s M & L_s M w_r & -L_s x_5 & L_s L_r w_r & -L_s x_3 \\ -L_s M w_r & R_s M & -L_s L_r w_r & -L_s x_5 & -L_s x_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

H é dada por:

$$H = \frac{\partial h [X_k(t), U(t), t]}{\partial X_k} \Bigg|_{X_k = X_k(t/t_i)} \quad (6.31)$$

assim :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

através das equações (6.20) e (6.21) obtém-se os respectivos valores de Q_d e Φ . Com o conhecimento destas equações e com o ajuste adequado nos parâmetros do filtro, é possível conseguir a melhor estimação da resistência rotórica e das correntes do MIT.

6.6 - Simulação e resultados

A fig. 6.4 mostra o procedimento de cálculo do Filtro de Kalman Extendido. O programa que realiza esta simulação encontra-se no apêndice V. Os parâmetros do filtro considerados para a simulação, são:

$$Q = 0.1 I(5); \quad R = 0.05 I(2); \quad P_0 = 5 I(5);$$

onde:

$I(5)$ - matriz identidade (5 x 5)

$I(2)$ - matriz identidade (2 x 2)

as condições iniciais, são:

$$X_{k1}(t_0) = 0$$

$$X_{k2}(t_0) = 0$$

$$X_{k3}(t_0) = 0$$

$$X_{k4}(t_0) = 0$$

$$X_{k5}(t_0) = 0.2$$

Os valores de $X_{k1}(t_0)$, $X_{k2}(t_0)$, $X_{k3}(t_0)$, $X_{k4}(t_0)$ são zero porque no início do processo o motor está parado, $X_{k5}(t_0) = 0.2$ para mostrar que o filtro de Kalman Extendido fará uma ótima estimação do valor real, no caso $R_r = 0.45$ [Ω], mesmo com um valor fornecido com um erro superior a 50 % e a velocidade variando, pois o motor está acelerando. O erro percentual é dado por:

$$\text{Erro} = [(R_r - R_{re}) / R_r] \times 100 \quad (6.32)$$

As figuras 6.5 e 6.6 mostram as curvas das tensões V_{qsf} e V_{dsf} na entrada do filtro. Já na figuras 6.7 e 6.8 têm-se as curvas das correntes de entrada do filtro, I_{qsf} e I_{dsf} . Ambas, tensões e correntes, são filtradas para não causarem descontinuidade na entrada do filtro. Na figura 6.9 está a curva da velocidade medida multiplicada pelo número de pares de pólos, pronta para ser aplicada no modelo. Nota-se que à velocidade não foram adicionados ruídos.

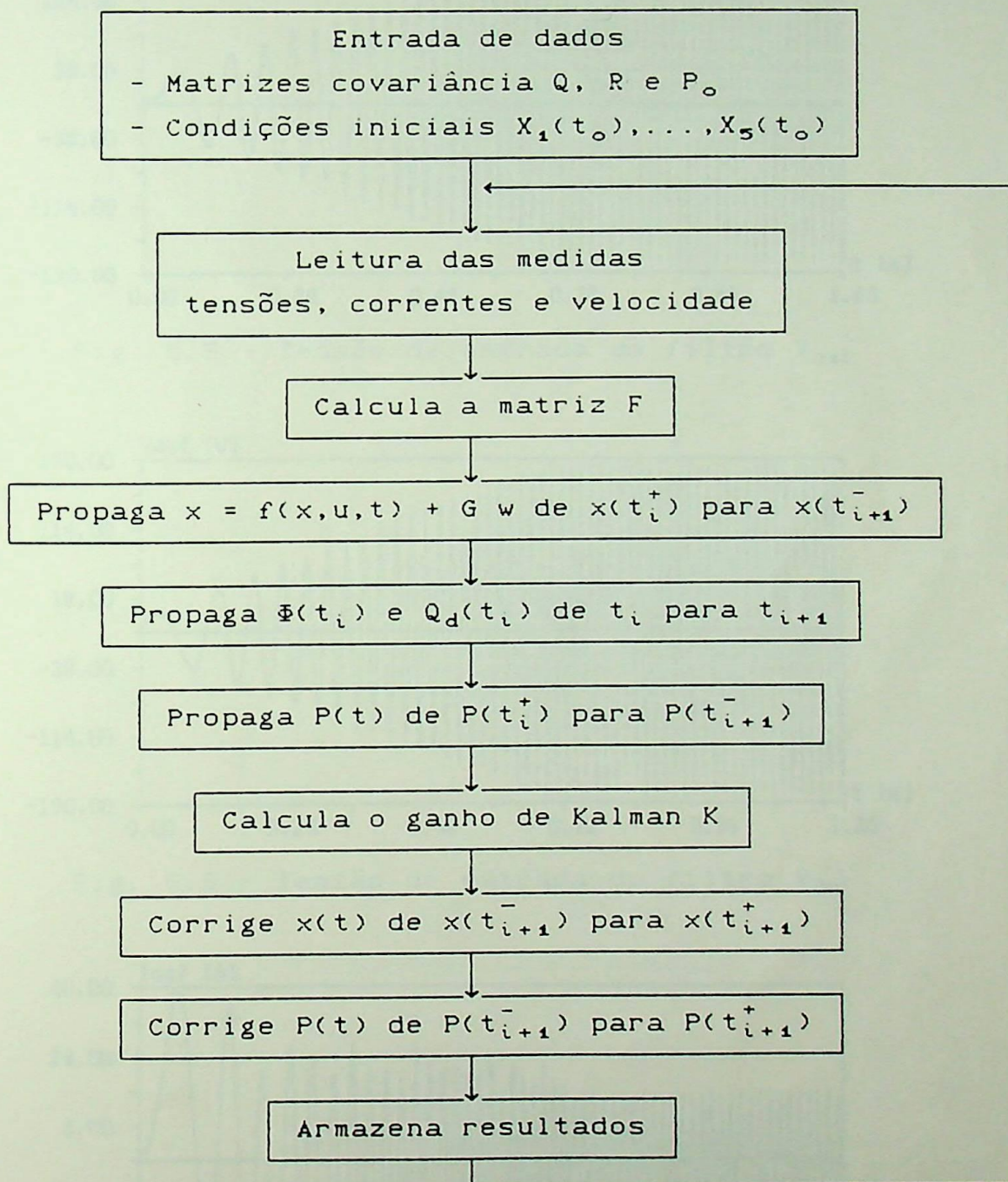


Fig. 6.4 - Procedimento de cálculo do filtro de Kalman Extendido

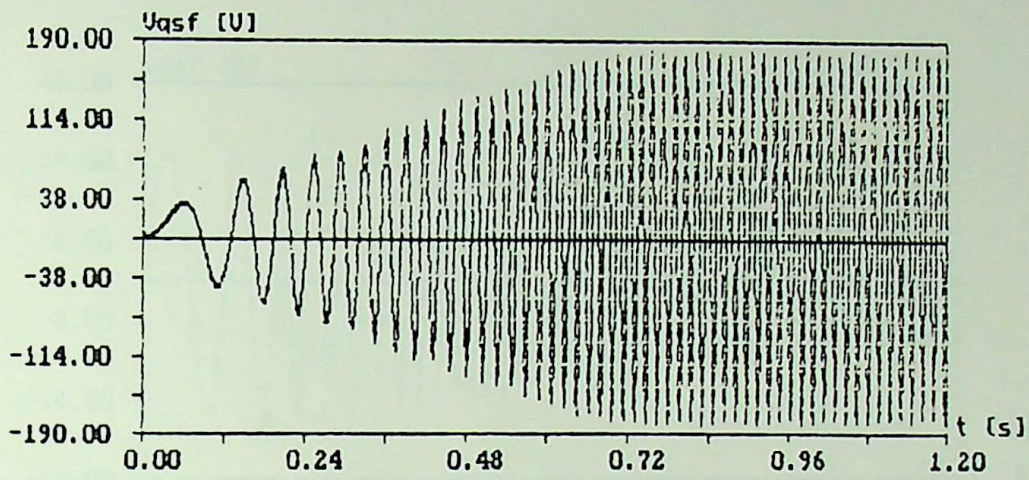


Fig. 6.5 - Tensão de entrada do filtro V_{qs}

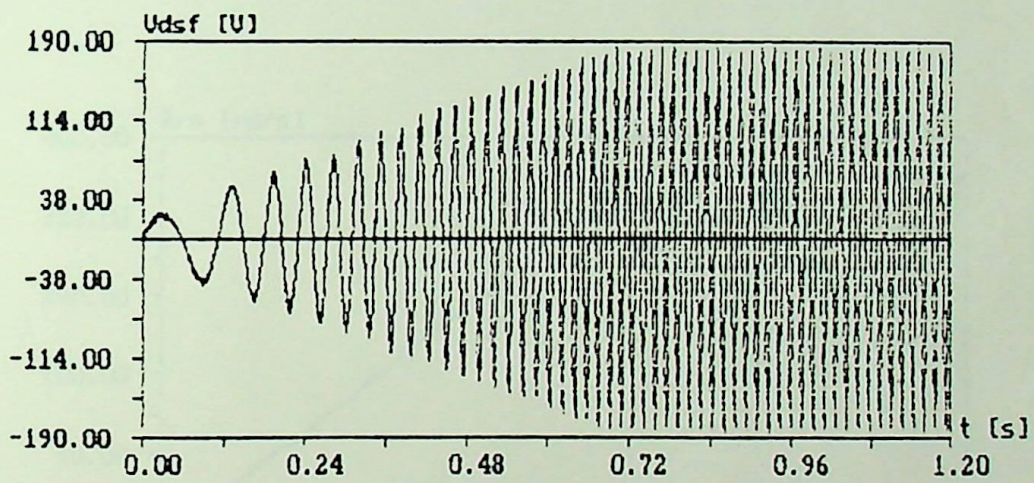


Fig. 6.6 - Tensão de entrada do filtro V_{ds}

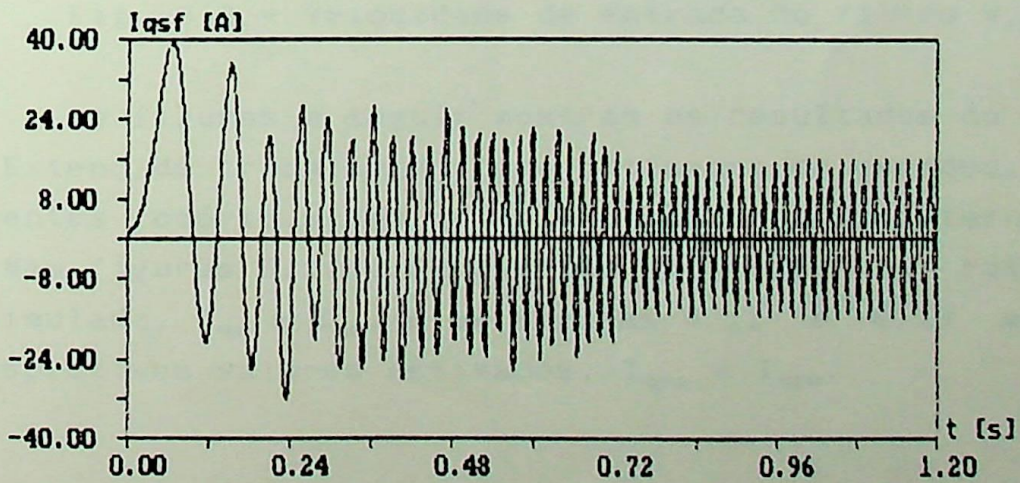
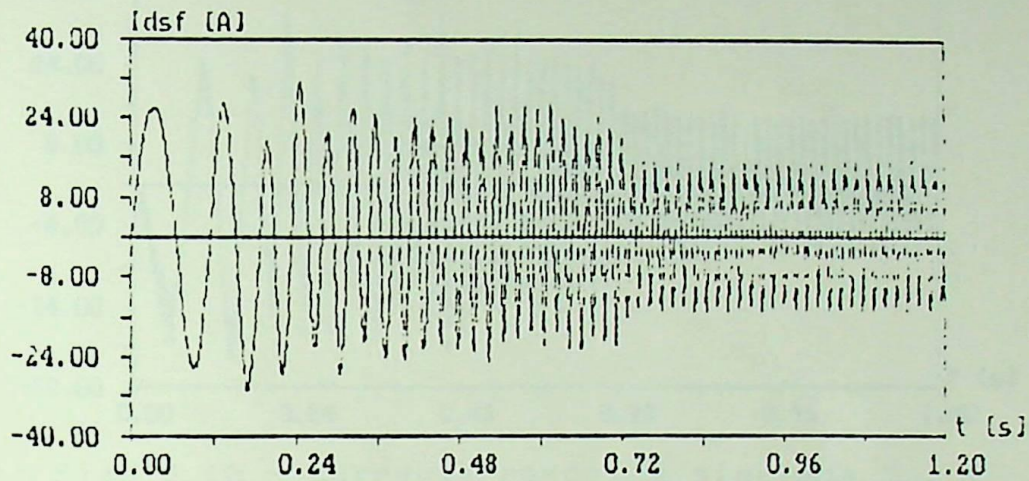
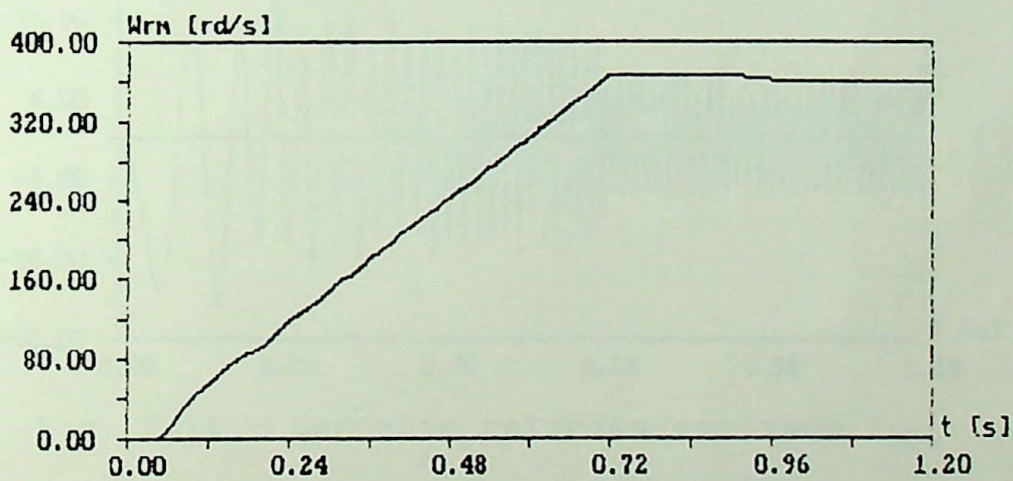


Fig. 6.7 - Corrente de entrada do filtro I_{qs}

Fig. 6.8 - Corrente de entrada do filtro I_{dsf} Fig. 6.9 - Velocidade de entrada do filtro W_{rm}

As figuras a seguir mostram os resultados do filtro de Kalman Extendido trabalhando como estimador de estados, estimando as correntes rotóricas, as quais não são medidas externamente ao motor. Nas figuras 6.10 e 6.12 estão as correntes rotóricas do motor simulado, I_{qr} e I_{dr} , e as figuras 6.11 e 6.13 mostram os seus respectivos valores estimados, I_{qre} e I_{dre} .

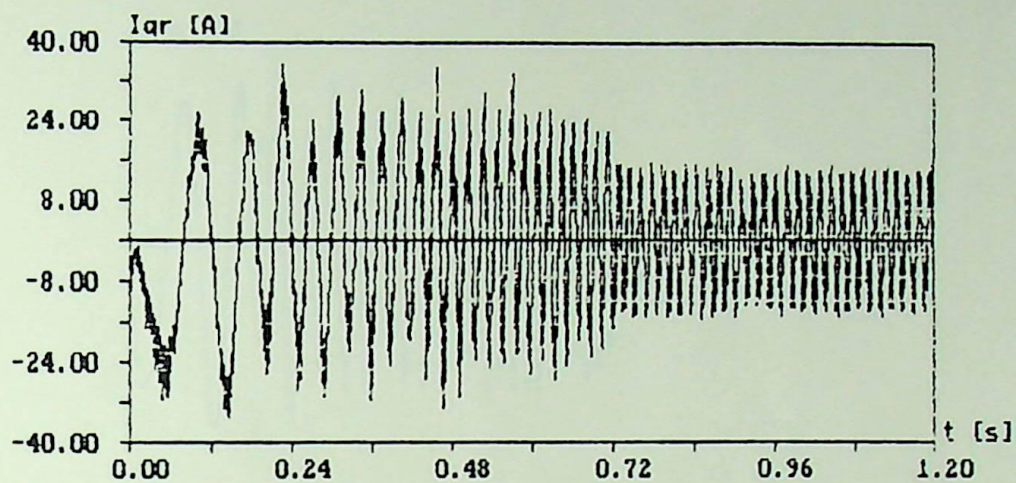


Fig. 6.10 - Corrente rotórica simulada I_{qr}

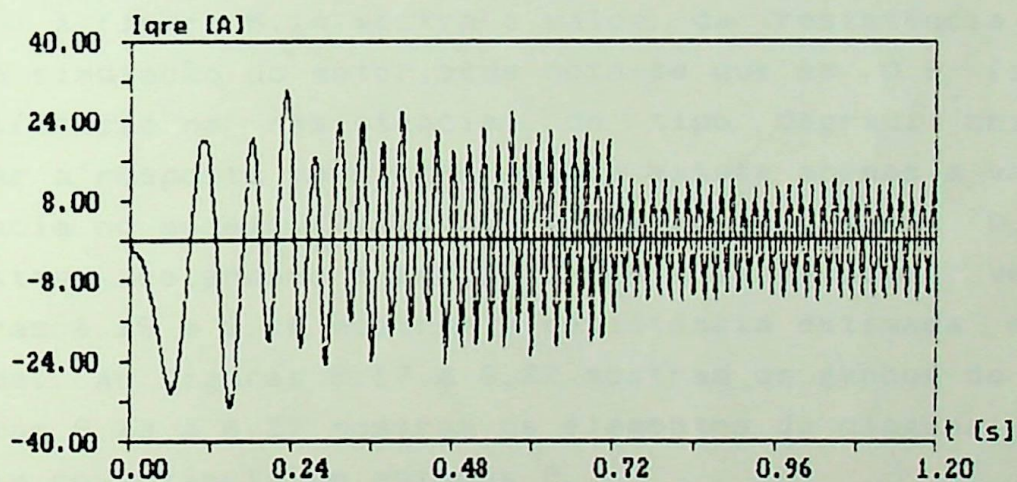


Fig. 6.11 - Corrente rotórica estimada I_{qre}

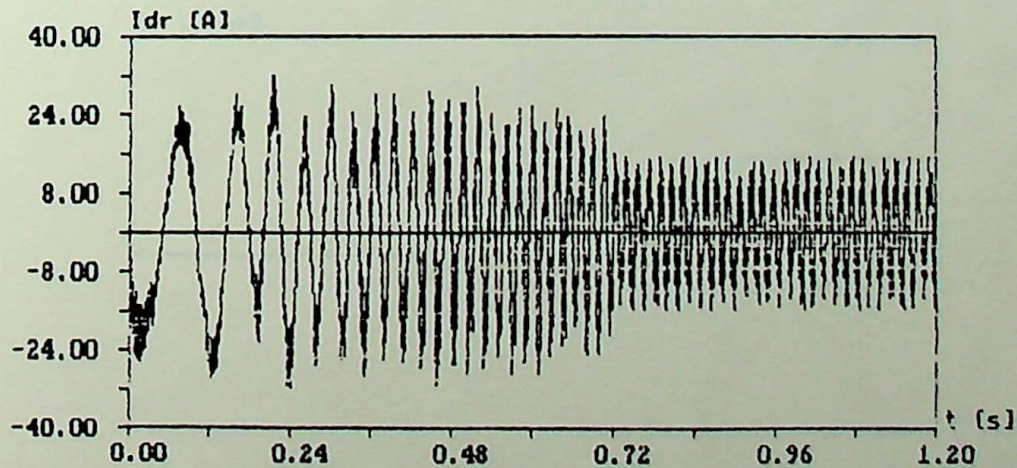


Fig. 6.12 - Corrente rotórica simulada I_{dr}

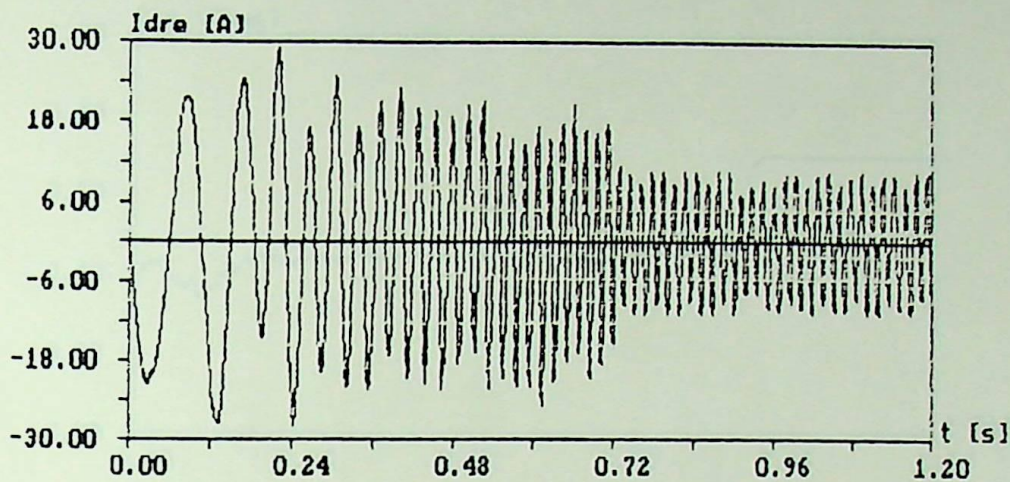


Fig. 6.13 - Corrente rotórica estimada I_{dre}

A figura 6.14 mostra o valor da resistência rotórica usada na simulação do motor, onde nota-se que em 0.9 [s] existe uma modificação na resistência, do tipo degrau, criada para verificar a resposta do filtro quando existe apenas a variação da resistência no modelo, visto que no tempo anterior a 0.7 [s] o motor estava acelerando e havia também a variação da velocidade. As figuras 6.15 e 6.16 mostram a resistência estimada e o erro percentual. As figuras 6.17 a 6.22 mostram os ganhos do filtro, e as figuras 6.23 a 6.27 mostram os elementos da diagonal principal da matriz covariância de estados P .

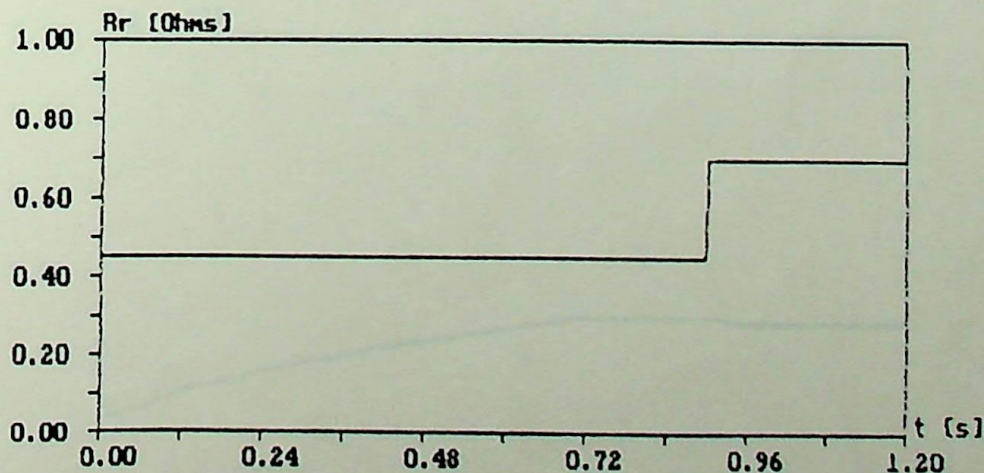


Fig. 6.14 - Resistência rotórica da simulação R_r

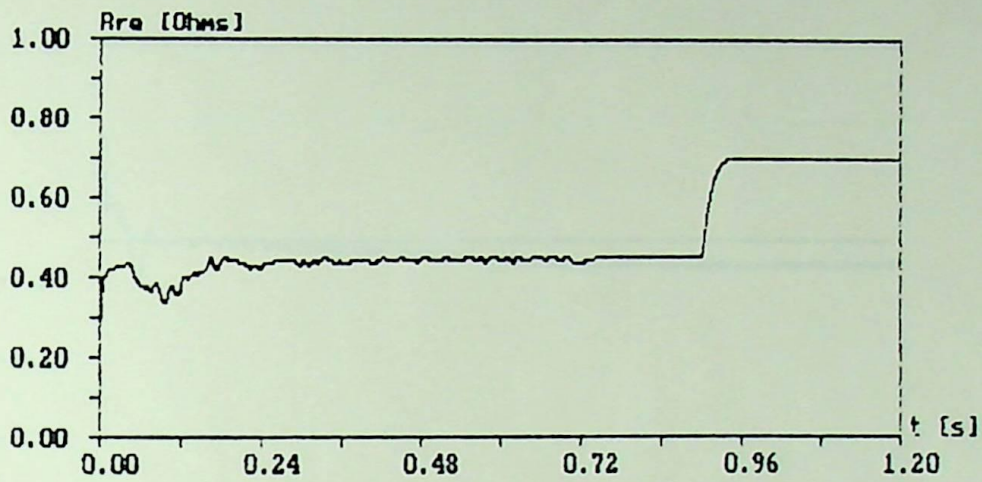


Fig. 6.15 - Resistência rotórica estimada R_{re}

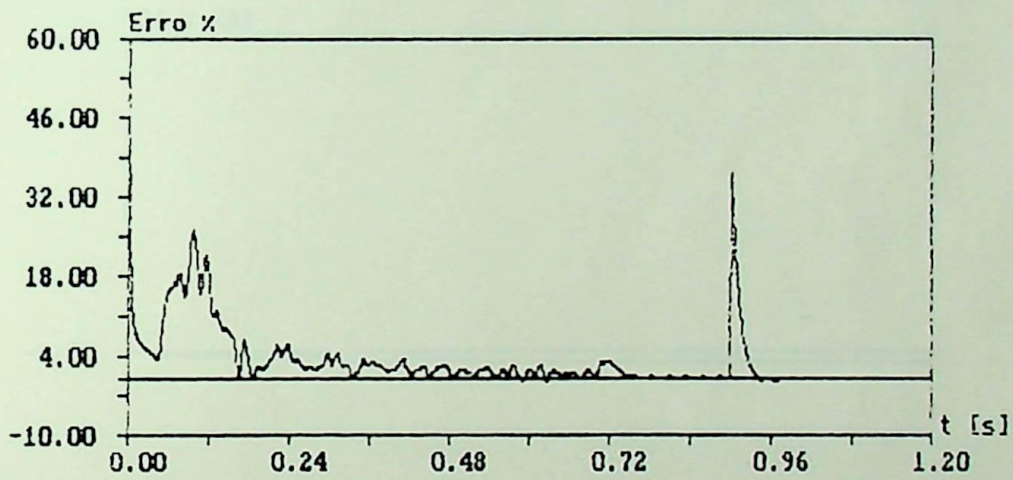


Fig. 6.16 - Erro percentual da resistência estimada

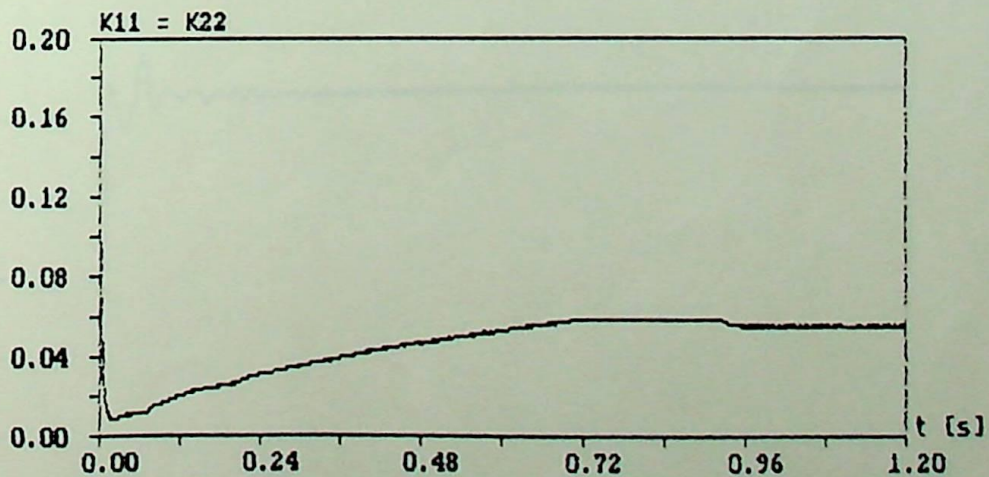


Fig. 6.17 - Ganho do filtro de Kalman extendido

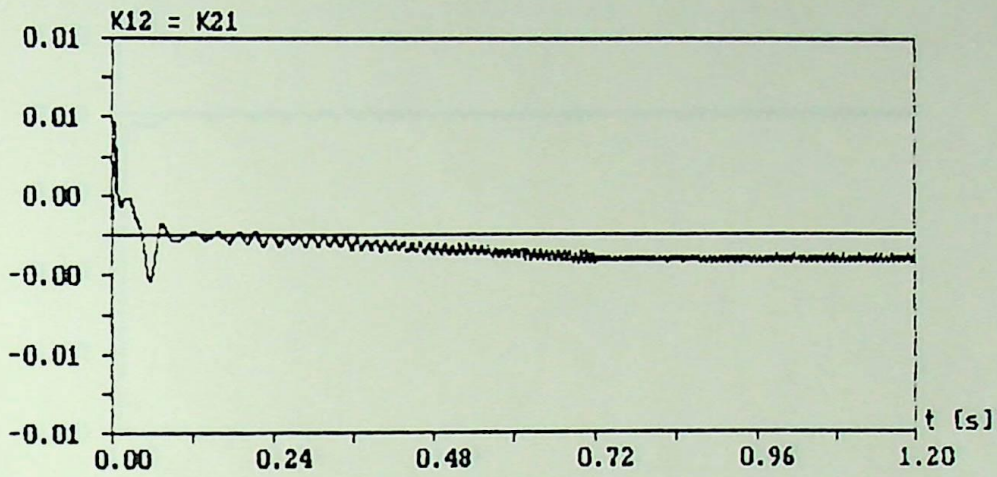


Fig. 6.18 - Ganho do filtro de Kalman extendido

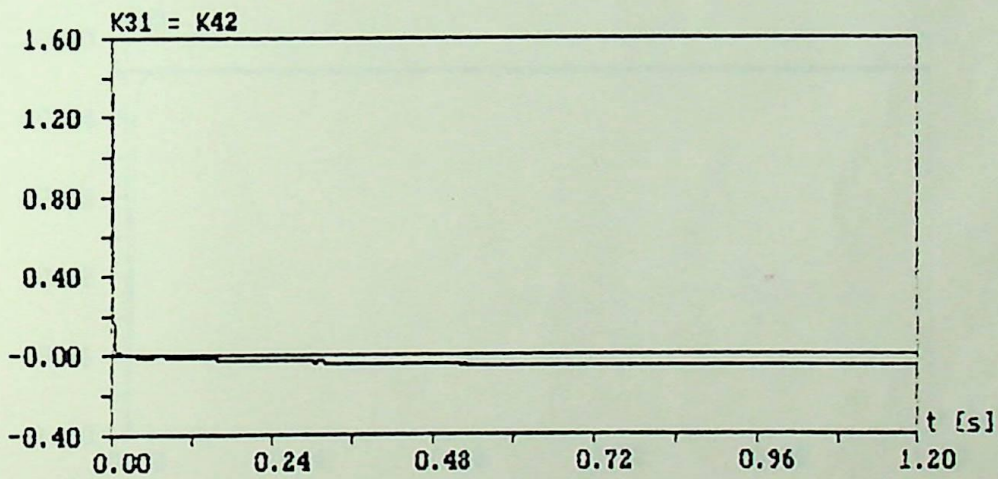


Fig. 6.19 - Ganho do filtro de Kalman extendido

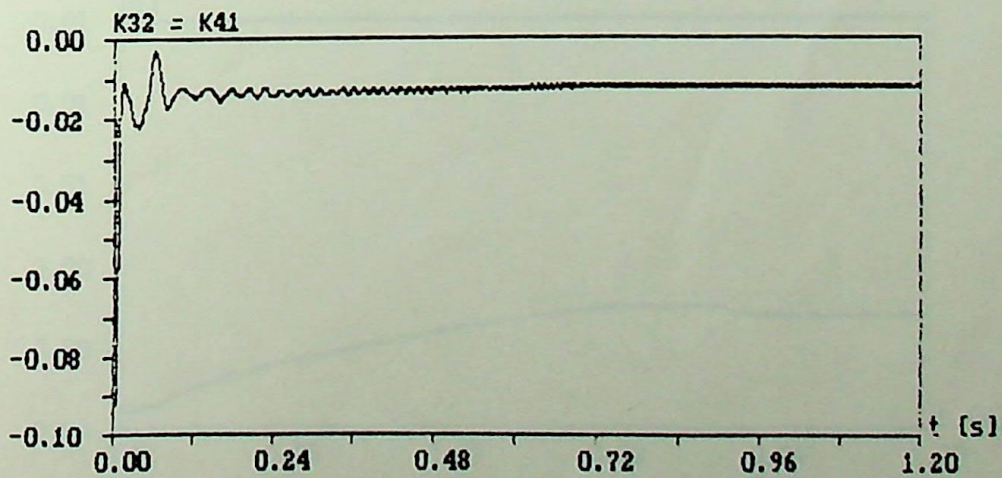


Fig. 6.20 - Ganho do filtro de Kalman extendido

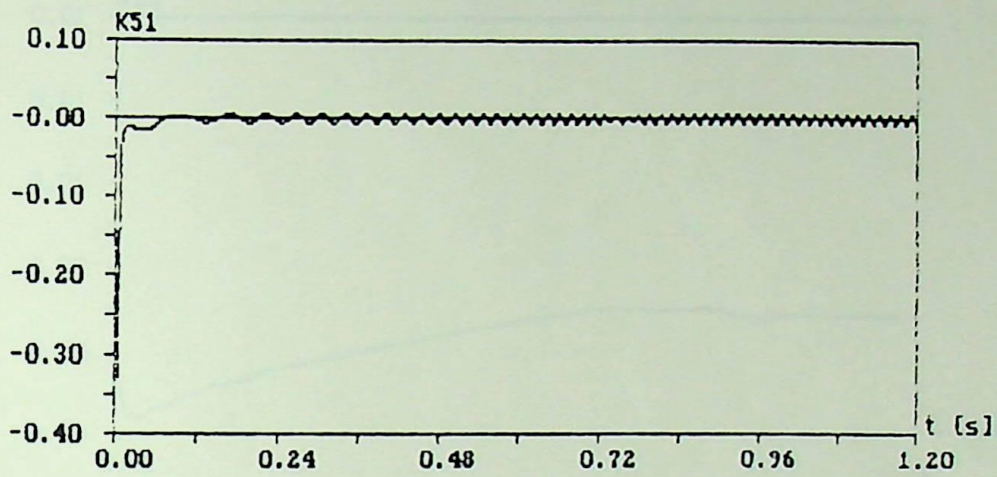


Fig. 6.21 - Ganho do filtro de Kalman extendido

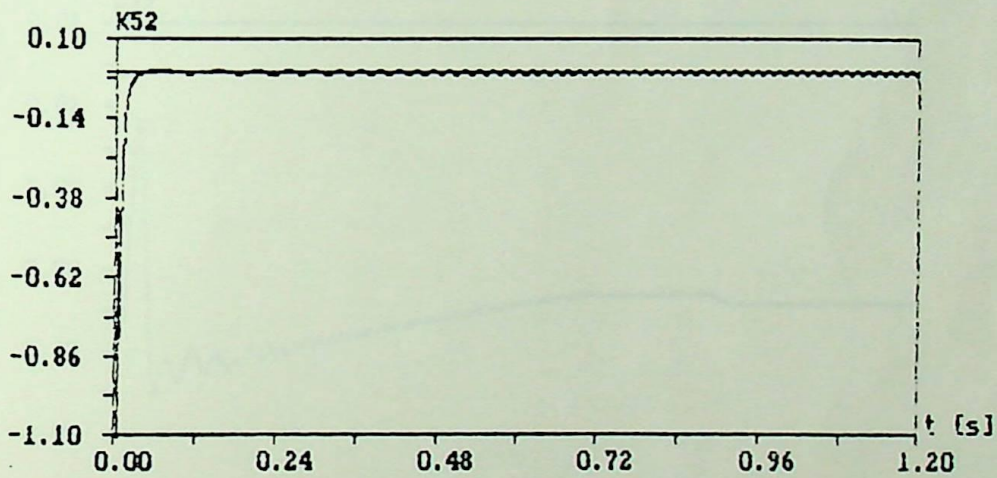


Fig. 6.22 - Ganho do filtro de Kalman extendido

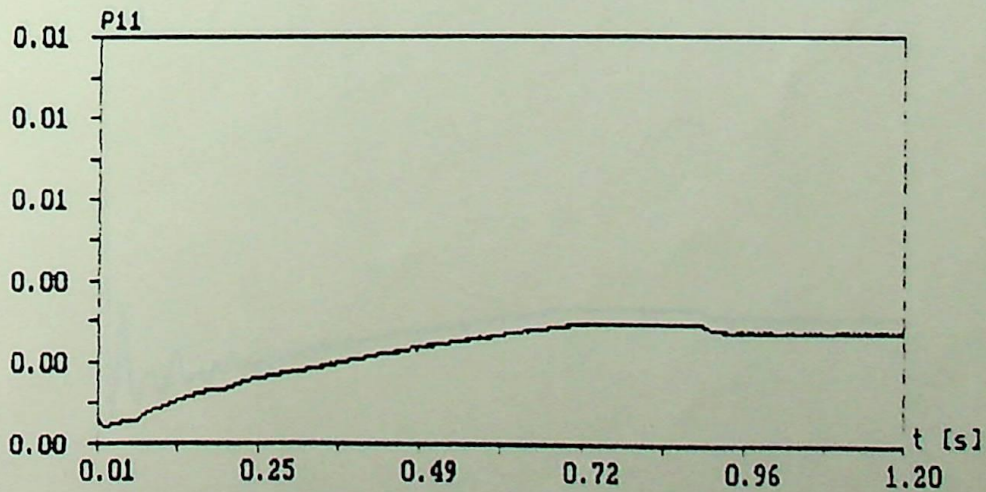


Fig. 6.23 - Elemento P_{11} da matriz covariância P

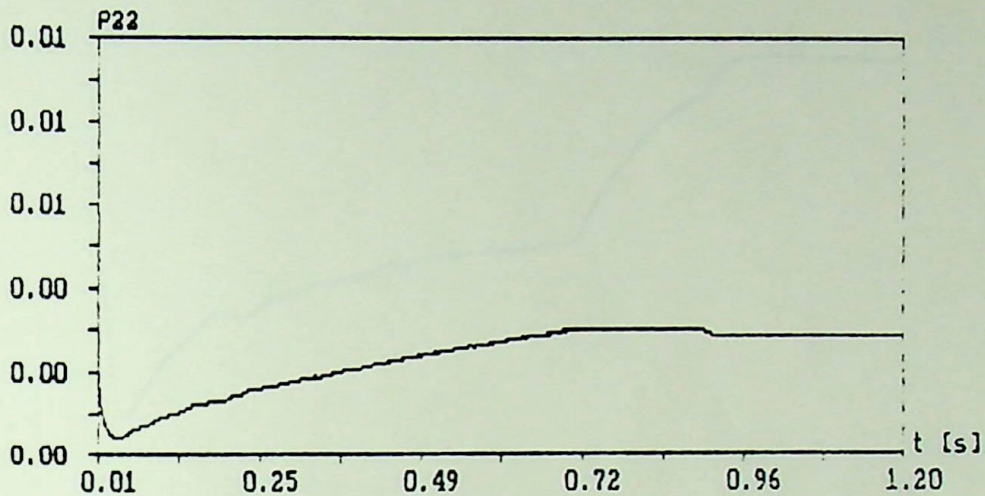


Fig. 6.24 - Elemento P_{22} da matriz covariância P

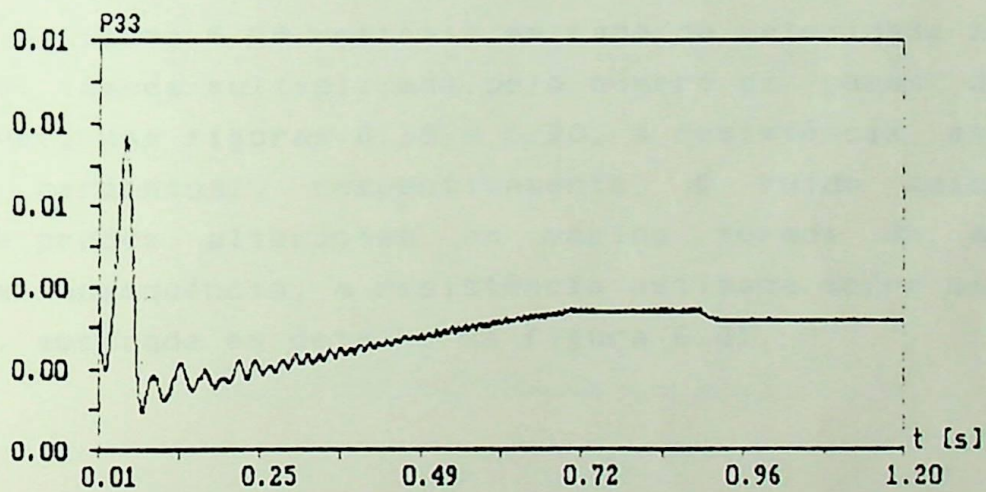


Fig. 6.25 - Elemento P_{33} da matriz covariância P

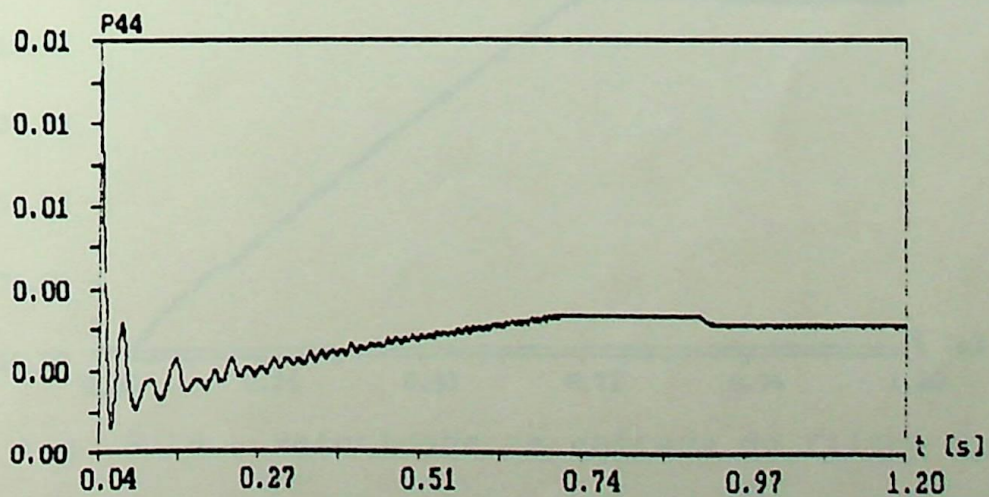


Fig. 6.26 - Elemento P_{44} da matriz covariância P

Fig. 6.27 - Elemento P_{55} da matriz covariância P

A figura 6.28 mostra a entrada de velocidade adicionada a um ruído, também multiplicada pelo número de pares de pólos. Podem-se ver, nas figuras 6.29 e 6.30, a resistência estimada e seu erro percentual, respectivamente. O ruído adicionado a velocidade produz alterações em vários termos da matriz do modelo. Em consequência, a resistência estimada sofre uma pequena oscilação, mostrada em detalhe na figura 6.31.

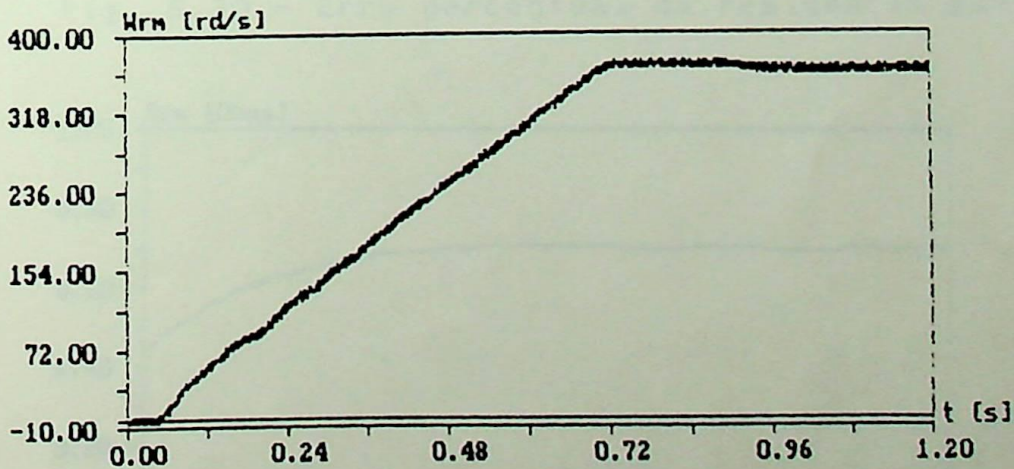
Fig. 6.28 - Velocidade de entrada do filtro W_{rm}



Fig. 6.29 - Resistência rotórica estimada R_{re}

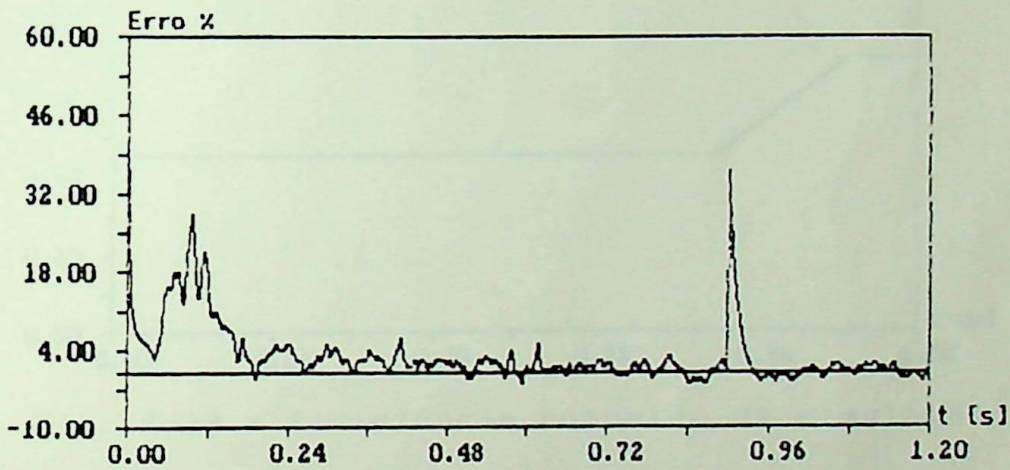


Fig. 6.30 - Erro percentual da resistência estimada

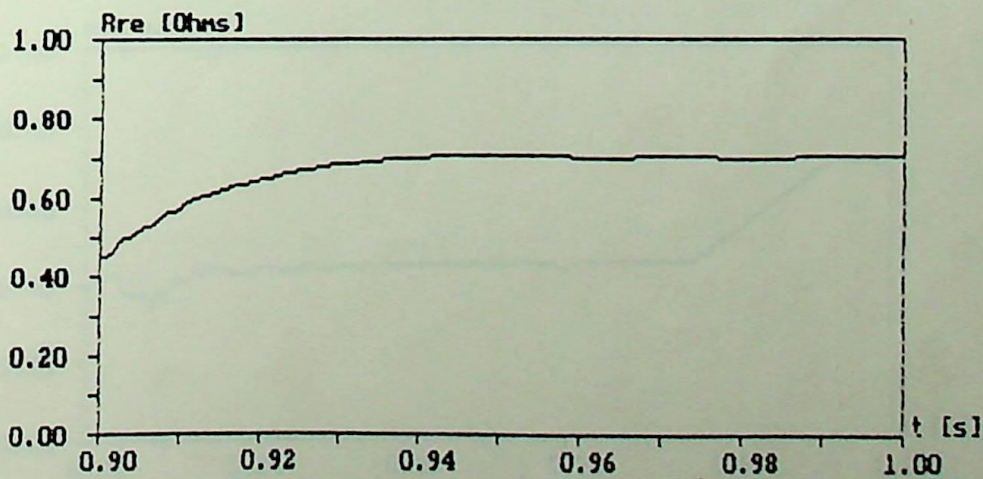


Fig. 6.31 - Detalhe expandido da resistência estimada

A figura 6.33 mostra a resistência estimada quando a resistência rotórica do motor tem uma variação linear, de acordo com a figura 6.32, e a figura 6.34 mostra o erro percentual da estimação. Já na figura 6.35 tem-se uma mudança exponencial da resistência rotórica do motor. A figura 6.36 mostra seu valor estimado e a figura 6.37 o respectivo erro percentual. Nesses dois casos, não se adicionaram ruídos à velocidade. Pode-se notar que, em todos os tipo de variação da resistência rotórica do motor, o filtro de Kalman Extendido realizou uma ótima estimação, mesmo quando se adicionou ruído na leitura da velocidade.

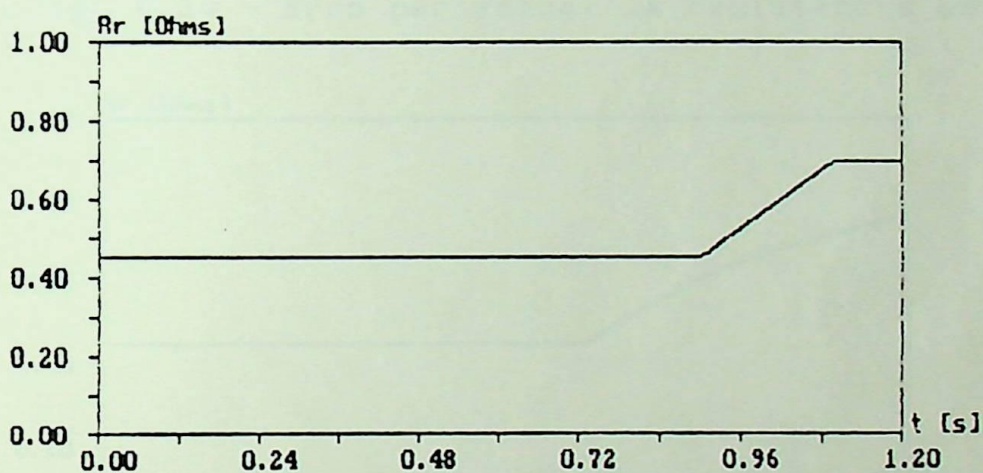


Fig. 6.32 - Resistência rotórica da simulação R_r

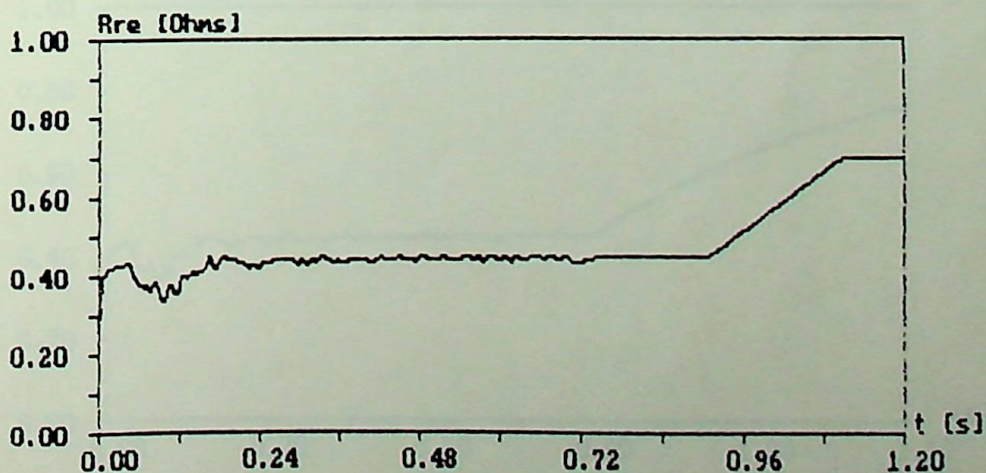


Fig. 6.33 - Resistência rotórica estimada R_{re}

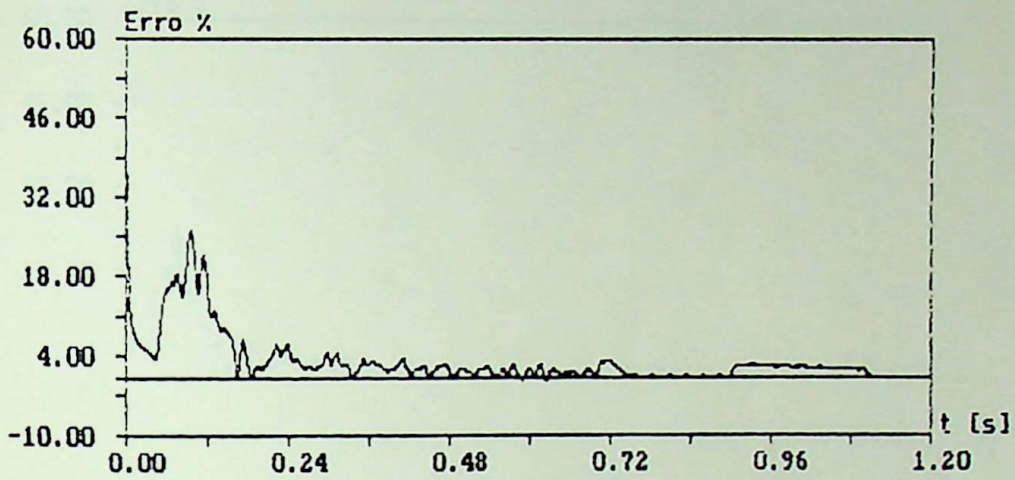


Fig. 6.34 - Erro percentual da resistência estimada

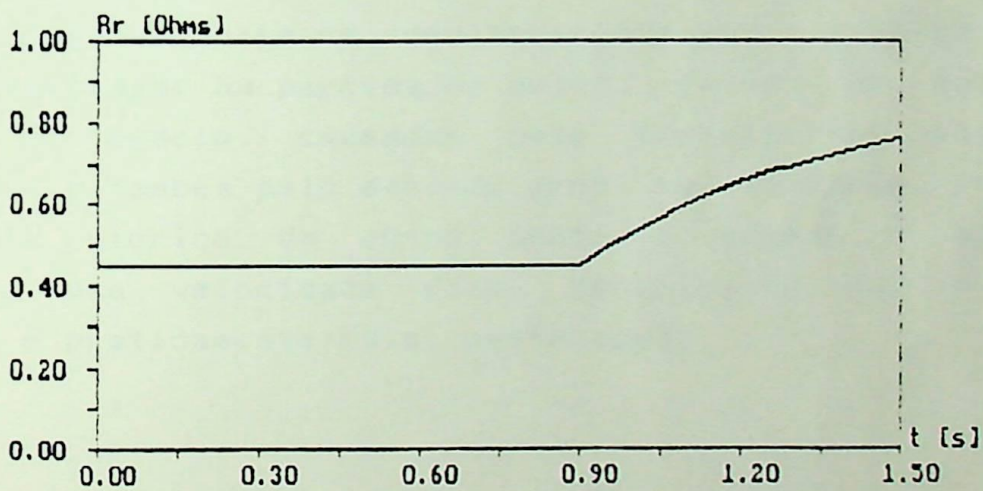


Fig. 6.35 - Resistência rotórica da simulação R_r

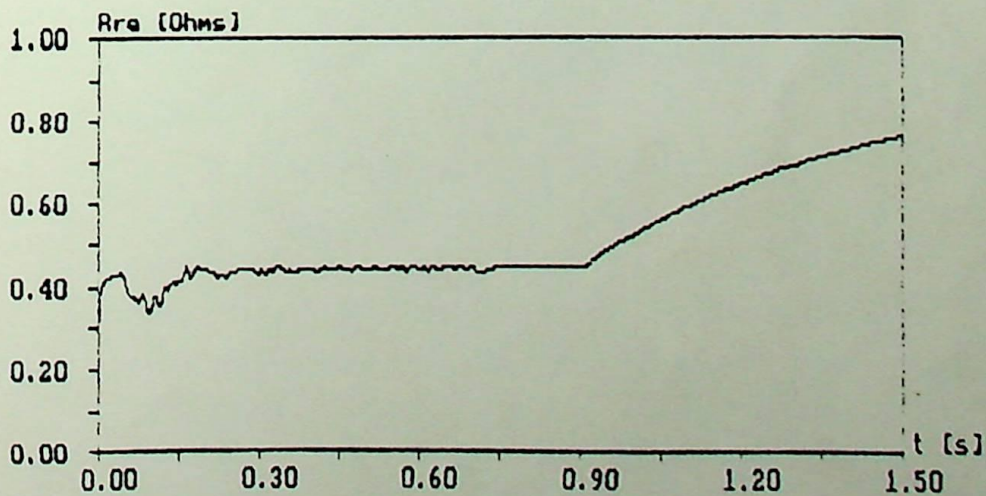


Fig. 6.36 - Resistência rotórica estimada R_{re}

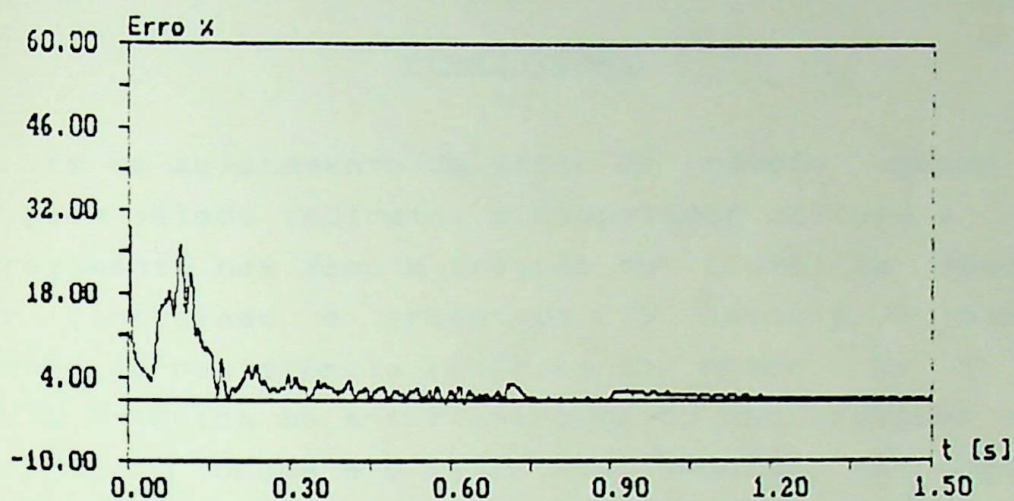


Fig. 6.37 - Erro percentual da resistência estimada

Observando-se os resultados obtidos, nota-se um erro maior na estimação na partida do motor, devido às modificações sofridas no modelo, causadas pelo transitório inicial do acionamento e também pelo elevado erro na condição inicial da resistência rotórica. Um outro ponto é quando o motor está operando a uma velocidade fixa. Verifica-se que o erro da estimação é praticamente nulo, neste caso.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES

Em um acionamento de motor de indução usando controle vetorial pelo método indireto, o computador calcula a frequência de escorregamento bem como a posição do fluxo da máquina, que pode ser controlado e orientado. O cálculo é baseado no conhecimento da resistência rotórica do motor. Se o valor da resistência rotórica do motor introduzido nas equações de comando for incorreto, o torque e o fluxo da máquina não poderão ser controlados independentemente, e tanto a resposta transitória como a resposta em regime permanente serão prejudicadas. Portanto, a estimação correta da resistência rotórica do motor é essencial para a utilização do controle vetorial no acionamento da máquina de indução.

Os resultados deste trabalho mostram que o filtro de Kalman Extendido pode ser utilizado na estimação da resistência rotórica, quando o motor está operando em condições normais. O filtro de Kalman Extendido utiliza os dados mensuráveis: tensões e correntes do estator e velocidade do motor; considera todos os erros possíveis de medida e imprecisões do modelo, para realizar a estimação conjunta de estados e parâmetros não mensuráveis da máquina.

Para a aplicação do filtro de Kalman foi utilizado uma modelagem adequada do motor de indução, de modo a obter uma ótima previsão do sistema. O método de transformação de eixos dqo foi utilizado com ótimos resultados.

O motor de indução é acionado por um inversor PWM do tipo fonte de tensão, utilizando nove diferentes modos de modulação, fazendo com que o motor de indução tenha um bom desempenho em toda faixa de operação. Um ponto interessante é que o filtro de Kalman Extendido utiliza a larga faixa de componentes harmônicos contidos nas tensões de alimentação, produzidos pelo inversor PWM, para a estimação de estados e de parâmetros.

Um ponto importante para que o filtro de Kalman Extendido faça uma ótima estimação é o ajuste dos parâmetros do

filtro, isto é, das matrizes de covariâncias Q , R e P_k . Nos programas de simulação desenvolvidos, pode-se testar os valores dessas matrizes e estes mesmos valores podem ser utilizados em sistemas reais, com pequenos ajustes.

Nas simulações finais, o valor da resistência rotórica do motor foi modificado de diversas formas. Variações em degrau, linear e exponencial, em todas elas o filtro de Kalman Extendido estimou com boa precisão a resistência rotórica, tanto no transitório como em regime permanente, como se observou nos erros percentuais obtidos.

A estimação da resistência do rotor do motor de indução com o filtro de Kalman Extendido pode melhorar o desempenho do sistema de acionamento com controle vetorial utilizando o método indireto.

Algumas sugestões para futuros trabalhos são:

- Implementação em tempo real do filtro de Kalman Extendido como estimador de estados e parâmetros do motor de indução;
- Implementação em tempo real do filtro de Kalman Extendido no controle vetorial de um motor de indução.

Para estas implementações são necessários:

- Microprocessador DSP (do tipo TMS 320 C 25) para maior velocidade nos cálculos;
- Microprocessador de controle para o inversor PWM;
- Microprocessador de controle para aquisição de dados;
- Inversor PWM com transistores de potência;
- O conjunto motor e carga.

Estes trabalhos fazem parte de nossos planos para dar continuidade a esta dissertação.

APÊNDICE I

Os dados do motor utilizado nas simulações são:

tensão	: 230 [V]
frequência	: 60 [Hz]
potência	: 2 [kW]
número de pares de polos	: 2
resistência do estator R_1	: 0,49 [Ω]
resistência do rotor R_2	: 0,45 [Ω]
auto-indutância do estator L_1	: 0,0388 [H]
auto-indutância do rotor L_2	: 0,0354 [H]
indutância mutua M_{SR} L_{M}	: 0,0354 [H] \rightarrow 0,0011
inércia do sistema J	: 0,024 [Nm s ² / rad]
torque de atrito e ventilação T_{AV}	: 0,0011 [Nm s / rad]

0,0354
1,5

0,1770

0,0354

0,05310

$T_e - T_{AV} - (T_{AV} \cdot \omega_m)$

$T_{AV} \cdot \omega_m$

$T_e = C_T \cdot \omega_m$

APÊNDICE II

Este apêndice mostra o programa de simulação do MIT acionado por uma alimentação trifásica senoidal. O programa foi desenvolvido com a linguagem Turbo Pascal.

```
program simula;
```

```
uses crt,Siunit;
```

```
type veto = array [0..2001] of real;
```

```
var Lqs,Lds,Lqr,Ldr : ^veto;
```

```
( ***** )
```

```
procedure tensao; {calcula as tensoes}
```

```
begin
```

```
w := 2 * pi * fe * t0;
```

```
k1 := 2 * pi / 3;
```

```
Van := Er * sin (w);
```

```
Vbn := Er * sin (w - k1);
```

```
Vcn := Er * sin (w + k1);
```

```
Vqs := Van;
```

```
Vds := (Vcn / sqrt(3)) - (Vbn / sqrt(3));
```

```
end;
```

```
( ***** )
```

```
procedure corrente; {calcula correntes, torque e velocidade}
```

```
begin
```

```
a2 := wr0 * Lm * Lm * a0;
```

```
a4 := wr0 * Lr * Lm * a0;
```

```
a6 := wr0 * Ls * Lm * a0;
```

```
a8 := wr0 * Ls * Lr * a0;
```

```
Iqs1 := a1 * Iqs0 - a2 * Ids0 + a3 * Iqr0 - a4 * Idr0 + a9 * Vqs;
```

```
Ids1 := a2 * Iqs0 + a1 * Ids0 + a4 * Iqr0 + a3 * Idr0 + a9 * Vds;
```

$$Iqr1 := a5 * Iqs0 + a6 * Ids0 + a7 * Iqr0 + a8 * Idr0 - a10 * Vqs;$$

$$Idr1 := - a6 * Iqs0 + a5 * Ids0 - a8 * Iqr0 + a7 * Idr0 - a10 * Vds;$$

$$Te0 := 1.5 * Lm * (Iqs0 * Idr0 - Ids0 * Iqr0);$$

$$Wm1 := Wm0 + h * (Te0 - Tl - Tav * Wm0 - Tm * Wm0 * Wm0) / 1;$$

$$Wr0 := p * Wm1 / 2;$$

$$Iqs0 := Iqs1;$$

$$Ids0 := Ids1;$$

$$Iqr0 := Iqr1;$$

$$Idr0 := Idr1;$$

$$Wm0 := Wm1;$$

end;

$$\frac{Wm0}{P} \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{Wr0}{2} \\ \dots \end{array} \right.$$

$$ns = \frac{120f}{P}$$

***** }

begin

clrscr;

h := 0.00005;

Y := 2000;

q := trunc (tsi / (h * Y));

Te0 := 0;

Wm0 := 0;

Iqs0 := 0;

Ids0 := 0;

Iqr0 := 0;

Idr0 := 0;

t0 := 0;

u := 0;

dados; (chama procedure de entrada de dados)

repeat

 Te^[u] := Te0;

 Wr^[u] := Wm0;

 if key2 = 's' then

 begin

 Iqs^[u] := Iqs0;

 Ids^[u] := Ids0;

$$\frac{120 \times 60}{4}$$

$$30 \times 60$$

$$1800$$

~~1200~~

```

Iqr^[u] := Iqr0;
Idr^[u] := Idr0;
Lqs^[u] := Lls * Iqs0 + Lm * (Iqs0 + Iqr0);
Lds^[u] := Lls * Ids0 + Lm * (Ids0 + Idr0);
Lqr^[u] := Llr * Iqr0 + Lm * (Iqs0 + Iqr0);
Ldr^[u] := Llr * Idr0 + Lm * (Ids0 + Idr0);
end
else begin
Iqs^[u] := Iqs0 * cos (we * t0) - Ids0 * sin (we *
t0);
Ids^[u] := Iqs0 * sin (we * t0) + Ids0 * cos (we *
t0);
Iqr^[u] := Iqr0 * cos (we * t0) - Idr0 * sin (we *
t0);
Idr^[u] := Iqr0 * sin (we * t0) + Idr0 * cos (we *
t0);
Lqs^[u] := Lls * Iqs^[u] + Lm * (Iqs^[u] +
Iqr^[u]);
Lds^[u] := Lls * Ids^[u] + Lm * (Ids^[u] +
Idr^[u]);
Lqr^[u] := Llr * Iqr^[u] + Lm * (Iqs^[u] +
Iqr^[u]);
Ldr^[u] := Llr * Idr^[u] + Lm * (Ids^[u] +
Idr^[u]);

end;
t[u] := t0;
i := 1;
repeat
tensao;
corrente;
i := i + 1;
t0 := t0 + h;
until i = (q + 1);
u := u + 1;
until (u = Y + 1) or (keypressed);
curva; {chama procedure que traça os gráficos e imprime a tela}
end.

```

APÊNDICE III

Neste apêndice tem-se o programa que gera as tensões PWM e calcula o seu conteúdo harmônico, desenvolvido com a linguagem Turbo Pascal.

```
program PWM;
```

```
uses crt,printer,graph,Siunit;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure FFT; {procedure que calcula a FFT}
```

```
var z,k,y,n,i,j,l,p: integer;
```

```
q,a,b,c,d,h,t0,x,r,xd,rd,w,fe,f1,Tx,E: real;
```

```
O: vet1;
```

```
key : char;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure invet (V: vet1; var Inv: vet1); {inverte um vetor}
```

```
var i,j: integer;
```

```
begin
```

```
j := y;
```

```
for i := 1 to y do
```

```
begin
```

```
Inv[i] := V[j];
```

```
j := j - 1;
```

```
end;
```

```
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure desvet (V: vet1; var Des: vet1); {desloc. vetor p/ det.
```

```
de w}
```

```
var i,j,x,p: integer;
```

```

begin
j := y;
x := y - 1;
p := y - 1;
for i := 1 to x do
  begin
    for j := 1 to p do
      Des[j + 1] := V[j];
    Des[1] := 0;
    for j := 1 to y do
      V[j] := Des[j];
    end;
  end;
end;

```

(*****)

```

procedure decbin (di: integer; var Bi:vet1); {decimal p/ binario}
  var quo,r,j,i: integer;

```

```

begin
j := y;
for i := 1 to y do
  begin
    quo := trunc(di / 2);
    r := di - quo * 2;
    Bi[j] := r;
    di := quo;
    j := j - 1;
  end;
end;

```

(*****)

```

procedure bindec (V: vet1; var de: integer); {binario p/ decimal}
  var j,i: integer;

```

```

begin
j := y - 1;
de := 0;

```

```

for i := 1 to y do
  begin
    de := de + V[i] * round(exp(j * ln (2)));
    j := j - 1;
  end;
end;
begin
y := 10;
n := 1024;
for i := 0 to 1023 do
  V2^[i] := 0;
for l := 1 to y do
  begin
    q := n / round (exp (l * ln (2)));
    z := round (q);
    k := 0;
    repeat
      decbin (k,0);
      desvet (0,0);
      invet (0,0);
      bindec (0,p);
      w := - (2 * pi * p / n);
      i := 1;
      repeat
        f1 := w + V2^[k + z];
        a := Vab^[k] * cos (V2^[k]);
        b := Vab^[k] * sin (V2^[k]);
        c := Vab^[k + z] * cos (f1);
        d := Vab^[k + z] * sin (f1);
        x := a + c;
        r := b + d;
        xd := a - c;
        rd := b - d;
        Vab^[k] := sqrt (x * x + r * r);
        Vab^[k + z] := sqrt (xd * xd + rd * rd);
        if x < 0
          then V2^[k] := pi + arctan (r / x)
  
```

```

    else if x > 0
        then V2^[k] := arctan (r / x)
        else if (x = 0) and (r = 0)
            then V2^[k] := 0
            else if (x = 0) and (r > 0)
                then V2^[k] := pi / 2
                else V2^[k] := - pi / 2;
if xd < 0
    then V2^[k + z] := pi + arctan (rd / xd)
    else if xd > 0
        then V2^[k + z] := arctan (rd / xd)
        else if (xd = 0) and (rd = 0)
            then V2^[k + z] := 0
            else if (xd = 0) and (rd > 0)
                then V2^[k + z] := pi / 2
                else V2^[k + z] := -pi / 2;

    i := i + 1;
    k := k + 1;
until i > z;
k := k + z;
until k > n - 1;
end;
k := 0;
repeat
    decbin (k,0);
    invet (0,0);
    bindec (0,p);
    V3^[p] := Vab^[k] * 2 / (n * sqrt (2));
    k := k + 1;
until k > n - 1;
curva2; <chama procedure que desenha o espectro harmônico e imprime
a tela>
end;

< ***** >

procedure modo1; <modo livre>

```

```

begin
Tt := 1 / ft;
ta := ((t0 / Tt) - trunc (t0 / Tt)) * Tt;
ic := 30 * 2 / Tt;
if ta < (Tt / 2) then V1^[k] := ic * (ta - Tt / 4)
                    else V1^[k] := - ic * (ta - 0.75 * Tt);
end;

```

(*****)

```

procedure modo2; (portadora triangular tipo WM)
begin
ph := trunc (pm / 2);
Tf := 1 / f;
Tt := 1 / (6 * f);
Ts := 1 / (ph * f * 6);
ta := ((t0 / Tf) - trunc (t0 / Tf)) * Tf;
tb := ((t0 / Ts) - trunc (t0 / Ts)) * Ts;
ic := 15 * 2 / Ts;
t1 := 2 * Tt;
t2 := 3 * Tt;
t3 := 4 * Tt;
t4 := 5 * Tt;
if (ta < Tt) or ((ta > t1) and (ta < t2)) or ((ta > t3)
                                                and (ta < t4))
then if tb < Ts / 2 then V1^[k] := - ic * tb
                    else V1^[k] := ic * (tb - Ts)
else if tb < Ts / 2 then V1^[k] := ic * tb
                    else V1^[k] := - ic * (tb - Ts);
end;

```

(*****)

```

procedure modo3; (portadora triangular sincronizada)
begin
Tt := 1 / (pm * f);
ta := ((t0 / Tt) - trunc (t0 / Tt)) * Tt;

```

```

ic := 15 * 4 / Tt;
if ta < (Tt / 4) then V1^[k] := - ic * ta
    else if ta < (0.75 * Tt)
        then V1^[k] := ic * (ta - Tt / 2)
        else V1^[k] := - ic * (ta - Tt);
end;

```

```
{ ***** }
```

```

procedure modo4; {modulacao de flancos}
begin
Ef := 15 * (1 - m);
if ((V2^[k] > - Ef) and (V2^[k] < 0)) or (V2^[k] >= Ef)
    then Va0 := Ed / 2
    else Va0 := - Ed / 2;
if ((V3^[k] > - Ef) and (V3^[k] < 0)) or (V3^[k] >= Ef)
    then Vb0 := Ed / 2
    else Vb0 := - Ed / 2;
V1^[k] := Ef;
V5^[k] := - Ef;
end;

```

```
{ ***** }
```

```

procedure trape; {referencia trapezoidal}
begin
tr := ((tr * f) - trunc (tr * f)) / f;
{if tr < tz then Vr := Er
    else Vr := - Er;}
if tr < tz
    then Vr := Er * tr / tz
    else if tr < 2 * tz
        then Vr := Er
        else if tr < 4 * tz
            then Vr := - (Er / Tz) * (tr - 3 * tz)
            else if Tr < 5 * Tz
                then Vr := - Er

```

```

else Vr := (Er / Tz) * (tr - 1 / f);
end;

< ***** >

begin
dados; <chama porcedure de entrada de dados>
Y := 2048;
Tall := 2 / f;
h := Tall / 2048;
t0 := 0;
Ef := 1.5;
Er := m * 15;
k1 := 2 * pi / 3;
c := 0;
tz := 1 / (6 * F);
for k := 0 to Y do
begin
if key1 = 'a'
then modo1
else if key1 = 'b'
then modo2
else if key1 = 'c'
then modo3
else c := 5;

w := 2 * pi * f * t0;
if c = 5 then Er := 15;
if key2 = 's' then begin
V2^[k] := Er * sin (w);
V3^[k] := Er * sin (w - k1);
V4^[k] := Er * sin (w + k1);
end
else begin
tr := t0;
trape;
V2^[k] := Vr;
tr := t0 + 2 / (3 * f);

```

```

        trape;
        V3^[k] := Vr;
        tr := t0 + 1 / (3 * f);
        trape;
        V4^[k] := Vr;
        end;
if c = 5 then modo4
else begin
    if V2^[k] >= V1^[k] then Va0 := Ed / 2
    else Va0 := - Ed / 2;
    if V3^[k] >= V1^[k] then Vb0 := Ed / 2
    else Vb0 := - Ed / 2;

    end;
    Vab^[k] := Va0 - Vb0;
    t[k] := t0;
    t0 := t0 + h;
    end;
curva5 (Y,nc); {chama procedure que desenha a curva e imprime a
tela}
FFT;
end.

```

APÊNDICE IV

Este apêndice mostra o programa que simula o MIT acionado por um inversor PWM, do tipo fonte de tensão, com nove modos de modulação, desenvolvido com a linguagem Turbo Pascal.

```
program simula;
```

```
uses crt,Siunit;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure tensaoc; {gera a tensao de saida do inversor}
```

```
var Vas,Vbs,Vcs : real;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure modo1;
```

```
begin
```

```
m := 0.019 * f + 0.068;
```

```
Tt := 1 / (45 * f);
```

```
ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
```

```
ic := 15 * 4 / Tt;
```

```
if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
```

```
else if ta < (0.75 * Tt)
```

```
then Vt := ic * (ta - Tt / 2)
```

```
else Vt := - ic * (ta - Tt);
```

```
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
```

```
if (f >= 18) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 2;
```

```
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure modo2;
```

```
begin
```

```
m := 0.01875 * f + 0.0725;
```

```
Tt := 1 / (21 * f);
```

```

ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
ic := 15 * 4 / Tt;
if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
    else if ta < (0.75 * Tt)
        then Vt := ic * (ta - Tt / 2)
        else Vt := - ic * (ta - Tt);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 30) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 3;
if (f < 18) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 1;
end;

```

{ ***** }

```

procedure modo3;
begin
m := 0.02125 * f + 0.0025;
Tt := 1 / (15 * f);
ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
ic := 15 * 4 / Tt;
if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
    else if ta < (0.75 * Tt)
        then Vt := ic * (ta - Tt / 2)
        else Vt := - ic * (ta - Tt);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 38) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 4;
if (f < 30) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 2;
end;

```

{ ***** }

```

procedure modo4;
begin
c := 0;
m := 0.021666 * f - 0.013333;
Tt := 1 / (9 * f);
ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
ic := 15 * 4 / Tt;

```

```

if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
                else if ta < (0.75 * Tt)
                    then Vt := ic * (ta - Tt / 2)
                    else Vt := - ic * (ta - Tt);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 44) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 5;
if (f < 38) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 3;
end;

```

```
{ ***** }
```

```
procedure modo5;
```

```
begin
```

```
c := 1;
```

```
m := 0.015 * f + 0.08;
```

```
Tf := 1 / f;
```

```
Tt := 1 / (6 * f);
```

```
Ts := 1 / (18 * f);
```

```
ta := ((tw / Tf) - trunc (tw / Tf)) * Tf;
```

```
tb := ((tw / Ts) - trunc (tw / Ts)) * Ts;
```

```
ic := 15 * 2 / Ts;
```

```
t1 := 2 * Tt;
```

```
t2 := 3 * Tt;
```

```
t3 := 4 * Tt;
```

```
t4 := 5 * Tt;
```

```
if (ta < Tt) or ((ta > t1) and (ta < t2)) or ((ta > t3) and
                                                    (ta < t4))
```

```
    then if tb < Ts / 2 then Vt := - ic * tb
          else Vt := ic * (tb - Ts)
```

```
    else if tb < Ts / 2 then Vt := ic * tb
          else Vt := - ic * (tb - Ts);
```

```
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
```

```
if (f >= 48) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 6;
```

```
if (f < 44) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 4;
```

```
end;
```

```
{ ***** }
```

```

procedure modo6;
begin
m := 0.01625 * f + 0.025;
Tf := 1 / f;
Tt := 1 / (6 * f);
Ts := 1 / (12 * f);
ta := ((tw / Tf) - trunc (tw / Tf)) * Tf;
tb := ((tw / Ts) - trunc (tw / Ts)) * Ts;
ic := 15 * 2 / Ts;
t1 := 2 * Tt;
t2 := 3 * Tt;
t3 := 4 * Tt;
t4 := 5 * Tt;
if (ta < Tt) or ((ta > t1) and (ta < t2)) or ((ta > t3) and
                                                    (ta < t4))
    then if tb < Ts / 2 then Vt := - ic * tb
          else Vt := ic * (tb - Ts)
    else if tb < Ts / 2 then Vt := ic * tb
          else Vt := - ic * (tb - Ts);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 52) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 7;
if (f < 48) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 5;
end;

```

< ***** >

```

procedure modo7;
begin
j := 0;
c := 1;
m := 0.01625 * f + 0.03;
Tt := 1 / (3 * f);
ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
ic := 15 * 4 / Tt;
if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
    else if ta < (0.75 * Tt)
        then Vt := ic * (ta - Tt / 2)

```

```

else Vt := - ic * (ta - Tt);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 56) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 8;
if (f < 52) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 6;
end;

```

{ ***** }

```

procedure modo8;
var Ef,m1 : real;
begin
c := 0;
j := 1;
m := 1;
m1 := 0.055 * f - 2.33;
Ef := 15 * (1 - m1);
if ((Van > - Ef) and (Van < 0)) or (Van >= Ef)
then Va := Ed / 2
else Va := - Ed / 2;
if ((Vbn > - Ef) and (Vbn < 0)) or (Vbn >= Ef)
then Vb := Ed / 2
else Vb := - Ed / 2;
if ((Vcn > - Ef) and (Vcn < 0)) or (Vcn >= Ef)
then Vc := Ed / 2
else Vc := - Ed / 2;
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f >= 60) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 9;
if (f < 56) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 7;
end;

```

{ ***** }

```

procedure modo9;
begin
m := 2;
j := 0;
Tt := 1 / (3 * f);

```

```

ta := ((tw / Tt) - trunc (tw / Tt)) * Tt;
ic := 15 * 4 / Tt;
if ta < (Tt / 4) then Vt := - ic * ta
      else if ta < (0.75 * Tt)
            then Vt := ic * (ta - Tt / 2)
            else Vt := - ic * (ta - Tt);
ti := (tw * f * 2) - trunc (tw * f * 2);
if (f < 60) and ((ti < 0.95) and (ti > 0.85)) then ct := 8;
end;

```

{ ***** }

```

procedure trape; (referencia trapezoidal)
begin
tr := ((tr * f) - trunc (tr * f)) / f;
if tr < tz
  then Vr := Er * tr / tz
  else if tr < 2 * tz
        then Vr := Er
        else if tr < 4 * tz
              then Vr := - (Er / Tz) * (tr - 3 * tz)
              else if Tr < 5 * Tz
                    then Vr := - Er
                    else Vr := (Er / Tz) * (tr - 1 / f);
end;

```

{ ***** }

```

begin
if Vz - Vd < 0 then ko := 1;
if Vz - Vd > 0 then ko := 0;

if key2 = 's' then
  begin
  f := (3 + tu * 57 / tac);
  f := (trunc (f * 100)) / 100;
  if ko = 1 then begin

```

```
        if f > Vd then f := Vd
            else begin
                tw := tw * fa / f;
                tu := tu + h;
            end;

        fa := f;
    end
else begin
    if f < Vd then f := Vd
        else begin
            tw := tw * fa / f;
            tu := tu - h;
        end;

    fa := f;
end;

end
else f := Vd;
Vz := Vd;
if ct <= 1
    then modo1
    else if ct <= 2
        then modo2
        else if ct <= 3
            then modo3
            else if ct <= 4
                then modo4
                else if ct <= 5
                    then modo5
                    else if ct <= 6
                        then modo6
                        else if ct <= 7
                            then modo7
                            else if ct <= 8
                                then modo8
                                else modo9;

w := 2 * pi * f * tw;
k1 := 2 * pi / 3;
```

```
Er := m * 15;
```

```
tz := 1 / (6 * f);
```

```
if c = 0 then begin
```

```
    Van := Er * sin (w);
```

```
    Vbn := Er * sin (w - k1);
```

```
    Vcn := Er * sin (w + k1);
```

```
end
```

```
else begin
```

```
    tr := tw;
```

```
    trape;
```

```
    Van := Vr;
```

```
    tr := tw + 2 / (3 * f);
```

```
    trape;
```

```
    Vbn := Vr;
```

```
    tr := tw + 4 / (3 * f);
```

```
    trape;
```

```
    Vcn := Vr;
```

```
end;
```

```
if j <> 1 Then begin
```

```
    if Van >= Vt then Va := Ed / 2
```

```
        else Va := - Ed / 2;
```

```
    if Vbn >= Vt then Vb := Ed / 2
```

```
        else Vb := - Ed / 2;
```

```
    if Vcn >= Vt then Vc := Ed / 2
```

```
        else Vc := - Ed / 2;
```

```
end;
```

```
tw := tw + h;
```

```
Vas := (2 * Va - (Vb + Vc)) / 3;
```

```
Vbs := (2 * Vb - (Va + Vc)) / 3;
```

```
Vcs := (2 * Vc - (Va + Vb)) / 3;
```

```
Vqs := Vas;
```

```
Vds := (Vcs / sqrt(3)) - (Vbs / sqrt(3));
```

```
end;
```

```
( ***** )
```

```

procedure corrente; {calcula correntes, torque e velocidade}
begin
a2 := Wr0 * Lm * Lm * a0;
a4 := Wr0 * Lr * Lm * a0;
a6 := Wr0 * Ls * Lm * a0;
a8 := Wr0 * Ls * Lr * a0;
Iqs1 := a1 * Iqs0 - a2 * Ids0 + a3 * Iqr0 - a4 * Idr0 + a9 * Vqs;
Ids1 := a2 * Iqs0 + a1 * Ids0 + a4 * Iqr0 + a3 * Idr0 + a9 * Vds;
Iqr1 := a5 * Iqs0 + a6 * Ids0 + a7 * Iqr0 + a8 * Idr0 - a10 *
                                             Vqs;
Idr1 := - a6 * Iqs0 + a5 * Ids0 - a8 * Iqr0 + a7 * Idr0 - a10 *
                                             Vds;

Te0 := 1.5 * Lm * (Iqs0 * Idr0 - Ids0 * Iqr0);
Wm1 := Wm0 + h * (Te0 - Tl - Tav * Wm0 - Tm * Wm0 * Wm0) / 1;
Wr0 := p * Wm1 / 2;
Iqs0 := Iqs1;
Ids0 := Ids1;
Iqr0 := Iqr1;
Idr0 := Idr1;
Wm0 := Wm1;
end;

{ ***** }

begin
dados; {procedure de entrada de dados}
Lls := Ls - Lm;
Llr := Lr - Lm;
a0 := h / (Ls * Lr - Lm * Lm);
a1 := 1 - Rs * Lr * a0;
a3 := Rr * Lm * a0;
a5 := Rs * Lm * a0;
a7 := 1 - Rr * Ls * a0;
a9 := Lr * a0;
a10 := Lm * a0;
Ed := 300;
Vd := 60;

```

```
Vz := 0;
key2 := 's';
tac := 0.7;
c := 0;
h := 0.00005;
Y := 2000;
ct := 1;
f := 3;
fa := f;
q := trunc (tsi / (h * Y));
j := 0;
Te0 := 0;
Wm0 := 0;
Iqs0 := 0;
Ids0 := 0;
Iqr0 := 0;
Idr0 := 0;
I11 := 0;
I21 := 0;
I31 := 0;
I41 := 0;
Vqs := 0;
t0 := 0;
tw := 0;
tu := 0;
u := 0;
repeat
    Te^[u] := Te0;
    Wr^[u] := Wm0;
    Iqs^[u] := Iqs0;
    Ids^[u] := Ids0;
    Iqr^[u] := Iqr0;
    Idr^[u] := Idr0;
    Lqs^[u] := L1s * Iqs0 + Lm * (Iqs0 + Iqr0);
    Lds^[u] := L1s * Ids0 + Lm * (Ids0 + Idr0);
    Lqr^[u] := L1r * Iqr0 + Lm * (Iqs0 + Iqr0);
    Ldr^[u] := L1r * Idr0 + Lm * (Ids0 + Idr0);
```

```
t[u] := t0;
i := 1;
repeat
    tensaoc;
    corrente;
    i := i + 1;
    t0 := t0 + h;
    until i = (q + 1);
    u := u + 1;
until (u = Y + 1) or (keypressed);
curva; <chama procedure que desenha a curva e imprime a tela>
end.
```

APÊNDICE V

Este apêndice mostra o programa que simula o filtro de Kalman Extendido em paralelo com o MIT, estimando estados e parametro do motor, desenvolvido com a linguagem Turbo Pascal.

```
program simula;
```

```
uses crt,Siunit;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure tensaoc; {gera as tensoes de saida do inversor}  
W a mesma do apêndice IV.
```

```
{ ***** }
```

```
procedure corrente; {calcula correntes, torque e velocidade}  
begin
```

```
a2 := Wr0 * Lm * Lm * a0;
```

```
a4 := Wr0 * Lr * Lm * a0;
```

```
a6 := Wr0 * Ls * Lm * a0;
```

```
a8 := Wr0 * Ls * Lr * a0;
```

```
Iqs1 := a1 * Iqs0 - a2 * Ids0 + a3 * Iqr0 - a4 * Idr0 + a9 * Vqs;
```

```
Ids1 := a2 * Iqs0 + a1 * Ids0 + a4 * Iqr0 + a3 * Idr0 + a9 * Vds;
```

```
Iqr1 := a5 * Iqs0 + a6 * Ids0 + a7 * Iqr0 + a8 * Idr0 - a10 *  
Vqs;
```

```
Idr1 := - a6 * Iqs0 + a5 * Ids0 - a8 * Iqr0 + a7 * Idr0 - a10 *  
Vds;
```

```
Te0 := 1.5 * Lm * (Iqs0 * Idr0 - Ids0 * Iqr0);
```

```
Wm1 := Wm0 + h * (Te0 - Tl - Tav * Wm0 - Tm * Wm0 * Wm0) / l;
```

```
if Wm1 < 0 then Wm1 := 0;
```

```
Wr0 := p * Wm1 / 2;
```

```
Iqs0 := Iqs1;
```

```
Ids0 := Ids1;
```

```
Iqr0 := Iqr1;
```

```
Idr0 := Idr1;
```

```
Wm0 := Wm1;  
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure ruido; {introduz ruido na medida de velocidade}  
var rw,rw1 : integer;  
begin  
rw := random (9);  
rw1 := rw - 4;  
Wrs := Wr0 + (rw1);  
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure filtro; {filtra as correntes e tensoes}  
var tc,fa0,fa1,fb1 : real;  
begin  
tc := 1 / (2 * pi * (f + 10));  
fa0 := 1.2 * h / (h + 2 * tc);  
fa1 := fa0;  
fb1 := (2 * tc - h) / (2 * tc + h);  
Vqsm := fa0 * Vqs + fa1 * fxq1 + fb1 * fyq1;  
fxq1 := Vqs;  
fyq1 := Vqsm;  
Vdsm := fa0 * Vds + fa1 * fxd1 + fb1 * fyd1;  
fxd1 := Vds;  
fyd1 := Vdsm;  
Iqsf := fa0 * Iqs0 + fa1 * fxi1 + fb1 * fyi1;  
fxi1 := Iqs0;  
fyi1 := Iqsf;  
Idsf := fa0 * Ids0 + fa1 * fxj1 + fb1 * fyj1;  
fxj1 := Ids0;  
fyj1 := Idsf;  
end;
```

```
{ ***** }
```

```

procedure calx0; {propaga as variaveis}
begin
b2 := Wrs * Lm * Lm * a0;
b4 := Wrs * Lm * Lr * a0;
b6 := Wrs * Lm * Ls * a0;
b8 := Wrs * Ls * Lr * a0;
b3 := Lm * I51 * a0;
b7 := (1 - I51 * Ls * a0);
b10 := Lm * I31 * Lr * a0;
b11 := Lm * I41 * Lr * a0;
b12 := I31 * Ls * Lr * a0;
b13 := I41 * Ls * Lr * a0;
I10 := b1 * I11 - b2 * I21 + b3 * I31 - b4 * I41 + a9 * Vqsm;
I20 := b2 * I11 + b1 * I21 + b4 * I31 + b3 * I41 + a9 * Vdsm;
I30 := b5 * I11 + b6 * I21 + b7 * I31 + b8 * I41 - a10 * Vqsm;
I40 := - b6 * I11 + b5 * I21 - b8 * I31 + b7 * I41 - a10 * Vdsm;
I50 := I51;
end;

```

```
{ ***** }
```

```

procedure calp1; {propaga a covariancia de estado}
var D11,D12,D13,D14,D15,D22,D23,D24,D25,D33,D34,D35,D44,D45 :
real;
begin
D11 := (Q0 * (b1*b1+b2*b2+b3*b3+b4*b4+b10*b10) + Q0) * h / 2;
D12 := b10 * b11 * d0;
D13 := (b1*b5-b2*b6+b3*b7-b4*b8-b10*b12) * d0;
D14 := Q0 * (-b1*b6-b2*b5-b3*b8-b4*b7-b10*b13) * d0;
D15 := b10 * d0;
D22 := (Q0 * (b1*b1+b2*b2+b3*b3+b4*b4+b11*b11) + Q0) * h / 2;
D23 := (b2*b5+b1*b6+b4*b7+b3*b8-b11*b12) * d0;
D24 := (-b2*b6+b1*b5-b4*b8+b3*b7-b11*b13) * d0;
D25 := b11 * d0;
D33 := (Q0 * (b5*b5+b6*b6+b7*b7+b8*b8+b12*b12) + Q0) * h / 2;
D34 := b12 * b13 * d0;

```

$D35 := - b12 * d0;$
 $D44 := (Q0 * (b5*b5+b6*b6+b7*b7+b8*b8+b13*b13) + Q0) * h / 2;$
 $D45 := - b13 * d0;$
 $Q11 := b1 * P11 - b2 * P21 + b3 * P31 - b4 * P41 + b10 * P51;$
 $Q12 := b1 * P12 - b2 * P22 + b3 * P32 - b4 * P42 + b10 * P52;$
 $Q13 := b1 * P13 - b2 * P23 + b3 * P33 - b4 * P43 + b10 * P53;$
 $Q14 := b1 * P14 - b2 * P24 + b3 * P34 - b4 * P44 + b10 * P54;$
 $Q15 := b1 * P15 - b2 * P25 + b3 * P35 - b4 * P45 + b10 * P55;$
 $Q21 := b2 * P11 + b1 * P21 + b4 * P31 + b3 * P41 + b11 * P51;$
 $Q22 := b2 * P12 + b1 * P22 + b4 * P32 + b3 * P42 + b11 * P52;$
 $Q23 := b2 * P13 + b1 * P23 + b4 * P33 + b3 * P43 + b11 * P53;$
 $Q24 := b2 * P14 + b1 * P24 + b4 * P34 + b3 * P44 + b11 * P54;$
 $Q25 := b2 * P15 + b1 * P25 + b4 * P35 + b3 * P45 + b11 * P55;$
 $Q31 := b5 * P11 + b6 * P21 + b7 * P31 + b8 * P41 - b12 * P51;$
 $Q32 := b5 * P12 + b6 * P22 + b7 * P32 + b8 * P42 - b12 * P52;$
 $Q33 := b5 * P13 + b6 * P23 + b7 * P33 + b8 * P43 - b12 * P53;$
 $Q34 := b5 * P14 + b6 * P24 + b7 * P34 + b8 * P44 - b12 * P54;$
 $Q35 := b5 * P15 + b6 * P25 + b7 * P35 + b8 * P45 - b12 * P55;$
 $Q41 := - b6 * P11 + b5 * P21 - b8 * P31 + b7 * P41 - b13 * P51;$
 $Q42 := - b6 * P12 + b5 * P22 - b8 * P32 + b7 * P42 - b13 * P52;$
 $Q43 := - b6 * P13 + b5 * P23 - b8 * P33 + b7 * P43 - b13 * P53;$
 $Q44 := - b6 * P14 + b5 * P24 - b8 * P34 + b7 * P44 - b13 * P54;$
 $Q45 := - b6 * P15 + b5 * P25 - b8 * P35 + b7 * P45 - b13 * P55;$
 $Q51 := P51;$
 $Q52 := P52;$
 $Q53 := P53;$
 $Q54 := P54;$
 $Q55 := P55;$
 $E11 := b1 * Q11 - b2 * Q12 + b3 * Q13 - b4 * Q14 + b10 * Q15 + D11;$
 $E12 := b2 * Q11 + b1 * Q12 + b4 * Q13 + b3 * Q14 + b11 * Q15 + D12;$
 $E13 := b5 * Q11 + b6 * Q12 + b7 * Q13 + b8 * Q14 - b12 * Q15 + D13;$
 $E14 := - b6 * Q11 + b5 * Q12 - b8 * Q13 + b7 * Q14 - b13 * Q15 + D14;$
 $E15 := Q15 + D15;$

```

E21 := b1 * Q21 - b2 * Q22 + b3 * Q23 - b4 * Q24 + b10 * Q25 +
      D12;
E22 := b2 * Q21 + b1 * Q22 + b4 * Q23 + b3 * Q24 + b11 * Q25 +
      D22;
E23 := b5 * Q21 + b6 * Q22 + b7 * Q23 + b8 * Q24 - b12 * Q25 +
      D23;
E24 := - b6 * Q21 + b5 * Q22 - b8 * Q23 + b7 * Q24 - b13 * Q25 +
      D24;
E25 := Q25 + D25;
E31 := b1 * Q31 - b2 * Q32 + b3 * Q33 - b4 * Q34 + b10 * Q35 +
      D13;
E32 := b2 * Q31 + b1 * Q32 + b4 * Q33 + b3 * Q34 + b11 * Q35 +
      D23;
E33 := b5 * Q31 + b6 * Q32 + b7 * Q33 + b8 * Q34 - b12 * Q35 +
      D33;
E34 := - b6 * Q31 + b5 * Q32 - b8 * Q33 + b7 * Q34 - b13 * Q35 +
      D34;
E35 := Q35 + D35;
E41 := b1 * Q41 - b2 * Q42 + b3 * Q43 - b4 * Q44 + b10 * Q45 +
      D14;
E42 := b2 * Q41 + b1 * Q42 + b4 * Q43 + b3 * Q44 + b11 * Q45 +
      D24;
E43 := b5 * Q41 + b6 * Q42 + b7 * Q43 + b8 * Q44 - b12 * Q45 +
      D34;
E44 := - b6 * Q41 + b5 * Q42 - b8 * Q43 + b7 * Q44 - b13 * Q45 +
      D44;
E45 := Q45 + D45;
E51 := b1 * Q51 - b2 * Q52 + b3 * Q53 - b4 * Q54 + b10 * Q55 +
      D15;
E52 := b2 * Q51 + b1 * Q52 + b4 * Q53 + b3 * Q54 + b11 * Q55 +
      D25;
E53 := b5 * Q51 + b6 * Q52 + b7 * Q53 + b8 * Q54 - b12 * Q55 +
      D35;
E54 := - b6 * Q51 + b5 * Q52 - b8 * Q53 + b7 * Q54 - b13 * Q55 +
      D45;
E55 := Q55 + d0;
end;

```

(*****)

procedure calk; {calcula a matriz de ganho do filtro}

var r1,r2,r3,r4,d,d1,d2,d3,d4 : real;

begin

d1 := E11 + r0;

d2 := E12;

d3 := E21;

d4 := E22 + r0;

d := (d1 * d4) - (E12 * E21);

r1 := d4 / d;

r2 := - E12 / d;

r3 := - E21 / d;

r4 := d1 / d;

K11 := E11 * r1 + E12 * r3;

K12 := E11 * r2 + E12 * r4;

K21 := E21 * r1 + E22 * r3;

K22 := E21 * r2 + E22 * r4;

K31 := E31 * r1 + E32 * r3;

K32 := E31 * r2 + E32 * r4;

K41 := E41 * r1 + E42 * r3;

K42 := E41 * r2 + E42 * r4;

K51 := E51 * r1 + E52 * r3;

K52 := E51 * r2 + E52 * r4;

end;

(*****)

procedure calx1; {corrige as variaveis propagadas}

begin

erq := Iqsf - I10;

erd := Idsf - I20;

I11 := I10 + K11 * erq + K12 * erd;

I21 := I20 + K21 * erq + K22 * erd;

I31 := I30 + K31 * erq + K32 * erd;

I41 := I40 + K41 * erq + K42 * erd;

```
I51 := I50 + K51 * erq + K52 * erd;
end;
```

```
{ ***** }
```

```
procedure calp; {corrige a covariancia de estado}
```

```
begin
```

```
P11 := E11 - (K11 * E11 + K12 * E21);
```

```
P12 := E12 - (K11 * E12 + K12 * E22);
```

```
P13 := E13 - (K11 * E13 + K12 * E23);
```

```
P14 := E14 - (K11 * E14 + K12 * E24);
```

```
P15 := E15 - (K11 * E15 + K12 * E25);
```

```
P21 := E21 - (K21 * E11 + K22 * E21);
```

```
P22 := E22 - (K21 * E12 + K22 * E22);
```

```
P23 := E23 - (K21 * E13 + K22 * E23);
```

```
P24 := E24 - (K21 * E14 + K22 * E24);
```

```
P25 := E25 - (K21 * E15 + K22 * E25);
```

```
P31 := E31 - (K31 * E11 + K32 * E21);
```

```
P32 := E32 - (K31 * E12 + K32 * E22);
```

```
P33 := E33 - (K31 * E13 + K32 * E23);
```

```
P34 := E34 - (K31 * E14 + K32 * E24);
```

```
P35 := E35 - (K31 * E15 + K32 * E25);
```

```
P41 := E41 - (K41 * E11 + K42 * E21);
```

```
P42 := E42 - (K41 * E12 + K42 * E22);
```

```
P43 := E43 - (K41 * E13 + K42 * E23);
```

```
P44 := E44 - (K41 * E14 + K42 * E24);
```

```
P45 := E45 - (K41 * E15 + K42 * E25);
```

```
P51 := E51 - (K51 * E11 + K52 * E21);
```

```
P52 := E52 - (K51 * E12 + K52 * E22);
```

```
P53 := E53 - (K51 * E13 + K52 * E23);
```

```
P54 := E54 - (K51 * E14 + K52 * E24);
```

```
P55 := E55 - (K51 * E15 + K52 * E25);
```

```
end;
```

```
{ ***** }
```

```
begin
```

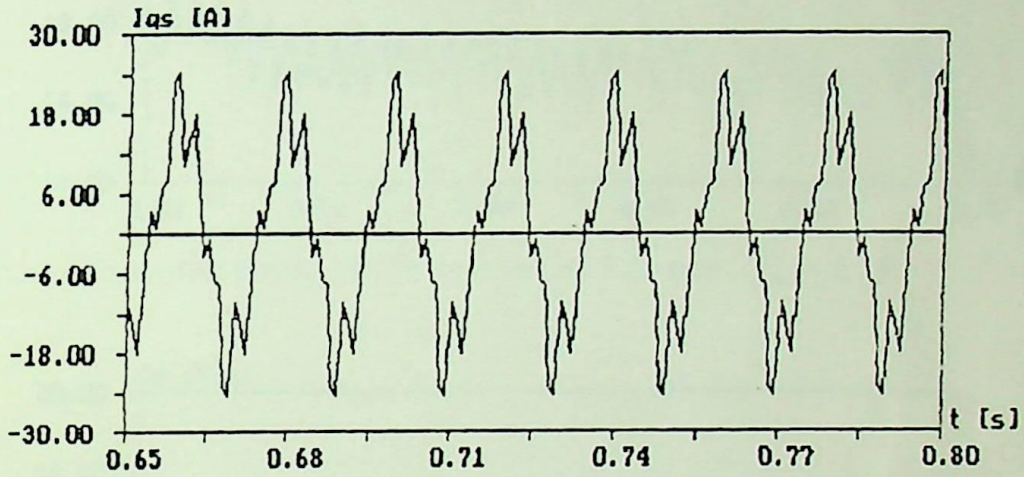
```
randomize;
dados; <chama procedure de entrada de dados>
Ed := 300;
Vd := 60;
Vz := 0;
key2 := 's';
tac := 0.7;
c := 0;
h := 0.00005;
Y := 2000;
ct := 1;
f := 3;
fa := f;
q := trunc (tsi / (h * Y));
j := 0;
fyq1 := 0;
fxd1 := 0;
fyd1 := 0;
fxi1 := 0;
fyi1 := 0;
fxj1 := 0;
fyj1 := 0;
Vqsm := 0;
Vdsm := 0;
Idsm := 0;
Iqsm := 0;
wx1 := 0;
wy1 := 0;
P11 := P0; P12 := 0; P13 := 0; P14 := 0; P15 := 0;
P21 := 0; P22 := P0; P23 := 0; P24 := 0; P25 := 0;
P31 := 0; P32 := 0; P33 := P0; P34 := 0; P35 := 0;
P41 := 0; P42 := 0; P43 := 0; P44 := P0; P45 := 0;
P51 := 0; P52 := 0; P53 := 0; P54 := 0; P55 := P0;
Te0 := 0;
Wm0 := 0;
Iqs0 := 0;
Ids0 := 0;
```

```
Iqr0 := 0;
Idr0 := 0;
I11 := 0;
I21 := 0;
I31 := 0;
I41 := 0;
I51 := 0.2;
Vqs := 0;
Wrs := 0;
Wr0 := 0;
Iqsf := 0;
Idsf := 0;
t0 := 0;
tw := 0;
tu := 0;
u := 0;
repeat
    Te^[u] := Iqsf;
    Iqs^[u] := I51;
    I2^[u] := ((Rr - I51) / Rr) * 100;
    Ids^[u] := Iqsf;
    Iqr^[u] := Iqr0;
    Idr^[u] := Idr0;
    Iqe^[u] := I31;
    Ide^[u] := I41;
    Wr^[u] := Wr0;
    I1^[u] := Rr;
    t[u] := t0;
    i := 1;
    repeat
        tensao;
        corrente;
        ruido;
        filtro;
        calx0;
        calp1;
        calk;
```

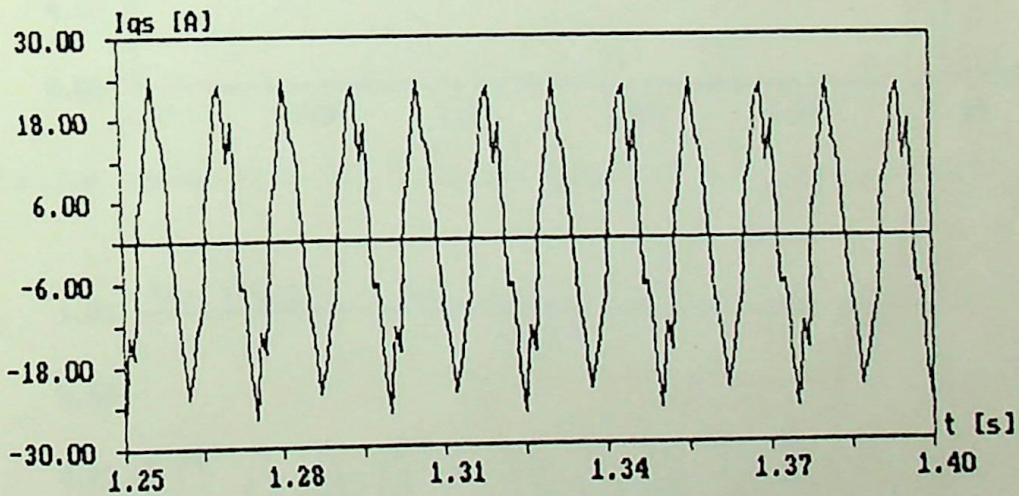
```
    calx1;  
    calp;  
    i := i + 1;  
    t0 := t0 + h;  
    until i = (q + 1);  
    u := u + 1;  
    until (u = Y + 1) or (keypressed);  
curva; {chama procedure que desenha curva e imprime a tela}  
end.
```

APÊNDICE VI

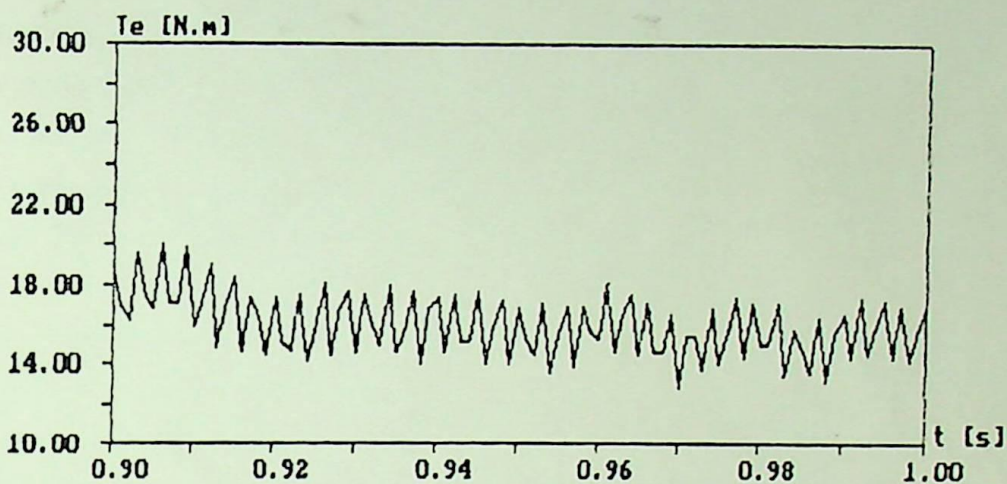
Neste apêndice encontram-se detalhes expandidos das figuras do capítulo 4



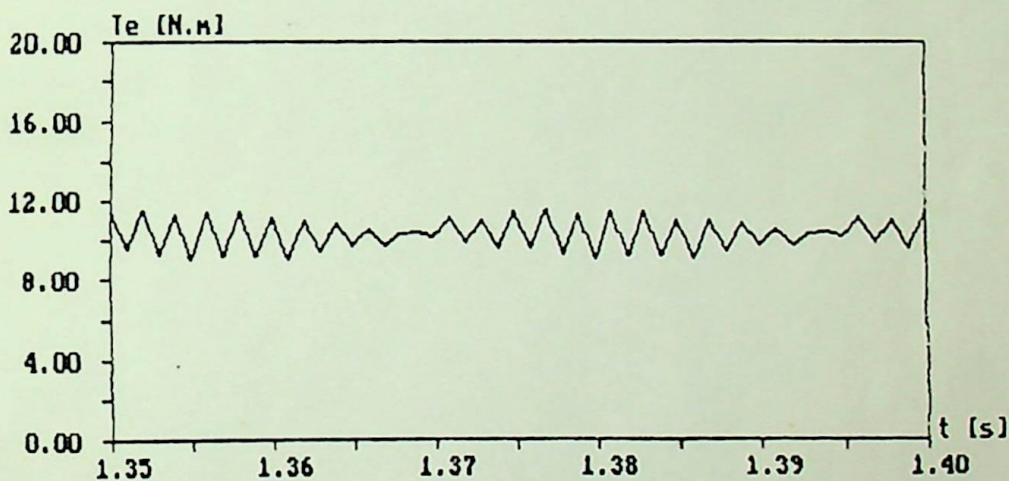
Detalhe expandido da corrente do estator I_{qs} (fig. 4.10)



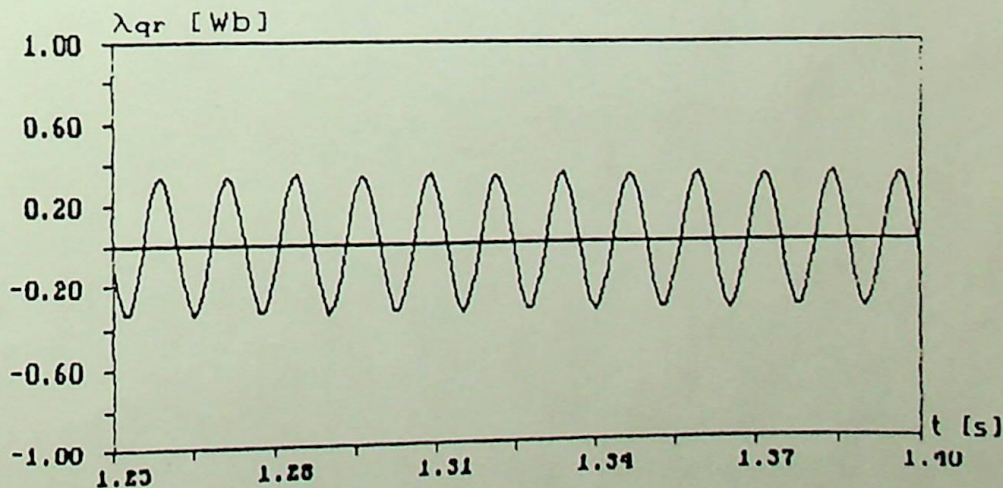
Detalhe expandido da corrente do estator I_{qs} (fig. 4.10)



Detalhe expandido do torque elétrico T_e (fig. 4.7)



Detalhe expandido do torque elétrico T_e (fig. 4.7)



Detalhe expandido do fluxo do rotor λ_{qr} (fig. 4.16)

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. Hasse, "On the Dynamics of Speed Control Static AC Drive with Squirrel-Cage Induction Machine", Ph. D. Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [2] F. Blaschke, "The method of Field Orientation for Control of Three Phase Machine", Ph. D. Dissertation, TU Braunschweig, 1974.
- [3] R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Trans. ASME, J. Basic Eng. 82, 1960, pp. 34 - 45.
- [4] R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New Results in Linear Filtering and Prediction Theory", Trans. ASME, J. Basic Eng. 83, 1961, pp. 95 - 108.
- [5] J. B. Pearson, III and E. B. Stear, "Kalman Filter Applications in Airbone Radar Traking", IEEE Trans. on Aerospace and Eletronics systems, vol. ASE-10, No 3, 1974, pp. 319 - 329.
- [6] J. M. Fitts, "Aided Tracking as Applied to High Accuracy Pointing Systems", IEEE Trans. on Aerospace and Eletronics Systems, vol. AES-9, No 3, 1973, pp. 350 - 368.
- [7] P. S. Maybeck, Stocastics Models, Estimation and Control, vols. 1 and 2, New York: Academic, 1982.
- [8] K. B. Nordin, D. W. Novotny and D. S. Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1984, pp. 525 - 531.
- [9] W. Shumacher and W. Leonhard, "Transistor-Fed AC-servo Drive with Microprocessor Control", International Power Eletronics Conference, Tokyo, 1983, pp. 1465 - 1476.
- [10] Y Yoshida, R. Ueda and T. Sonada, "A New Inverter-Fed Induction Motor Drive with a Function of Correting Rotor Circuit Time Constant", IPEC, Tokyo, 1983, pp. 672 - 683.
- [11] T. Irrisa, S. Takata, R. Ueda and T. Sonada, "On Reliability of Induction Machine for High Performance Based on Parameter Characteristics", IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1983, pp. 547 - 554.

- [12] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drives", IEEE - IAS Annual Meeting Conference Record, 1984, pp. 538 - 545.
- [13] B. K. Bose, Power Eletronics and AC Drives. Englewood Cliffs, N J.: Prentice Hall, 1987.
- [14] P. C. Krause and C. H. Thomas, "Simulation of Simmetrical Induction Machinery", IEEE Trans. PAS, vol. PAS-84, No 11, 1965, pp. 1038 - 1053.
- [15] P. C. Krause, "Method of Multiple Reference Frames Applied to Analysis of Simmetrical Induction Machinery", IEEE-PAS, vol. PAS-87, No 1, 1968.
- [16] D. Vincenti, P. D. Ziogas and R. V. Patel, "A PC-Based Pulse-Width Modulator for Static Converters", IEEE Trans. on Industrial Eletronics, vol. IE-37, No 1, 1990.
- [17] Catalogo "AC-300 Adjustable Speed Drives 1-300 Hp", GE Drive Sytems.
- [18] Catalogo "Simovvert P" Siemens.
- [19] J. A. Ferreira F., "Implementação de um Inversor PWM em Microcomputado", Dissertação de Mestrado (em andamento) Escola Federal de Engenharia de Itajubá.
- [20] C. C Chan and H. Wang, "An Effective Method for Rotor Resistence Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control", IEEE Trans. on Industrial Eletronics, vol. IE-37, No 6, 1990, pp. 477 - 482.

