

A23a
2.1

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Apostila de Apoio

Laboratório de Controle II

Prof. Manoel Luís de Aguiar
Profa. Vilma Alves de Oliveira
Prof. Jerson Barbosa de Vargas



São Carlos, fevereiro de 1999

ÍNDICE

PARTE I.....	1
FUNDAMENTOS DO MOTOR CC	1
I.1 INTRODUÇÃO.....	1
I.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR CC	1
I.3 PARÂMETROS E MODELO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	4
PARTE II	9
MODELAGEM E DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR CC.....	9
II.1 INTRODUÇÃO.....	9
II.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS	9
II.3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS MECÂNICOS.....	14
II.4 NOVOS MÉTODOS DE OBTENÇÃO DE PARÂMETROS DE MOTORES CC.....	20
II.4.1 <i>Introdução</i>	20
II.4.2 <i>Modelos Lineares do Motor CC</i>	21
II.4.3 <i>Obtenção de Parâmetros pelo Método de Pasek</i>	27
II.4.4 <i>Obtenção de Parâmetros por Interpolação de Curvas</i>	31
II.5 ENSAIOS	32
GUIA PARA A UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA DE IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE MOTORES CC VIA ENSAIO DEGRAU DE TENSÃO.....	41
IIA.1 INTRODUÇÃO.....	41
IIA. 2 SOBRE O PROGRAMA	41
IIA. 3 UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA	46
IIA. 4 RESULTADOS FINAIS	49
PARTE III.....	55
ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA.....	55
III.1 INTRODUÇÃO.....	55
III.2 PORQUE O ACIONAMENTO PWM	55
III.3 USO DO PWM NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	58
III.4 CRITÉRIOS PARA ESCOLHA DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO.....	59
III.5 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO PWM.....	60
III.6 UTILIZAÇÃO E OPERAÇÃO DO MÓDULO PWM	61
III.7 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA.....	64
III.8 EXPERIMENTOS	66
PARTE IV.....	69

SISTEMA DE CONTROLE.....	69
IV.1 INTRODUÇÃO	69
IV.2 MODELO DO MOTOR CC.....	69
IV.2.1 <i>Função de transferência</i>	69
IV.2.2 <i>Forma espaço de estado</i>	70
IV.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO AMPLIFICADOR CHAVEADO.....	71
IV.4 SISTEMA A MALHA FECHADA.....	76
IV.5 PROJETO DO CONTROLADOR.....	78
IV.5.1 <i>Método do Lugar das Raízes</i>	78
IV.5.2 <i>Estrutura de Controle de Modelo interno</i>	79
IV.6 EXPERIMENTOS	81
BIBLIOGRAFIA	87

APRESENTAÇÃO

O curso de Laboratório de Sistemas de Controle II tem por objetivo a modelagem e o acionamento de um motor de corrente contínua (CC) com vistas a implementação de um sistema de controle.

Esta apostila apresenta o texto básico para o desenvolvimento do curso. Este texto é dividido em quatro partes. Na primeira parte são apresentados os fundamentos teóricos do funcionamento e construção do motor de corrente contínua. A segunda parte refere-se à análise e obtenção dos parâmetros do motor, assim como a determinação experimental destes. A terceira parte descreve o funcionamento de um conversor (amplificador chaveado com estratégia PWM) a ser utilizado no acionamento do motor. Na quarta parte é feita a obtenção da função de transferência do amplificador e do tacômetro, e também é implementado um sistema de controle da velocidade.

Os roteiros para a execução da prática são apresentados no final das Partes I, II, III e IV.

PARTE I

FUNDAMENTOS DO MOTOR CC

I.1 Introdução

O motor de corrente contínua foi uma das primeiras máquinas idealizadas para converter potência elétrica em potência mecânica, e concebida inicialmente por M. Faraday. Estas máquinas elétricas foram bastante utilizadas e aperfeiçoadas até 1880 quando a principal forma de energia elétrica era em corrente contínua. Com o advento dos sistemas de geração e transmissão de energia elétrica em corrente alternada (60 Hz) e a invenção do motor de corrente alternada, tendo baixo custo de manutenção, os motores de corrente contínua passaram a ter menos importância, de modo que os motores de corrente alternada passaram a ter um uso generalizado em aplicações eletromecânicas.

Atualmente, entretanto, certas aplicações (tais como: posicionamento, velocidade variável, tração, alto torque de partida, etc) exigem exclusivamente o uso de motores de corrente contínua devido às suas características particulares que justificam o seu alto custo. Sendo o motor de corrente contínua um dispositivo conversor eletromecânico com características bastantes lineares, ele é provavelmente o componente mais importante em sistemas de controle em uso [1].

I.2 Princípio de Funcionamento do Motor CC

Para entender o princípio de conversão eletromecânica do motor de corrente contínua é necessário rever alguns conceitos de eletromagnetismo.

Consideremos inicialmente a ilustração da Figura I.1. A estrutura magnética produz na região entre os polos magnéticos (Norte-Sul) um fluxo magnético de intensidade $\vec{B}$ e direção indicada. Um fio condutor de comprimento l e direção indicada (perpendicular a $\vec{B}$), se percorrido por uma corrente de intensidade $i(t)$, irá sofrer a ação de uma força cuja magnitude é dada por

$$\vec{F} = \vec{B} \times \vec{i} \cdot l \quad (\text{I. 1})$$

e cuja direção é obtida pela regra da mão esquerda. Se $\vec{B}, \vec{i}(t)$ e l são constantes, o fio de massa M sofrerá um deslocamento com velocidade v .

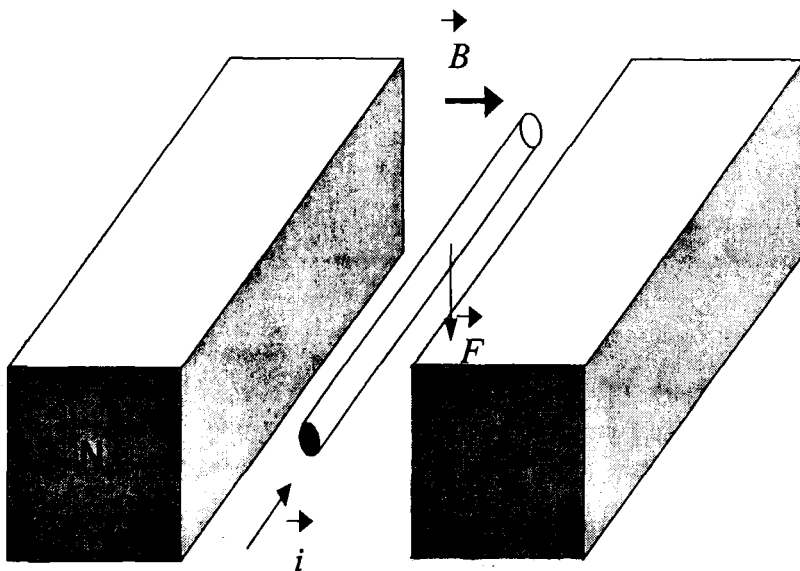


Figura I.1 Representação da força F sobre um fio condutor.

Considere agora a nova situação ilustrada na Figura I.2, onde o fio é substituído por uma espira cujo plano faz um ângulo θ com o plano do fluxo magnético. A espira é de alguma forma pivotada, de modo que ela possa girar sobre um eixo de simetria da espira. Se uma corrente circula pela espira, então como no caso anterior, aparecerão agora duas forças como

indicadas na Figura I.2, e de modo que tendem a girar o plano da espira. Cada uma das forças terá uma intensidade como aquela da expressão (I.1). Se a espira tiver largura d , o torque (força x distância) que aparece sobre ela é dado por:

$$T = |B||i|d \cos(\theta) \quad (I. 2)$$

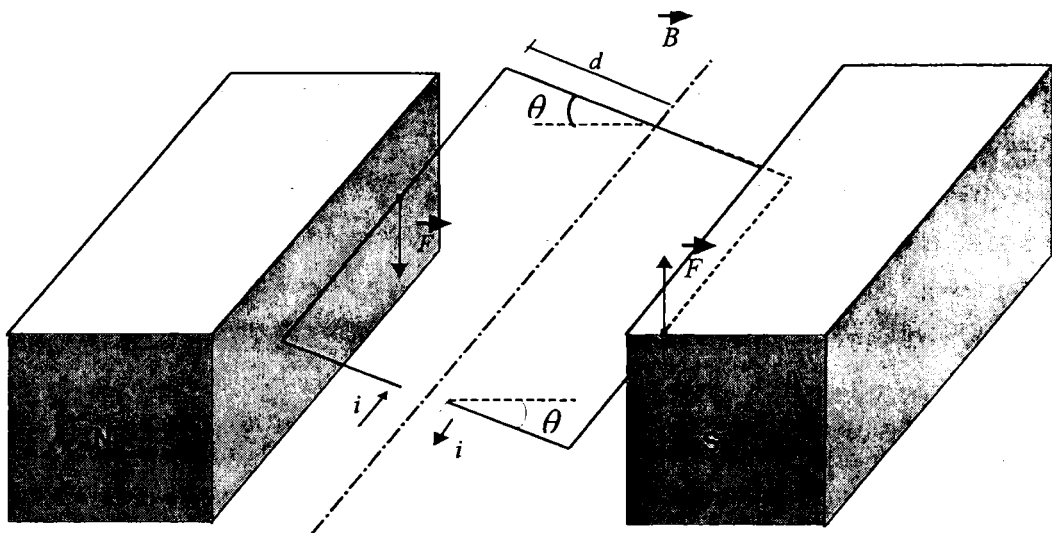


Figura I.2 Torque sobre uma espira.

Desde que a direção de $\vec{B}$ é sempre perpendicular à direção $i(t)$, a intensidade da força é sempre constante, porém a intensidade do torque desenvolvido T varia com a variação do ângulo θ . Deste modo, devido a ação das forças $\vec{F}$, quando o plano da espira for perpendicular ao plano de $\vec{B}$, o torque será nulo e o movimento cessa.

Entretanto, na constituição real do motor de corrente contínua, existem várias espiras em diversos planos formando um conjunto cilíndrico, o qual através de um dispositivo mecânico (comutador + escovas) alimenta sempre a espira que está no plano mais próximo da direção

paralela ao plano de B . Deste modo, o torque resultante sobre a estrutura girante é sempre constante se $\vec{B}$ e $i(t)$ são constantes.

Atualmente a tecnologia de construção de motores de corrente contínua utiliza conexões e distribuições mais complexas das espiras de modo a otimizar a geração de torque, porém o princípio e operação é o mesmo.

A estrutura cilíndrica que constitui as espiras e o suporte destas espiras irá então ter um movimento de rotação, e portanto apresenta um momento de inércia J . Sob a ação do torque T teremos uma velocidade de rotação $\omega(t)$. Devemos considerar ainda que esta estrutura girante deve estar apoiada em uma estrutura fixa (rolamentos) de modo a mantê-la sob a região do fluxo magnético. Esta situação caracteriza a existência de um atrito viscoso que dependerá da velocidade de rotação $\omega(t)$. Além disso, pode haver também um certo atrito estático para colocar a estrutura em movimento.

Estando a estrutura das espiras em movimento dentro do campo magnético, ocorre outro fenômeno eletromagnético, que é o surgimento de uma tensão induzida nas espiras devido ao seu deslocamento dentro do campo magnético. Esta tensão gerada terá sinal oposto ao da tensão que produziu a tensão nas espiras.

A intensidade desta tensão induzida obviamente é proporcional à velocidade $\omega(t)$ de rotação da estrutura girante. Através dos fundamentos do eletromagnetismo, pode ser determinado que esta tensão induzida é dada por:

$$e = \vec{B} \times l v \quad (\text{I. 3})$$

onde v é a velocidade de deslocamento das espiras.

I.3 Parâmetros e Modelo do Motor de Corrente Contínua

Nos motores de corrente contínua, a estrutura girante (rotor) recebe a denominação de armadura, enquanto que na parte fixa (estator) fica situado o campo magnético.

Baseado na constituição e princípio de operação do motor de corrente contínua como descrito acima, pode-se identificar vários parâmetros de interesse para o modelo do motor de corrente contínua.

Primeiramente temos o conjunto de espiras que constitui a armadura. Estas espiras caracterizam uma resistência (elétrica) de armadura denominada R_a (em Ohms) e também uma indutância de armadura denominada L_a (em Henrys).

A tensão induzida nas espiras pode ser deduzida como sendo diretamente proporcional à velocidade de rotação $\omega(t)$. Desde que $\vec{B}$, l e d são constantes, logo:

$$e(t) = K_e \omega(t) \quad (\text{I. 4})$$

onde K_e é denominado constante de tensão (ou constante de força contra eletromotriz, f.c.e.m.). Sua unidade no sistema internacional é [v seg/rd]

Também, pelo fato de $\vec{B}$, l , d e θ serem constantes, obtém-se que o torque desenvolvido no motor de corrente contínua é diretamente proporcional à intensidade da corrente que circula na armadura, isto é:

$$T = K_t i_a(t) \quad (\text{I. 5})$$

onde K_t é denominado constante de torque e sua unidade é [N.m/A], e $i_a(t)$ é a corrente instantânea de armadura.

Desde que o torque T e a tensão induzida $e(t)$ dependem de $\vec{B}$, l , d e θ no sistema internacional de unidades o valor de K_e é numericamente igual ao valor de K_t .

A estrutura que compõe a armadura representa uma massa em rotação e portanto define-se para ela: momento de inércia J [N.m.s²/rd], coeficiente de atrito viscoso (proporcional à ω) B [N.m.s/rd] e o coeficiente de atrito estático F [N.m]. Em resumo tem-se:

Parâmetros Elétricos

R_a = resistência de armadura

L_a = indutância de armadura

K_e = constante de f.c.e.m.

Parâmetros Mecânicos

J = momento de inércia

B = coeficiente de atrito viscoso

F = coeficiente de atrito estático

K_t = constante de torque

Com estes parâmetros pode-se estabelecer um diagrama eletromecânico equivalente para o motor de corrente contínua como mostrado na Figura I.3.

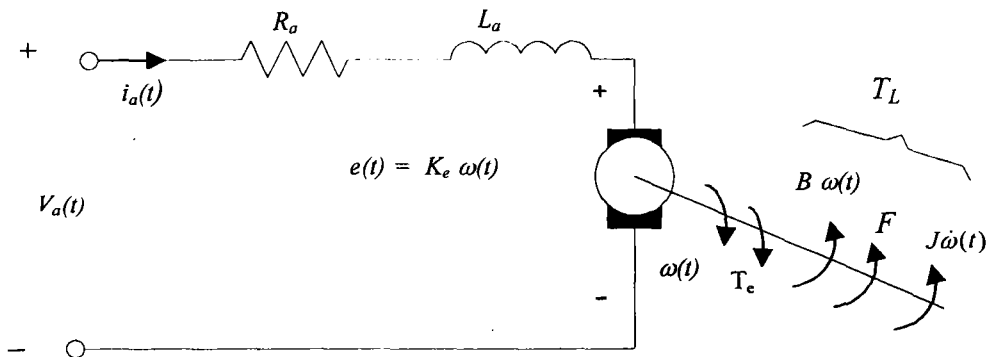


Figura I.3 Diagrama eletromecânico do motor CC.

Através do diagrama eletromecânico do motor de corrente contínua, Figura I.3, obtém-se o seguinte equacionamento dinâmico do motor de corrente contínua:

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + K_e \omega(t) \quad (\text{I. 6})$$

$$T_e(t) = K_t i_a(t) \quad (\text{I. 7})$$

$$T_L(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B\omega(t) + F \quad (\text{I. 8})$$

O objetivo da primeira parte do curso é obter todos os parâmetros (elétricos e mecânicos) do motor de corrente contínua para estabelecer o modelo dinâmico linear para estudos posteriores.

PARTE II

MODELAGEM E DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR CC

II.1 Introdução

Nesta segunda parte (que representa basicamente o início do curso) iremos investigar os vários métodos de se determinar experimentalmente todos os parâmetros do motor de corrente contínua. Esta etapa se faz necessária para posteriores estudos qualitativos e quantitativos de operação e desempenho do motor de corrente contínua.

Nas Seções II.2 e II.3 apresentamos diversos ensaios requeridos para a determinação dos parâmetros do motor, e na Seção II.4 descrevemos o método de Pasek que utiliza um único ensaio do motor para a determinação de todos os seus parâmetros.

II.2 Determinação dos parâmetros elétricos

Determinação de R_a

(a) 1º Método - Ohmímetro

Liga-se um ohmímetro aos terminais de armadura do motor de corrente contínua e mede-se o valor da resistência para várias posições do eixo do rotor. Toma-se sempre o menor valor encontrado¹. Manter esta posição do rotor para os próximos ensaios.

(b) 2º Método - Característica $v \times i$

Obtém-se a característica $v \times i$ dos enrolamentos de armadura do motor de corrente contínua em pelo menos duas posições do eixo do rotor.

Sabendo-se que a equação elétrica do motor de corrente contínua é dada por:

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + K_e \omega(t) \quad (\text{II. 1})$$

para se obter a característica $v \times i$, o segundo e o terceiro termos da equação elétrica do motor devem ser nulos, isto é, a corrente deve ser constante no tempo (corrente contínua) e o eixo deve estar em repouso, então:

$$V_a = R_a i_a \quad (\text{II. 2})$$

Mede-se cada valor de i_a para cada valor de V_a aplicado. Em geral despreza-se valores de v_a muito pequenos¹. Montando-se um gráfico de V_a por i_a obtém-se R_a que será a inclinação da curva, ou a média dos vários valores V_a / i_a .

Determinação de L_a

O circuito elétrico (estático) equivalente, é um circuito resistivo-indutivo $R_a L_a$ isto é, com o motor em repouso a equação elétrica passa a ser:

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) \quad (\text{II. 3})$$

(a) 1º Método - Resposta Transitória

Aplicando-se Laplace em (II.3), obtém-se:

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{R_a + sL_a} = \frac{1}{R_a} \frac{1}{1 + \tau_a s} \quad (\text{II.4})$$

onde $\tau_a = L_a/R_a$ é a constante de tempo elétrica do motor de corrente contínua.

¹ RESTRIÇÕES: Ambos os métodos (Ohmímetro e curva $v_a \times i_a$) devem ser realizados com as escovas sobre uma lâmina do coletor (espira).

A expressão (II.4) revela que a corrente sobre a armadura tem o comportamento dinâmico de um sistema de 1ª ordem. Portanto, se aplicarmos um degrau de tensão V_a , a resposta dinâmica da corrente será dada por:

$$i_a(t) = \frac{V_a}{R_a} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) \quad (\text{II.5})$$

e se $t = \tau_a = \frac{L_a}{R_a}$, então:

$$i_a(\tau_a) = \frac{V_a}{R_a} (1 - e^{-1}) = \frac{V_a}{R_a} 0,632 \quad (\text{II. 6})$$

Portanto medindo-se o intervalo de tempo que a corrente leva para atingir 63,2% do valor de regime (V_a/R_a), tem-se o valor de τ_a e obtém-se L_a como:

$$L_a = R_a \tau_a \quad (\text{II. 7})$$

A Figura II.1 indica o aspecto da resposta transitória de $i_a(t)$ e o procedimento de medida.

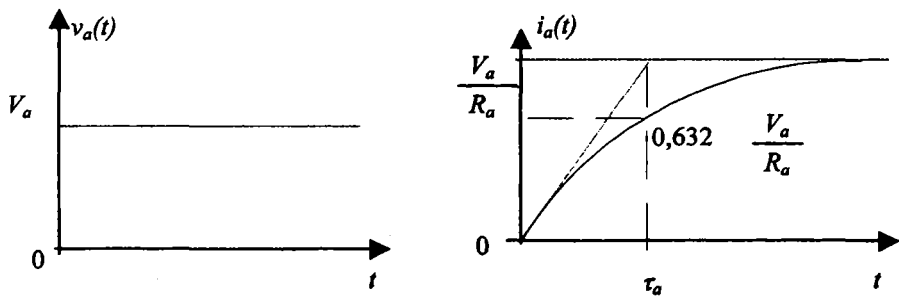


Figura II. 1 Determinação de L_a

Para se realizar este ensaio experimentalmente deve-se acrescentar um resistor externo, R_{ext} de valor conhecido para monitorar a corrente $i_a(t)$. Não esqueça de levar em consideração, para o cálculo de L_a , o valor deste resistor.

Observação: Este resistor não deve ser muito grande pois ele irá afetar a constante de tempo a ser medida ($R_{ext} \ll 1 \Omega$)

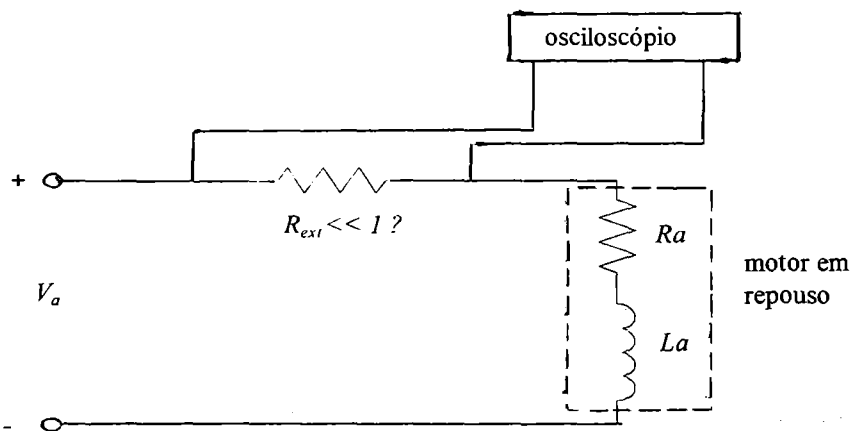


Figura II.2 Circuito elétrico equivalente para determinação de L_a .

(b) 2º Método - Impedância do motor, Z_a

Aplicando-se um sinal senoidal de frequência conhecida no motor de corrente contínua (em repouso), pode-se definir a impedância Z_a do motor como:

$$Z_a^2 = R_a^2 + (2\pi f L_a)^2 \quad (\text{II.8})$$

Experimentalmente, utiliza-se o mesmo circuito da Figura II.2 e monitora-se o valor da frequência do sinal senoidal e as amplitudes da tensão sobre o resistor externo. Através da tensão sobre o resistor externo obtém-se a corrente pelo circuito de armadura e através da tensão aplicada, o valor de Z_a onde:

$$Z_a^2 = (R_a + R_{ext})^2 + (2\pi f L_a)^2 \quad (\text{II.9})$$

ou

$$L_a^2 = \frac{1}{(2\pi f)^2} \left[\left(\frac{V_a R_{ext}}{V_{ext}} \right)^2 - (R_a + R_{ext})^2 \right] \quad (\text{II.10})$$

onde V_a é a amplitude da tensão aplicada, V_{ext} é a amplitude da tensão sobre R_{ext} e f é a frequência do sinal aplicado.

Observação: Novamente neste caso deve-se prever o efeito de carga e além disso, desde que L_a é geralmente muito pequena, deve-se trabalhar com uma frequência suficientemente elevada de modo que a magnitude de $X_a = 2\pi f L_a$ seja da mesma ordem de $(R_a + R_{ext})$

(c) 3º Método - Ressonância RLC

Desde que o motor esteja em repouso, o seu circuito elétrico equivalente é um RL. Ao se acrescentar um capacitor com capacitância conhecida, tem-se um circuito RLC com frequência de ressonância a determinar. O capacitor pode ser inserido em série ou em paralelo, como indicado na Figura II.3, onde a frequência de ressonância é dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C_{ext}}} \quad (\text{II.11})$$

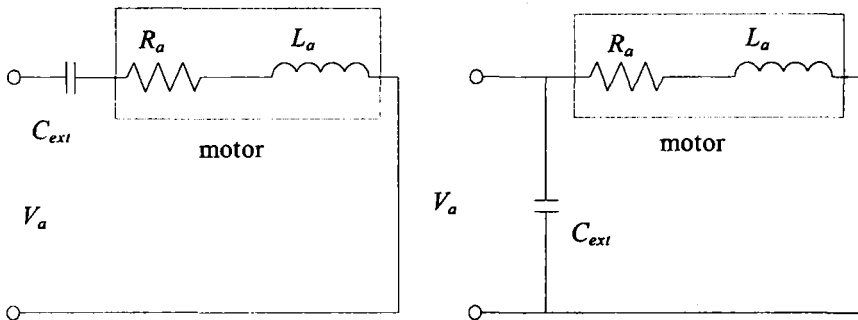


Figura II.3 Método experimental de ressonância.

Observação. Para a determinação de f_r constrói-se a característica $i_a \times f$.

Determinação de K_e

Com base na equação elétrica do motor, para se obter K_e deve-se anular o termo $L_a di_a/dt$. Para isto basta deixar o motor rodando com velocidade constante e alimentação também constante. Desse modo $i_a(t) = \text{constante}$ e $di_a/dt = 0$, e a equação elétrica fica,

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + K_e \omega(t) \quad (\text{II.12})$$

medindo-se v_a e I_a com um multímetro, e obtendo-se $\omega(t)$ através da equação II.13-a, avalia-se K_e através de II.13-b

$$\omega = af_{ig} + b \quad (\text{II.13-a})$$

$$K_e = \frac{v_a - R_a i_a}{\omega} \quad (\text{II.13-b})$$

onde ω deve ser em rd/s e f_{ig} é a frequência da tensão de saída no caso dos motores Singer. Para o caso dos motores Electrocraft f_{ig} deve ser substituído por V_{ig} , que é o valor da tensão CC de saída do tacogerador acoplado a estes motores. As constantes 'a' e 'b' são específicas para cada tipo de motor (Singer ou Electrocraft) e são fornecidas na descrição do roteiro experimental. Deve-se levantar uma tabela de medidas de v_a e ω e obter o valor de K_e .

II.3 Determinação dos parâmetros mecânicos

Determinação de B e F

Ao acionar-se o motor CC com uma tensão constante e a vazio obtém-se seu funcionamento com corrente e velocidade também constantes, isto é, $d\omega/dt = 0$ e $di_a/dt = 0$. Dessa forma, a potência elétrica fornecida pela fonte ao motor será unicamente para vencer as perdas ôhmicas (no cobre da armadura) mais as perdas rotacionais (devida ao atrito viscoso B e estático F). Nestas condições, o torque elétrico ($T_e = K_t i_a$) desenvolvido pelo motor terá unicamente que vencer o torque resistente devido ao atrito dinâmico mais o atrito estático.

Para a condição do motor em regime permanente, a equação mecânica de velocidade do motor cc é dada por:

$$B\omega + F = K_t i_a = T_e = T_r \quad (\text{II.14})$$

onde T_r é denominado torque resistivo,

$$\begin{aligned} T_r &= B\omega + F \\ &= K_t i_a \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

A equação do balanço de energia deve englobar a potência de perdas ôhmicas e a potência de perdas rotacionais, isto é:

$$v_a i_a = R_a i_a^2 + T_r \omega \quad (\text{II.16})$$

onde $v_a i_a$ = potência fornecida, $(R_a i_a^2)$ = perdas ôhmicas e $(T_r \omega)$ = perdas rotacionais. Da expressão (II.16), obtém-se:

$$T_r = \frac{v_a i_a - R_a i_a^2}{\omega} \quad (\text{II.17})$$

ou

$$T_r = \left[\frac{v_a - R_a i_a}{\omega} \right] i_a = K_e i_a \quad (\text{II.18})$$

logo: $K_e = K_t$

Consequentemente, a partir dos valores de i_a , ω e v_a juntamente com o valor de R_a , calcula-se T_r e com a curva $T_r \times \omega$ encontra-se graficamente ou analiticamente por regressão linear os valores de B e F , como indicado na Figura II.4.

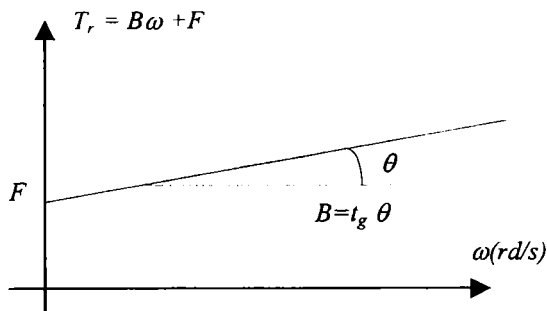


Figura II.4 Gráfico para determinação de B e F .

Determinação de J

(a) 1o. Método - Transitório mecânico

O valor da inércia J , pode ser obtido através do valor da constante de tempo mecânica do motor CC. Como a equação mecânica do motor é dada por uma equação diferencial de 1ª ordem, analogamente, ela representa um sistema de 1ª ordem.

O procedimento experimental se faz acionando o motor a uma dada velocidade ω_b e após entrar em regime permanente, desliga-se o motor, registrando a dinâmica de desaceleração, que então será devido a unicamente aos termos de inércia e de atrito de amortecimento (viscoso). O intervalo de tempo entre ω_b e o repouso tem uma relação direta com a constante de tempo mecânica procurada. A Figura II.5, a seguir ilustra este procedimento de determinação do momento de inércia J através da constante de tempo mecânica.

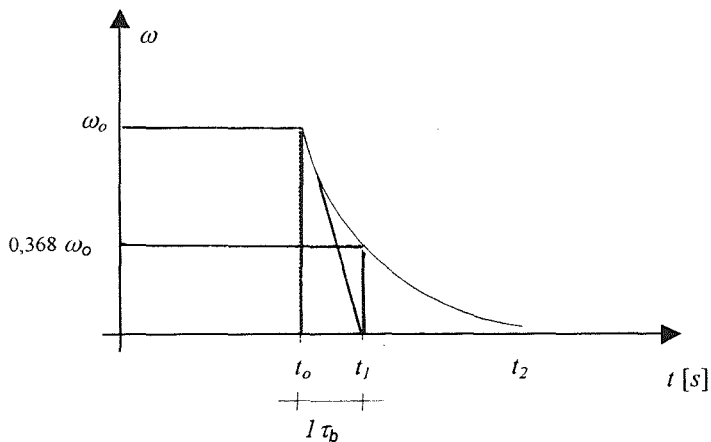


Figura II.5 Determinação da constante de tempo mecânica.

O intervalo de tempo $(t_0 - t_1)$ equivale ao valor de 1 (uma) constante de tempo mecânica. O intervalo de tempo $(t_0 - t_2)$, equivale aproximadamente ao valor de 4 (quatro) constantes de tempo. Desde que,

$$\tau_b = \frac{J}{B} \quad (\text{II.19})$$

obtém-se o valor de J , pois o valor de B já é conhecido:

$$J = B \tau_b \quad (\text{II.20})$$

(b) 2o. Método - Pêndulo

Um outro método para determinação de J , seria desmontar o motor e medir o período de oscilação livre do rotor, montado em um pêndulo simples. Este método requer uma pinça de torno mecânico ou automática e um cilindro padrão, de momentos de inércia conhecidos e de tamanho aproximadamente igual ao do rotor sob teste.

O momento de inércia do rotor sob teste é calculado por:

$$J = J_1 \left(\frac{t_2}{t_1} \right)^2 - J_2 \quad (\text{II.21})$$

onde:

J_1 = momento de inércia do cilindro padrão e pinça;

J_2 = momento de inércia da pinça;

t_1 = tempo de 20 oscilações do cilindro padrão e pinça;

t_2 = tempo de 20 oscilações do rotor sob teste e pinça.

Este método só é viável quando o motor é facilmente desmontável, porém este método possibilita a avaliação do valor da inércia mais precisamente.

Determinação de K_t

Como visto anteriormente, o valor de K_t pode ser obtido do valor de K_e , que no sistema de unidades internacional MKS, é numericamente igual ao valor de K_e .

Entretanto, o valor de K_t também pode ser obtido experimentalmente. Para o motor sair de sua condição de repouso para qualquer condição de velocidade $\omega > 0$, o torque elétrico desenvolvido ($T_e = K_t i_a$) deverá vencer inicialmente o valor do torque de atrito estático, F . Portanto, aumentando-se lentamente a tensão de alimentação do motor e medindo-se simultaneamente o valor da corrente produzida, o valor da corrente no instante em que o motor sai do repouso, será aquele que vence o valor do torque de atrito estático F , isto é,

$$T_e = F = K_t i_{aMIN} \quad (\text{II.22})$$

tendo-se o valor de F na Seção II.3.1,

$$K_t = \frac{F}{i_{aMIN}} \quad (11.23)$$

Concluído este item, todos os parâmetros identificáveis no motor CC estão determinados. A exatidão dos valores obtidos depende da tolerância dos instrumentos utilizados e das medidas por parte do engenheiro, as quais devem ser feitas e repetidas minuciosamente.

Métodos mais sofisticados garantem uma exatidão bem mais elevada, porém requerem instrumental muito mais sofisticado, como osciloscópios de memória digital ou analisadores programáveis. Alguns destes métodos são vistos a seguir.

II.4 Novos Métodos de Obtenção de Parâmetros de Motores CC

II.4.1 Introdução

Métodos clássicos convencionais para a determinação dos parâmetros do modelo do motor, como os descritos nas Seções II.2 e II.3, requerem geralmente um teste para cada parâmetro (resistência e indutância de armadura, constantes do conjugado e da tensão, inércia, amortecimento viscoso, atrito e as constantes de tempo mecânica e elétrica). Este procedimento consome muito tempo e como a maioria dos testes são feitos sob condições de regime, os parâmetros obtidos nestas condições quando utilizados na análise da resposta dinâmica produzem resultados insatisfatórios.

Um procedimento de teste foi descrito por Pasek [2] para a determinação de todos os parâmetros do modelo linear a partir da análise da resposta da corrente do motor CC a uma entrada degrau de tensão de armadura. A técnica de Pasek possibilita portanto a obtenção do modelo e a determinação de todos os parâmetros de um motor CC através de um simples ensaio, desde que sejam respeitadas certas condições, como será visto adiante.

Uma proposta alternativa de obtenção de parâmetros baseada em algoritmos de interpolação numérica surge como solução para casos onde o citado método de Pasek não possa ser aplicado. Neste caso usa-se o mesmo tipo de ensaio tal como o do método de Pasek, porém com uma quantidade maior de pontos da resposta transitória relativa a uma excitação degrau. Um algoritmo numérico interpola estes pontos medidos baseado em uma função teórica pré-estabelecida. Para a interpolação basta a resposta de corrente ou de velocidade.

Nas seções seguintes serão analisados inicialmente os vários tipos de modelos lineares possíveis para os motores CC, obtendo-se as várias configurações e características dos

modelos. As duas metodologias de determinação de parâmetros serão descritas, começando-se pelo método de Pasek e na sequência o método de interpolação de curvas.

II.4.2 Modelos Lineares do Motor CC

A representação esquemática do motor CC em função de suas características de operação e de construção é repetida na Figura II.6 a seguir. A partir desta representação e equacionando-se a velocidade angular como grandeza de saída e admitindo-se a tensão de armadura como grandeza de entrada, chega-se ao modelo matemático representativo do motor CC. Considerando-se ainda a Figura II.6, em função da magnitude relativa de um determinado parâmetro em relação aos outros, pode-se obter diferentes configurações de modelo para o mesmo motor CC, como será visto a seguir.

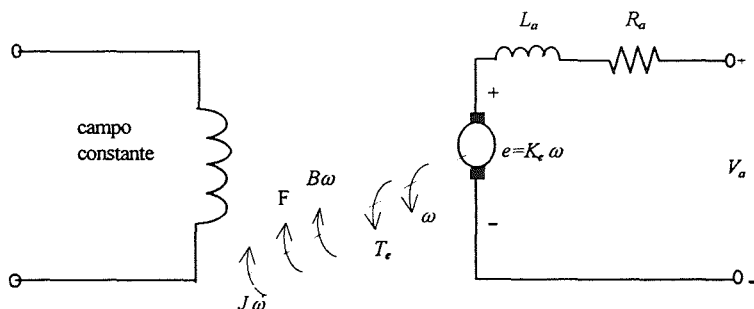


Figura II.6 Diagrama eletromecânico do Motor CC com excitação independente.

Matematicamente, o comportamento do modelo linear completo (incluindo atrito e amortecimento) apresentado na Figura II.6 é governado por duas equações diferenciais lineares simultâneas. Como descrito na elaboração dos procedimentos clássicos, dependendo

da magnitude do atrito estático, o comportamento do motor pode ser dividido em duas fases, uma em que a corrente de armadura ainda não atingiu o valor necessário para vencer o atrito estático e portanto o motor ainda permanece parado e uma segunda fase a partir da qual o motor inicia seu movimento de rotação. Considerando t_{dz} o instante em que o motor sai do repouso, as duas fases do comportamento do motor são descritas por:

- fase 1 : $0 \leq t \leq t_{dz}$

$$L_a \frac{d}{dt} i_a(t) = v_a - R_a i_a(t) \quad (\text{II.24-a})$$

$$\omega(t) = 0 \quad (\text{II.24-b})$$

- fase 2: $t_{dz} \leq t \leq \infty$

$$v_a(t) = K_e \omega(t) + R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) \quad (\text{II.25-a})$$

$$T = K_t i_a(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B \omega(t) + F \quad (\text{II.25-b})$$

Dependendo da magnitude relativas dos efeitos de resistência, indutância, inércia, amortecimento e atrito, vários termos podem ser desprezados nas equações (II.25-a) e (II.25-b), resultando em oito modelos práticos caracterizados na Figura II.7. Pode-se observar que os modelos 1, 2 e 3 são formas menos complexas do modelo 4, o qual configura um sistema de primeira ordem, e que os modelos 5, 6 e 7 são relacionados similarmente ao modelo 8, o qual configura um sistema de segunda ordem. Por esta razão os procedimentos de determinação dos parâmetros serão desenvolvidas somente para os modelos mais complexos, já que os modelos mais simples se encaixam como generalizações dos modelos completos.

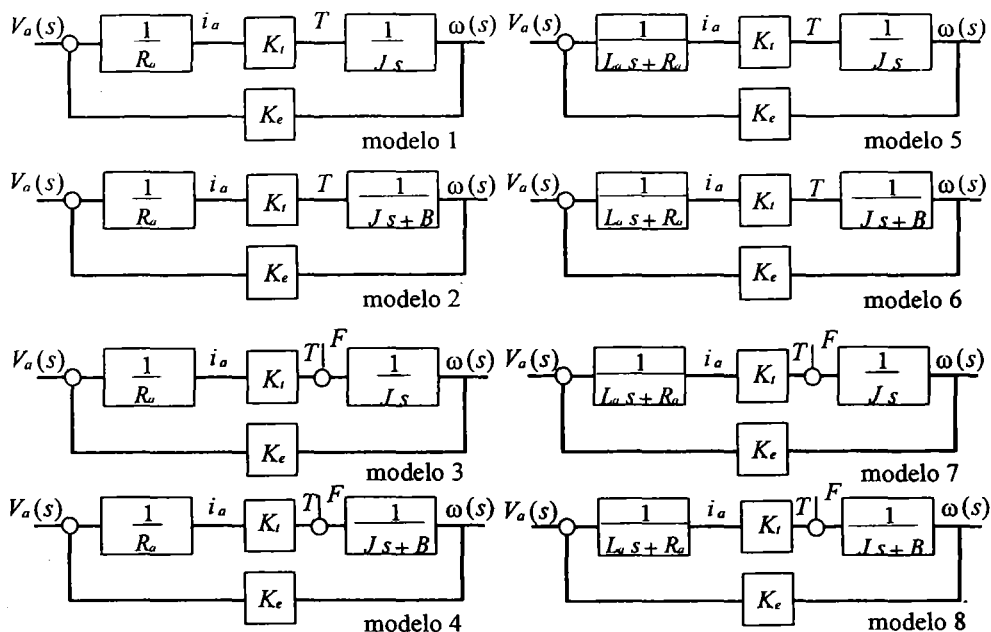


Figura II.7 Representação dos possíveis modelos lineares para o motor CC.

Tomando-se como base os modelos apresentados na Figura II.7, é possível gerar um conjunto de gráficos representando as respostas transitórias de corrente e velocidade em cada modelo, com relação a uma excitação de entrada tipo degrau. Para os vários modelos da Figura II.7, as respostas de corrente e velocidade são indicadas na Figura II.8. Portanto, se um motor com excitação independente apresenta uma resposta degrau de corrente, similar a alguma das mostradas na Figura II.8, então ele pode ser classificado quanto a ordem de modelo, bem como quanto ao número de parâmetros envolvidos. A Figura II.9 mostra a resposta degrau típica da corrente e da velocidade referente ao modelo 8, isto é, de um modelo de segunda ordem completo, incluindo-se todos os parâmetros. Esta figura será referenciada nos itens seguintes que tratam dos procedimentos alternativos de obtenção de parâmetros.

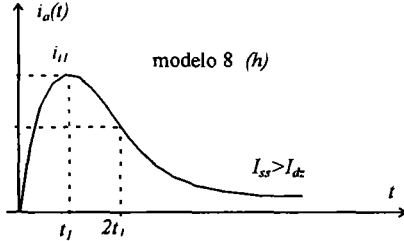
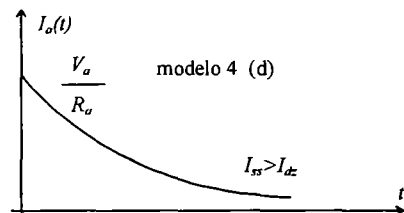
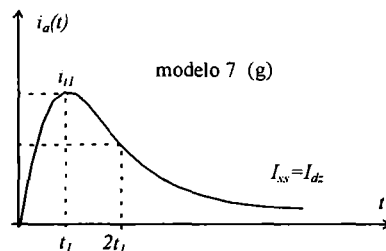
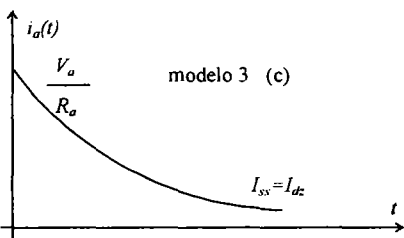
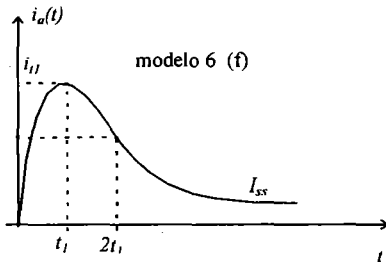
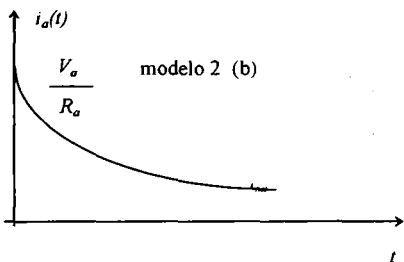
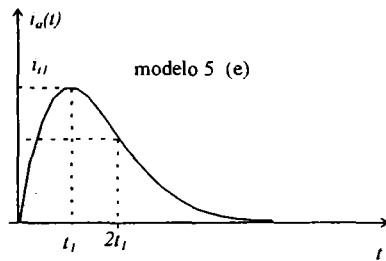
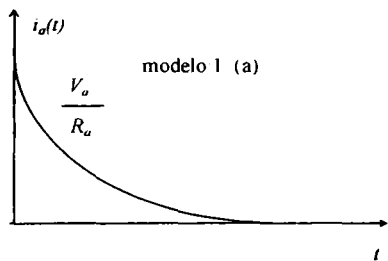


Figura II.8 Respostas de corrente típicas de todos os modelos.

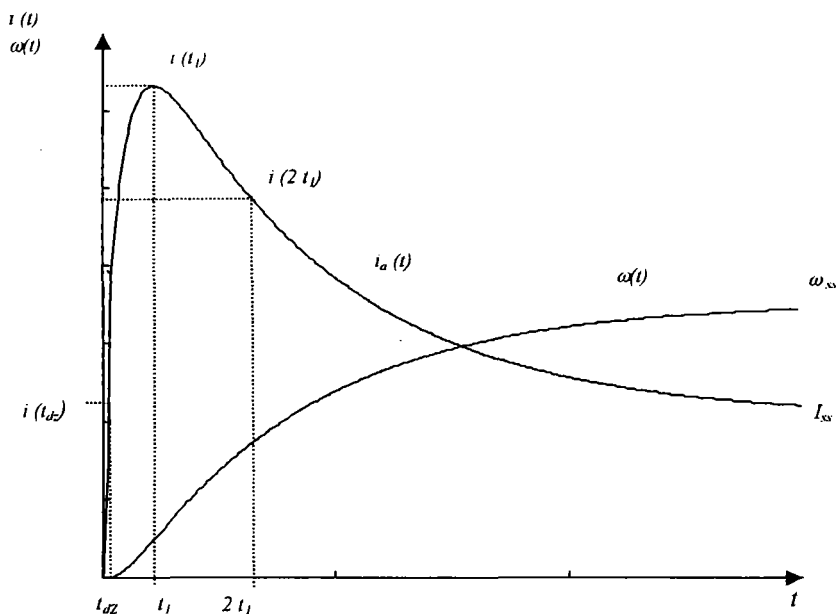


Figura II.9 Resposta transitória típica da corrente de armadura e velocidade para o modelo de 2ª ordem..

Como será descrito a seguir, se somente as constantes de tempo do modelo são de interesse, então a resposta da corrente é tudo o que se precisa. Duas medidas adicionais (o valor do degrau de tensão e a velocidade angular final) são requeridas para determinar todos os outros parâmetros.

Os 8 tipos de modelos (4 de 1ª ordem e 4 de 2ª ordem), mostrados na Figura II.8 possuem as seguintes funções de transferência para a velocidade:

$$\text{modelo 1 e 3: } G_1(s) = \frac{k_e / \tau_m}{(s + 1 / \tau_m)} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{modelo 2 e 4 } G_2(s) = \frac{K_e / \tau_m}{[s + (1 / \tau_m + 1 / \tau_b)]} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{modelo 5 e 7 } G_3(s) = \frac{1}{K_e \tau_m \tau_a} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{\tau_a} s + \frac{1}{\tau_m \cdot \tau_a}} \quad (\text{II.28})$$

$$\text{modelo 6 e 8: } G_4(s) = \frac{1}{K_e \tau_m \tau_a} \frac{1}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_b} \right) s + \frac{1}{\tau_m \cdot \tau_a} + \frac{1}{\tau_a \cdot \tau_b} \right]} \quad (\text{II.29})$$

onde:

$$\tau_a = L_a / R_a \quad (\text{II.30})$$

$$\tau_b = \frac{J}{B} \quad (\text{II.31})$$

$$\tau_m = R_a \cdot J / K_e \cdot K_t \quad (\text{II.32})$$

A partir da análise de modelos feita acima serão descritos os procedimentos de obtenção dos parâmetros com base nos dados relativos a um ensaio de excitação degrau. O ensaio deve ser realizado de acordo com o indicado no diagrama da Figura II.10. O que se necessita é o registro simultâneo do comportamento transitório da corrente de armadura e da velocidade angular. Na Figura II.10, este registro é indicado com auxílio de um osciloscópio de aquisição e memória digital.

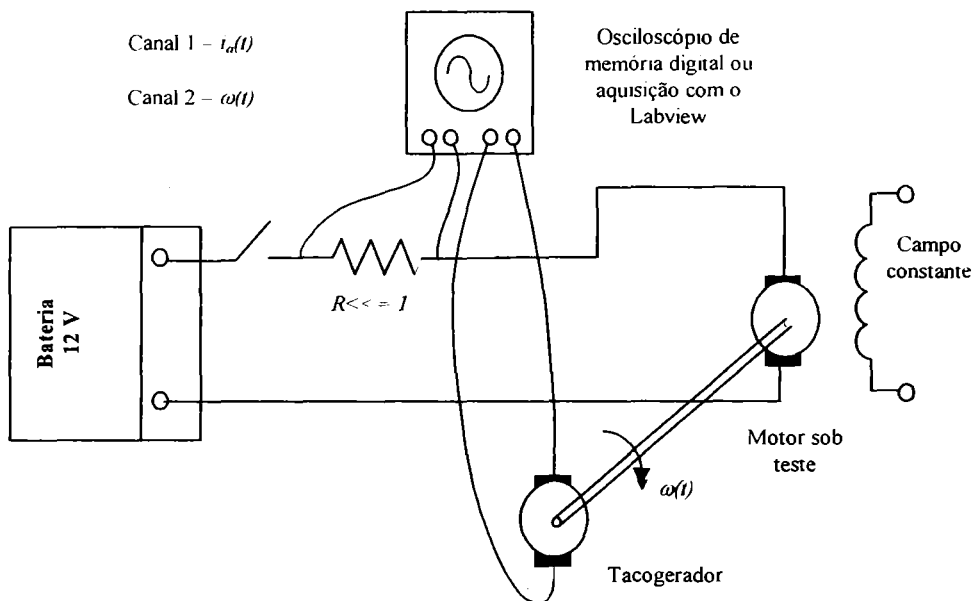


Figura II.10 Circuito de teste para o ensaio de tensão.

II.4.3 Obtenção de Parâmetros pelo Método de Pasek

Com a realização do ensaio de excitação degrau descrito no item anterior, e o respectivo registro das formas de onda, é possível estabelecer o modelo adequado do motor, por comparações da resposta de corrente obtido com aquelas da Figura II.8. Após determinar o tipo do modelo resta identificar os seus parâmetros.

O primeiro dos procedimentos analisado aqui é um método que fora inicialmente proposto por Pasek e que foi reorganizado e utilizado por Lord/Hwang [3]. O método é justamente aplicado com a realização de um ensaio degrau com o motor sob teste, admitindo-se que o coeficiente de atrito viscoso seja desprezível. A utilização do método foi estendida para os demais modelos do motor CC e foi verificado que o método é também aplicável com razoável precisão.

A condição básica e necessária para a utilização do método de Pasek é que a relação,

$$\frac{i(t_1)}{i(2t_1)} = \frac{I_{SC}}{i(t_1)} \quad (\text{II.33})$$

seja respeitada, sendo I_{SC} a corrente de armadura para $L_a = 0$, $i(t_1)$ e $i(2t_1)$ são valores de corrente, tais como indicados na Figura II.9. A relação (II.33) acima não pode ser verificada trivialmente, pois não se conhece o valor de I_{SC} . O método entretanto é aplicado admitindo-se válida a relação (II.33), os parâmetros são calculados e finalmente por comparação da resposta simulada com a resposta real do ensaio, avalia-se a exatidão dos parâmetros.

A partir do método de Pasek, a obtenção dos parâmetros segue de dois procedimentos distintos em função da ordem do modelo do motor. Como já esclarecido, estes procedimentos serão descritos para o modelo 4, que configura o modelo de 1ª. ordem mais completo e para o modelo 8 que configura o modelo de 2ª. ordem completo.

Obtenção de parâmetros para o modelo 4

Trata-se de um modelo de primeira ordem. Neste modelo é desprezada a indutância da armadura L_a . Para os modelos de primeira ordem a resposta de corrente sobe instantaneamente no tempo $t=0$ até o valor de $I_{SC} = V_a / R_a$ (devido a ausência da indutância da armadura) e cai exponencialmente até a corrente de regime I_{SS} .

Utilizando-se a Figura II.8d, o comportamento da corrente $i(t)$ pode ser obtido como:

$$i(t) = I_{SC} \left(1 - KK' + KK' e^{\frac{-t}{K\tau_m}} \right) \quad (\text{II.34})$$

e pode-se determinar o instante de tempo dado pelo valor $K\tau_m$ como o tempo necessário para atingir o valor $0.368I_{SC} + 0.632I_{SS}$. Daí, conhecendo-se v_a , ω_{SS} , I_{SC} , I_{SS} , $K\tau_m$, e $F/K_t = i(t_{dv})$, todos os parâmetros do modelo 4, podem ser obtidos utilizando-se as expressões:

$$KK' = 1 - \frac{I_{ss}}{I_{sc}}$$

$$K' = 1 - \frac{F}{K_t I_{sc}} = 1 - \frac{i(t_{dz})}{I_{sc}}$$

$$K = \frac{(KK')}{K'}$$

$$\tau_m = \frac{(K\tau_m)}{K}$$

$$\tau_b = \frac{K}{1-K} \tau_m$$

$$R_a = \frac{V_a}{I_{sc}} \quad [\Omega]$$

$$K_e = \frac{KK' V_a}{\omega_{ss}} \left[\frac{Vs}{rd} \right]$$

$$K_t = K_e \quad (\text{na unidade MKS})$$

$$J = \frac{\tau_m K_e K_t}{R_a} [Nms^2]$$

$$B = \frac{J}{\tau_b} [Nms]$$

$$F = K_t \left(\frac{F}{K_t} \right) = K_t i(t_{dz}) [Nm]$$

(II.35)

Se o modelo for do tipo 1, 2 ou 3, algumas das expressões acima serão então desconsideradas.

Obtenção dos parâmetros do modelo 8

Trata-se de um modelo de segunda ordem e engloba todos os parâmetros do motor de corrente contínua. Para o caso dos modelos de 2a. ordem faz-se necessário o conhecimento de relações envolvendo $i(2t_1)/i(t_1)$ com τ_m/τ_a e também de τ_b/τ_a com τ_m/τ_a , para vários valores de K e K' , as quais normalmente são caracterizadas por gráficos. O procedimento de obtenção dos parâmetros relativos aos modelos de 2a. ordem é descrito a seguir.

- 1) Obtém-se $i(2t_1)/i(t_1)$ e I_{ss} a partir da resposta de corrente do ensaio degrau. Mede-se na resposta de corrente o valor de $i(t_{dz}) = F/K_t$ e calcula-se os fatores K, KK' e K' tal como:

$$\begin{aligned}
 k &= \frac{KK'}{K'} & K' &= 1 - \frac{i(t_{dz})}{I_{sc}} \\
 KK' &= 1 - \frac{I_{ss}}{I_{sc}} & I_{sc} &= \frac{[i(t_1)]^2}{i(2t_1)}
 \end{aligned}
 \tag{II.36}$$

2) Conhecendo-se K e K' e a razão $i(2t_1)/i(t_1)$, determina-se

$$t_1 / \tau_a \text{ e } \tau_m / \tau_a$$

Normalmente estas relações são obtidas por gráficos padronizados. No caso deste laboratório, obtém-se os valores necessários por solução numérica das relações acima.

3) Conhecendo-se V_a e ω_{ss} obtém-se:

$$\begin{aligned}
 \tau_b &= \frac{K}{1-K} \tau_m & R_a &= \frac{V_a}{I_{sc}} & L_a &= R_a \tau_a [H] \\
 K_e = K_t &= \frac{KK' V_a}{\omega_{ss}} & J &= \frac{\tau_m K_e K_t}{R_a} & B &= \frac{J}{\tau_b} \\
 F &= K_t i(t_{dz}) & t_{dz} &= \tau_a \log_e \left(\frac{1}{K'} \right)
 \end{aligned}$$

(II.37)

Novamente, se o modelo do motor for do tipo 5, 6 ou 7, algumas das relação acima serão desconsideradas.

II.4.4 Obtenção de Parâmetros por Interpolação de Curvas

Este procedimento é uma opção para a obtenção dos parâmetros do motor CC quando o método de Pasek não fornecer precisão ou um modelo coerente, ou quando a relação (II.33) não for satisfeita. O procedimento de interpolação de curvas utiliza um algoritmo numérico de interpolação de funções baseado no conhecimento da função a ser interpolada e um conjunto de pontos desta função.

O algoritmo de interpolação pode ser de várias formas, envolvendo minimização, mínimos quadrados e o método Simplex. O procedimento de interpolação descrito na sequência se refere ao Método Simplex de Nelder-Mead que é utilizado na rotina “*fmins*” do Software Matlab.

A função a ser interpolada é escolhida de forma a descrever o comportamento transitório da velocidade do motor, relativo a uma excitação degrau. Portanto, este procedimento usa os mesmos dados do Método de Pasek, porém com um número maior de pontos, pois neste caso é interessante que se obtenha um conjunto de pontos da resposta transitória da velocidade, desde o repouso até um estado de regime.

Desde que os modelos do motor CC são de primeira ou de segunda ordem, é relativamente fácil obter-se a resposta degrau teórica e usá-la então como função de interpolação. Para o algoritmo de interpolação será escolhida uma função que represente um sistema de segunda ordem, já que uma resposta de primeira ordem pode ser vista como um caso particular de segunda ordem, com uma das constantes de tempo nula. Esta função pode ser obtida pela solução do sistema de equações diferenciais indicado pelas equações (I.6) a (I.8), ou através das funções de transferência indicada nas expressões (II.26) a (II.32). Rescrevendo-se as representações de função transferência dadas em (II.26) a (II.32) em uma forma compacta, obtém-se:

$$G_M(s) = \frac{K_m}{(s + \gamma)(s + \delta)} \quad (\text{II.38})$$

sendo γ e δ , constantes de tempo e K_m o ganho global do motor, envolvendo os parâmetros do motor. No apêndice B são apresentadas as soluções da resposta transitória da corrente e da velocidade, admitindo-se uma entrada de excitação tipo degrau. A forma geral da função de interpolação utilizado no programa “param.m” descrito no apêndice A, é dada por,

$$\omega(t) = c_1 e^{-t\lambda_1} + c_2 e^{-t\lambda_2} + c_3 e^{-t\lambda_3} \quad (\text{II.39})$$

Comparando-se ((II.39) com a resposta típica ao degrau de um sistema de segunda ordem

$$f(t) = A_0 + A_1 e^{-t/T_1} + A_2 e^{-t/T_2} \quad (\text{II.40})$$

verifica-se que λ_1 deve ser nula, e λ_2 , λ_3 devem corresponder às constantes de tempo do sistema de segunda ordem. Caso o motor tenha um modelo de primeira ordem, λ_2 ou λ_3 deve ser nulo. As constantes A_0 , A_1 e A_2 que são função dos parâmetros do motor, devem corresponder aos coeficientes c_1 , c_2 e c_3 da função de interpolação.

O método de interpolação produz uma aproximação bastante precisa da função proposta com os pontos medidos do ensaio degrau, e portanto as constante de tempo neste caso retratam melhor o comportamento do motor.

Se na etapa de verificação da validação dos parâmetros obtidos pelo método de Pasek for constatado alguma incoerência entre as respostas real e simulada, as constantes de tempo de ambos os métodos serão diferentes e deve-se optar por usar as constantes de tempo fornecidas pelo método de interpolação. Em caso do método de Pasek produzir resultados coerentes, as constantes de tempo em ambos os métodos devem resultar muito próximas.

II.5 Ensaios

Nesta parte devem ser realizados diversos ensaios para determinação dos parâmetros do motor, incluindo o ensaio para utilização do método de Pasek e de interpolação de curvas.

(i) Obter o valor de R_a pelos dois métodos indicados e comentar cada método quanto à precisão. Indicar o procedimento e os resultados (tabelas 1 e 2) e gráficos obtidos.

Tabela 1 - Determinação de R_a pelo método do ohmímetro.

<i>Posição do eixo</i>					
R_a					

Tabela 2 - Determinação de R_a pela característica $V \times I$ (Eixo em repouso).

V_a		i_a	
<i>Posição 1</i>	<i>Posição 2</i>	<i>Posição 1</i>	<i>Posição 2</i>

(ii) Obter o valor de L_a pelos vários métodos e comentá-los. Indicar os procedimentos e os resultados, assim como as formas de onda obtidas nos ensaios. Escolher o valor mais coerente de L_a segundo uma média ou desprezando os valores muito dispersos. Para os métodos um e dois use $R_{ext} \ll 1\Omega$.

Tabela 3 - Determinação de L_a

<i>Método 1</i>	τ_a	<i>Forma de onda para o método 1</i>
	R_a	
	R_{ext}	
	L_a	

<i>Método 2</i>	f	
	V_a	
	V_{ext}	
	R_a	
	R_{ext}	
	L_a	

(iii) Com os valores de V_a , i_a e ω anotados na tabela 4 obtenha o valor de K_e . Para obter os valores de ω (rd/s) use a equação II.13-a com $a= 6,67019$ e $b= 0,29054$ para os motores Eletrocraft e $a= 0.8074$ e $b= -8.4655$ para os motores da marca Singer. Medir juntamente o valor correspondente da tensão do tacômetro (V_{ig} ou f_{ig}) para cada valor de V_a . Apresentar os procedimentos, os resultados e também o gráfico de K_e e de K_{ig} (constante do tacômetro).

Tabela 4 - Determinação de K_e e T_r

$V_a(V)$	$I_a(A)$	f_{ig}	$\omega(rad/s)$	$K_e(Vs/rd)$	$V_{ig}(V) / V_{rel}(V)$	$T_r(VsA/rd)$
0,5						
1,0						
1,5						
2,0						
2,5						
3,0						
3,5						
4,0						
4,5						
5,0						
5,5						
6,0						
6,5						
7,0						
7,5						
8,0						
8,5						
9,0						
9,5						
10,0						
10,5						
11,0						
11,5						

- (iv) Obter o valor de B e F pela construção do gráfico de $T_r \times \omega$ o qual pode ser conseguido com o auxílio da tabela 4. Apresentar o procedimento, indicar os valores obtidos de T_r na respectiva tabela e o gráfico de (T_r, ω) .

Tabela 5 - Valores de B e F

B	F

- (v) Obter o valor de J pelo método da resposta transitória. Indicar o gráfico da resposta transitória e o valor de J .

Tabela 6 - Determinação de J

B	τ_m	J	Resposta Transitória

- (vi) Obter o valor do parâmetro K_t segundo o método indicado. Comparar o valor obtido de K_t com o valor de K_e do item (iii) . Indicar o procedimento.

Tabela 7 - Determinação de J

F	$t_{a\ min}$	K_t	K_e

(vii) Aplicar um pulso de tensão conectando a chave S utilizando a montagem dada na Figura II.10 com $R \ll 1\Omega$ e $V_a = 12V$. Anotar a forma de onda da corrente e da tensão de saída do tacogerador no osciloscópio digital.

(a) Utilizando os cursores disponível no osciloscópio., medir I_{SC} , I_{SS} , t_{dz} , $i(t_{dz})$. Se foi identificado o Modelo 4 medir $(0,368 I_{SC} + 0,632 I_{SS})$ e $t(0,368 I_{SC} + 0,632 I_{SS})$. Se foi identificado o modelo 8 medir t_1 , $i(t_1)$ e $i(2t_1)$,

(b) Obter ω_{ss} utilizando a equação que relaciona a tensão do tacômetro com a velocidade. Ver item (iii).

Tabela 9 - Medições para o modelo de Pasek

<i>Modelos do Ensaio de Pasek</i>		$V_a =$
<i>Modelo 4</i>	<i>Modelo 8</i>	
I_{SC}	t_1	I_{SS}
I_{SS}	$i(t_1)$	$i(t_{dz})$
$i(t_{dz})$	$i(2t_1)$	ω_{SS}
$(0,368I_{SC} + 0,632I_{SS})$	I_{SC}	
$t(0,368I_{SC} + 0,632I_{SS})$		

(c) Registrar outros pontos totalizando 20 a 30 para utilizar o método de interpolação de curvas.

Anotações

A partir destas medidas calcular os parâmetros K , K_m , τ_a , τ_m , τ_b , R_a , L_a , J , B , K_t e K_e utilizando um programa de identificação destes parâmetros, executável no MATLAB encontrado na diretoria C: \MATLAB \pasek em todos os micros do laboratório de ensino de Controle. Para a utilização do programa é imprescindível o entendimento do método de Pasek. O Apêndice IIA apresenta a configuração deste programa.

Tabela 10 - Parâmetros identificados para o modelo de Pasek

<i>Resultados do Método de Pasek</i>			
<i>Modelo 4</i>		<i>Modelo 8</i>	
τ_m	B	τ_m	J
τ_b	K_t	τ_b	B
R_a	K_e	R_a	K_t
J	F	L_a	K_e
		F	

(viii) Comparar os valores encontrados.

Tabela 11 - Parâmetros identificados. Comparações.

<i>Parâmetros</i>	R_a	L_a	J	F	B	K_t	K_e
<i>Método Clássico</i>							
<i>Método de Pasek</i>							
<i>Método de interpolação de curvas</i>	Constante de Tempo γ		Constante de Tempo δ		Ganho Global K_m		

(ix) Apresentar o diagrama de blocos e a função de transferência do modelo do motor de corrente contínua .

Diagrama de blocos do motor de corrente contínua

Função de transferência

ANEXO IIA

GUIA PARA A UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA DE IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE MOTORES CC VIA ENSAIO DEGRAU DE TENSÃO.

IIA.1 Introdução

O programa disponível para obtenção de parâmetros de servomotores CC tem sido utilizado há vários anos e tem sido constantemente atualizado para se incorporar maiores facilidades de uso. Atualmente o programa denominado *param.m* a ser executado no ambiente do Software Matlab/Simulink, dispõe de duas estratégias de identificação paramétrica de servomotores CC a partir de dados de ensaio de excitação degrau. O programa também possibilita a realização de simulação de ensaios de excitação degrau.

O Programa exige no mínimo:

Microsoft Windows, version 3.1 ou superior;
MATLAB, version 4.0 com SIMULINK.

Para iniciar o Programa o usuário deve verificar a existência do diretório *PARAM* no diretório do *MATLAB*. A seguir deve-se digitar o comando *param*. Após iniciado o Programa o usuário deve escolher as opções desejadas e realizar os cálculos requeridos.

O usuário ao utilizar o Programa deve ter algum conhecimento sobre a execução do Método de Pasek e também dos procedimentos dos métodos de interpolação, descritos nos tópicos II. 4, para poder utilizar o programa sem problemas. Ele deve também ter em mãos todos os dados necessários para efetuar uma simulação do motor com entrada degrau ou estimação desejada dos parâmetros do motor.

IIA. 2 Sobre o Programa

Programa consiste em um seqüência de menus conversacionais pelos quais o usuário pode determinar se deseja efetuar a Simulação ou a Estimação Paramétrica do motor, seja do modelo 4 ou do modelo 8. A simulação poderá ser realizada no ambiente Matlab ou no ambiente Simulink. Para tal, recomenda-se que o usuário esteja familiarizado com estes ambiente de simulação. A etapa de simulação é acessível através do Menu Principal, que possibilita a escolha de simulação no ambiente Matlab ou no Simulink, desde que se tenha

em mãos todos os parâmetros do motor a ser simulado. A seguir é apresentado um esquema sobre o funcionamento do Programa com seus menus e respectivos comandos utilizados em cada um deles. No menu principal tem-se as opções de Identificação via Interpolação ou via Método de Pasek. A escolha de uma destas opção conduz o usuário a uma sequência de outros menus para as devidas entradas de dados e operação dos métodos em questão.

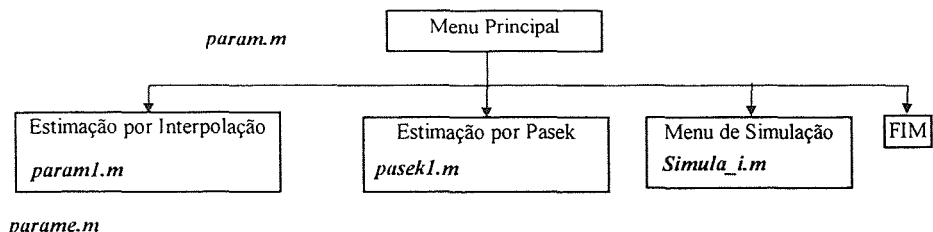


Figura II A. 1 Estrutura do Menu Principal do Programa

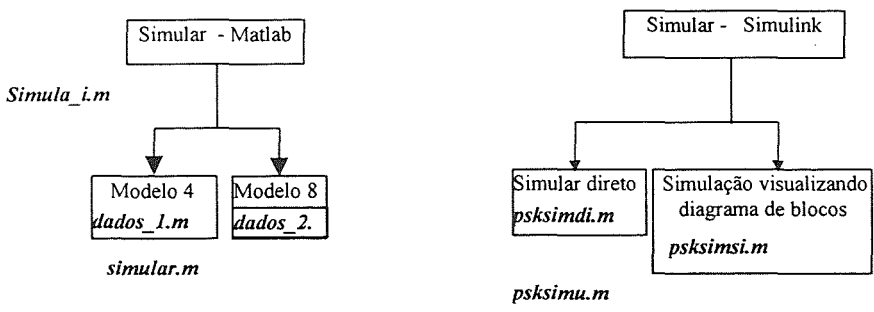


Figura II A.2 Estrutura do Menu de Simulação.

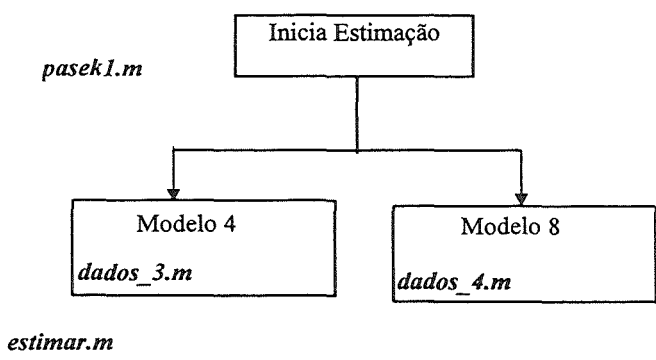


Figura II A.3 Estrutura do Menu de Estimação por Pasek.

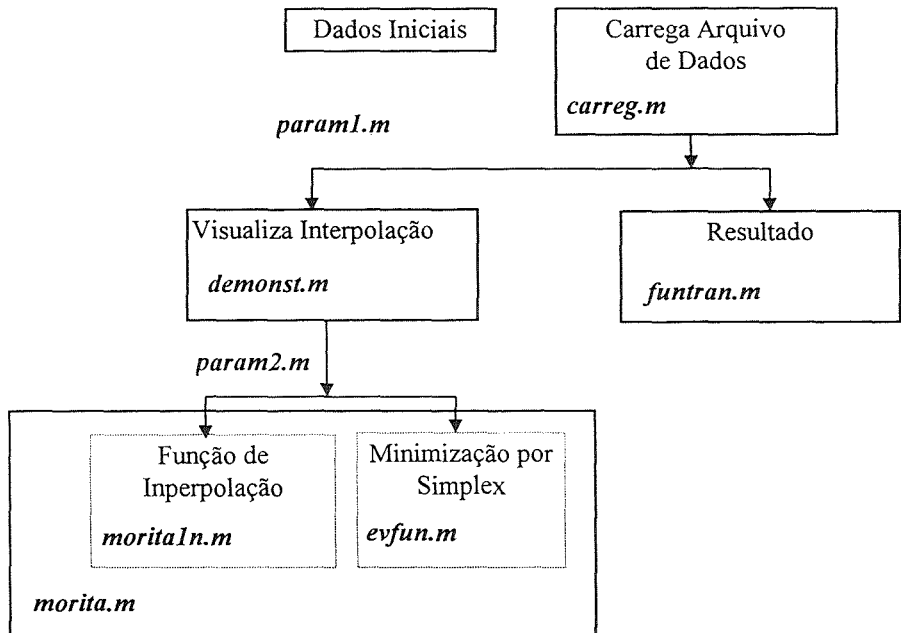


Figura II A. 4 Estrutura da Janela de Entrada de dados e Visualização da Estimação por Interpolação.

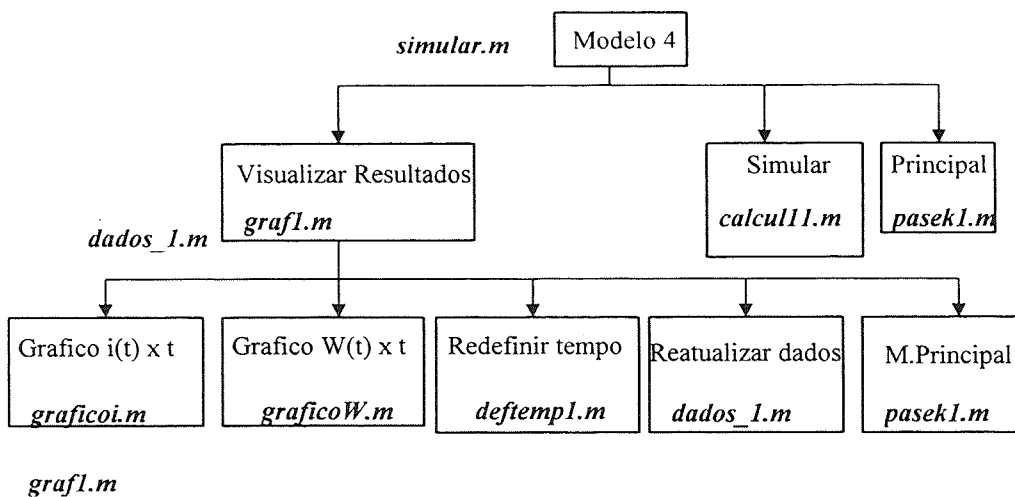


Figura II A. 5 Estrutura do Menu de Simulação do Modelo 4.

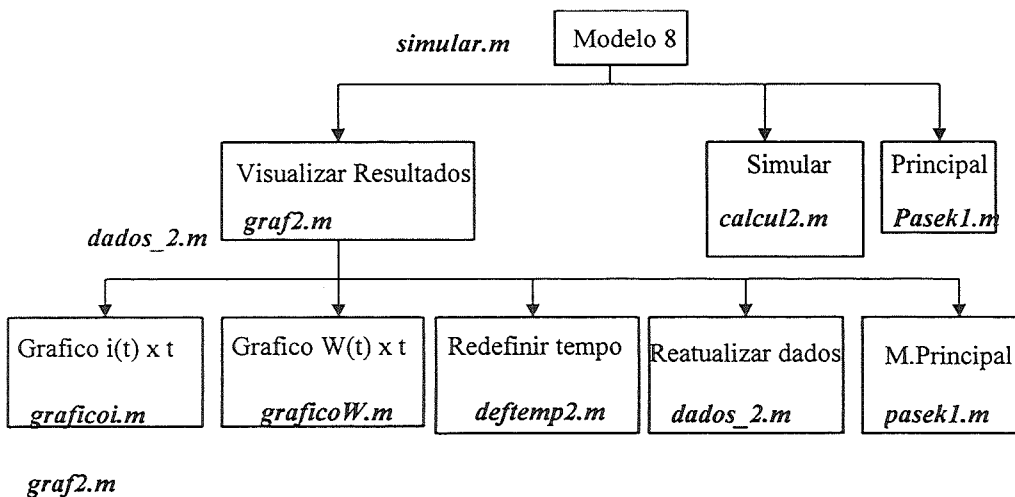


Figura II A. 6 Estrutura do Menu de Simulação do Modelo 8.

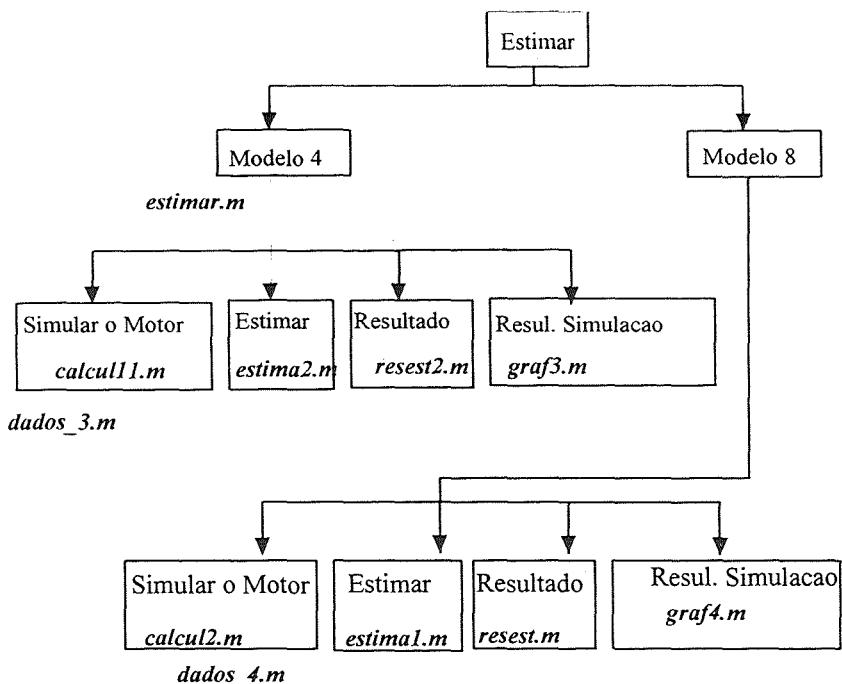


Figura II A. 7 Estrutura dos Menu de Estimação por Pask.

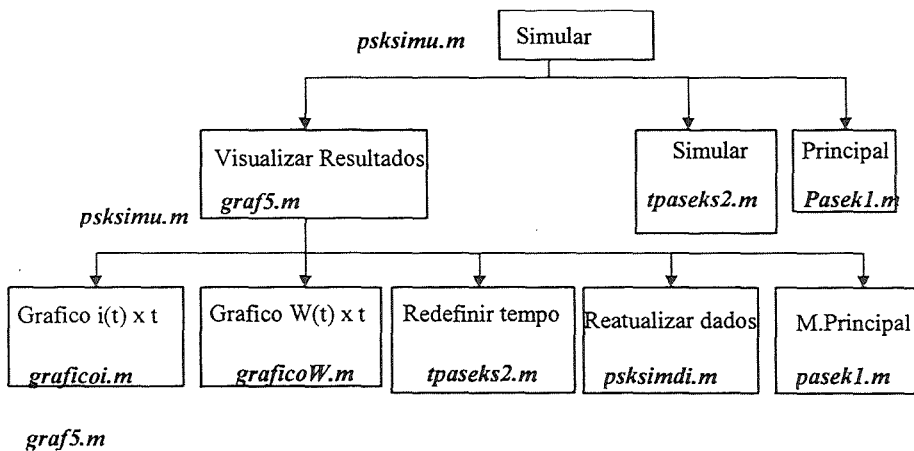


Figura II A. 8 Estrutura do Menus de Simulação Direta pelo Simulink

psksimu.m

Simular visualizando diag. blocos

psksimsi.m

Iniciar simulação
visualizando
blocos no
SIMULINK

paseksim.m

psksimsi.m

Figura II A. 9 Estrutura do Menu de Simulação visualizando Diagrama de Blocos pelo Simulink.

IIA. 3 Utilização do Programa

Para utilizar o Programa o usuário deve saber se deseja fazer uma Simulação ou uma Estimacão Paramétrica e em se tratando de um estimacão, deve-se optar entre o Método de Pasek ou o Método de Interpolação.

SIMULAÇÃO: Admitindo-se que o usuário deseja realizar uma Simulação do motor. Para isso deve-se ter em mãos os seguintes dados:

Tensão de Alimentação	(V) ,
Resistência de Armadura	(R_a) ,
Constante de Torque	(K_t) ,
Constante de fcm	(K_e) ,
Momento de Inércia	(J) ,
Atrito Viscoso	(B) e
Atrito Estático	(F) ,

para o modelo 4, e as mesmas citadas, mais Indutância de Armadura (L_a) , para o modelo 8.

Após ter iniciado o Programa com o comando *pasek* o usuário terá acesso ao menu principal onde com o auxílio do “mouse” deve escolher a opção **Simulação**. A seguir ele terá acesso a um outro menu onde deve escolher entre a simulação para o modelo 4 ou para o modelo 8. Supondo-se agora que o usuário deseja realizar a simulação para o modelo 4. Após ter escolhido a opção **Modelo 4**, o usuário terá acesso à uma tela onde ele deve entrar com os dados citados acima. Para a entrada dos dados o usuário deve com o auxílio do “mouse” situar o cursor no local indicado para cada dado. Depois de ter entrado com os dados ele

deve escolher a opção **Simular** para que o Programa realize os cálculos necessários. Escolhendo esta opção tem-se um menu para entrada do tempo total de simulação desejado em segundos. A seguir deve-se escolher a opção **Iniciar Simulação** para se iniciar a simulação propriamente. Após o sinal do Programa (**OK!**) ele pode visualizar os resultados da simulação escolhendo a opção **Visualizar Resultados**, a qual trará uma tela com um menu onde o usuário poderá visualizar o gráfico da corrente em função do tempo, da velocidade angular em função do tempo e poderá também escolher se deseja redefinir o tempo de simulação, voltar ao menu principal ou se deseja reatualizar os dados, retornando assim à tela de entrada de dados. É importante ressaltar que o Programa não poderá realizar os cálculos sem os dados necessários para tal.

Os passos para se fazer a simulação do modelo 8 são os mesmos citados para o modelo 4, lembrando mais uma vez que no modelo 8 deve-se entrar também com a Indutância de Armadura (L_a).

ESTIMAÇÃO: Na opção estimação deve-se escolher entre os dois métodos disponíveis, pois cada um deles exige diferentes dados e em diferentes formatos, tais como descritos a seguir.

ESTIMAÇÃO PARAMÉTRICA - MÉTODO DE PASEK: Supondo-se agora que o usuário deseja realizar uma Estimação Paramétrica utilizando o método de Pasek. Para isso ele deve ter em mãos os seguintes dados, obtidos através do ensaio de partida do motor realizado no laboratório:

Tensão de Ensaio (V),
Corrente de Regime (I_{ss}),
Corrente de Partida (I_{sc}),
Velocidade de Regime (ω_{ss}),
Tempo de Zona Morta (t_{dz}),
Corrente de Zona Morta ($i(t_{dz})$) e
Decaimento ($K. \tau_m$),

para o modelo 4, ou

Tensão de Ensaio (V),
Corrente de Regime (I_{ss}),
Corrente de Pico ($i(t_1)$),
Tempo de Pico (t_1),
Corrente de 2-pico ($i(2t_1)$),
Tempo de Zona Morta (t_{dz}),
Corrente de Zona Morta ($i(t_{dz})$) e
Velocidade de Regime (ω_{ss}),

para o modelo 8, lembrando que a Velocidade de Regime (ω_{ss}) deve estar em radianos por segundo

Até a entrada dos dados os passos são praticamente os mesmos que para a Simulação com diferença que no menu principal o usuário deve escolher a opção estimacão. Admitindo-se novamente que o usuário escolha o modelo 4, para realizar a estimacão paramétrica do modelo 4, após ter entrado com os dados citados acima, ele deve escolher a opção **Estimar Parâmetros** para que o Programa faça os cálculos necessários. A seguir, após o sinal (OK!), o usuário pode visualizar os resultados da estimacão escolhendo a opção **Resultados da Estimacão** que trará uma tela com os parâmetros do motor. Após ter tomado nota dos resultados ele pode retornar ao menu anterior e realizar a simulacão do motor escolhendo a opção **Simular o Motor** que realizará a simulacão do motor mediante os parâmetros encontrados na estimacão, após a entrada do tempo total de simulacão desejado. Assim após o sinal (OK!), ele poderá visualizar os gráficos citados na parte referente à simulacão sem precisar para isso retornar ao módulo de simulacão.

Os passos para a Estimacão Paramétrica para o modelo 8 são os mesmos que para o modelo 4.

ESTIMACÃO PARAMÉTRICA - MÉTODO DE INTERPOLAÇÃO : Para a estimacão de parâmetros do motor com o método de interpolacão, é necessário um conjunto de pontos experimentais da velocidade pelo tempo, medida no ensaio degrau através do osciloscópio digital. Estes dados devem ser editados em arquivo no formato ASCII, tendo os valores de tempo e velocidade em forma de colunas, sendo a primeira coluna, a do tempo em segundos. A velocidade deve ser editada em rad/seg. Os dados medidos devem então serem armazenados em um arquivo (em disquete ou no disco rígido em diretório apropriado), tendo como extensão necessariamente o tipo **“.DAT”**. Outras formas de extensão não serão entendidas pelo programa *param.m*. Ao se escolher a opção de estimacão por interpolacão é necessário que o usuário tenha em mãos o valor da tensão de ensaio em volts. No sub-menu da opção de interpolacão, após indicar o valor da tensão de ensaio, comanda-se a leitura do arquivo de dados escolhendo **Carregar Arquivo de Dados**, a qual é feita através do utilitário de **“Browse”** do próprio Windows. O arquivo com extensão **.DAT** deve então ser selecionado no diretório em que o mesmo foi armazenado. Após a leitura, aciona-se o comando de iniciar interpolacão escolhendo **Visualiza Interpolacão**, o qual inicia um processo animado de ajuste de curvas sobre o conjunto de pontos medidos. Ao surgir a condicão **“OK”** e acioná-la, volta-se automaticamente ao menu anterior que dá acesso à opção resultado da estimacão, escolhendo **Resultado da Interpolacão**. Acionando-se esta opção, é construída um tela com a função transferência de segunda ordem e os valores do ganho global, e das duas constantes de tempo do processo. Como já mencionado, este procedimento de estimacão só fornece o resultado da função transferência final, sem distinguir os valores dos parâmetros físicos individuais do motor. Uma simulacão direta a partir da estimacão por interpolacão ainda não está implementada, porém pode ser facilmente ser realizada realizando o comando *step* no ambiente Matlab, com o valor do degrau de tensão real e usando a função transferência obtida, ou ainda retornando-se ao Menu de Simulacão. Os parâmetros da função transferência estimada são definidos por:

- Ganho global: K_m

- Constantes de tempo: *gama*
delta

e estão disponíveis no ambiente Matlab ao se encerrar o programa **param.m** na variável *ft_estim*.

SIMULAÇÃO UTILIZANDO O SIMULINK: Caso o usuário deseje realizar uma simulação utilizando o SIMULINK, ele deverá ter um breve conhecimento da utilização do mesmo, além de dispor em mãos de todos os dados necessários para a simulação propriamente dita. Os dados necessários são:

Tensão de Alimentação	(V),
Resistência de Armadura	(R_a),
Indutância de Armadura	(L_a),
Constante de Torque	(K_t),
Constante de fcm	(K_e),
Momento de Inércia	(J),
Atrito Viscoso	(B) e
Atrito Estático	(F)

Após ter iniciado o programa com o comando *pasek*, o usuário deverá escolher a opção **Simulação via Simulink** a qual levará a um outro menu com as opções **Simular direto** e **Simular com Visualização do Diagrama de Blocos**.

Admitindo-se que o usuário deseje realizar a simulação direta sem visualizar o diagrama de blocos, após ter escolhido tal opção, o mesmo deverá entrar com os dados requeridos e seguir os mesmos passos do item Simulação.

Caso o usuário deseje realizar a simulação observando o diagrama de blocos, após ter escolhido tal opção, ele deverá entrar com os dados necessários e escolher a opção de menu **Iniciar Simulação visualizando blocos no SIMULINK**, o qual irá solicitar um intervalo de simulação após o qual poderá ser visto o diagrama de blocos. Caso não apareça os *Scopes* de saída (Corrente e Velocidade Angular) o usuário deverá clicar duas vezes sobre os blocos dos mesmos. Para simular basta clicar na opção **Simular** do menu superior e a seguir **Start**.

IIA. 4 Resultados Finais

A operação do programa é tal que, cada vez que se retorna ao Menu Principal e reinicia-se um procedimento de Simulação ou Estimação, todos os dados anteriormente digitados e também os dados processados numa etapa anterior, serão destruídos. Entretanto, em se retornando ao menu Principal e escolhendo-se a opção **Fim** para se sair do Programa *Param.m*, os dados digitados e processados serão mantidos para uma pós-avaliação pelo usuário.

No caso de se realizar uma simulação, as grandezas tempo, corrente de armadura e velocidade angular permanecem armazenadas nas variáveis t , i e W respectivamente. Com auxílio do comando *plot(t,i)* e/ou *plot(t,W)* obtém-se os gráficos das respectivas grandezas.

No caso de se realizar uma estimação pelo Método de Pasek, os parâmetros são disponíveis no vetor *par_estim*. Digitando-se *par_estim* no ambiente MATLAB, obtém-se os valores dos parâmetros na seguinte ordem:

$$\mathbf{par_estim} = [R_a \ L_a \ K_e \ K_t \ J \ B \ F]$$

No caso de se realizar uma estimação pelo Método de Interpolação, os parâmetros são disponíveis no vetor *ft_estim*. Digitando-se *ft_estim* no ambiente MATLAB, obtém-se os valores dos parâmetros na seguinte ordem:

$$\mathbf{ft_estim} = [K_m \ \text{gama} \ \text{delta}]$$

Problemas de operação e eventualmente de utilização do programa devem ser relatados aos respectivos professores responsáveis pela disciplina SEL-201.

O Programa param.m foi realizado e testado pelo aluno:

Evandro Toshio Morita no.USP: 3.642.762

sob a supervisão do Professor Manoel Luís de Aguiar.

ANEXO II B

Respostas Transitórias ao Degrau para o Motor CC

As respostas transitórias teóricas para as varias situações apresentadas a seguir, se referem ao modelo 8. Se o modelo for de menor ordem, algumas relações se simplificam automaticamente. As soluções são consideradas somente para instantes de tempo superior ao valor t_{dz} , ou para M_F nulo. As situações abordadas referem-se aos casos onde a resposta de velocidade apresenta um comportamento transitório sobre-amortecido, criticamente amortecido e sub-amortecido.

Caso (a) - Resposta Sobre-Amortecida

$$\omega(t) = \omega_f \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{ct} \cos(dt + \theta)}{d} \right]$$

$$i(t) = I_{SC} \left\{ 1 - K' + \frac{K'}{\tau_a d} e^{ct} \sin(dt) + K'(1 - K) \left[1 - \frac{\sqrt{C_2} e^{ct} \cos(dt + \theta)}{d} \right] \right\}$$

Caso (b) - Resposta Criticamente Amortecida

$$\omega(t) = \omega_f \left[1 - e^{\gamma t} + t e^{\gamma t} \right]$$

$$i(t) = I_{SC} \left[1 - KK' + K' \left[K - 1 + t \left(\frac{1}{\tau_a} + \gamma - \gamma K \right) \right] e^{\gamma t} \right]$$

Caso (c) - Resposta Sub-Amortecida

$$\omega(t) = \omega_f \left[1 + \frac{\gamma_4}{\gamma_3 - \gamma_4} e^{\gamma_3 t} - \frac{\gamma_3}{\gamma_3 - \gamma_4} e^{\gamma_4 t} \right]$$

$$i(t) = I_{SC} \left[1 - KK' + \frac{K'}{\gamma_3 - \gamma_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + \gamma_4 - \gamma_4 K \right) e^{\gamma_3 t} - \frac{K'}{\gamma_3 - \gamma_4} \left(\frac{1}{\tau_a} + \gamma_3 - \gamma_3 K \right) e^{\gamma_4 t} \right]$$

sendo:

B	Coefficiente de atrito viscoso
c	-0.5 C_1 , constante associada com os modelos 6 e 8
C_1	$\left(\frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_b} \right)$, constante associada aos modelos 6 e 8
C_2	$\left(\frac{1}{\tau_a \tau_b} + \frac{1}{\tau_a \tau_m} \right)$, constante associada aos modelos 6 e 8
d	$\sqrt{C_2 - 0.25 C_1^2}$, constante associada aos modelos 6 e 8
F	atrito estático
$i(t)$	corrente de armadura
$i(t1)$	valor da corrente de armadura no instante t1 (pico) nos modelos 5 a 8
$i(tdz)$	F/K_i valor da corrente de armadura no instante $t=tdz$, no modelos 7 e 8
$i(2t1)$	valor da corrente de armadura no instante 2 t1, nos modelos 5 a 8
I_{SC}	V/R_a corrente de curto circuito
I_{SS}	$I_{SC}(1 - K)$ corrente de regime permanente nos modelos 2 e 6
I_{SS}'	$I_{SC}(1 - K')$ corrente de regime permanente nos modelos 3 e 7
I_{SS}''	$I_{SC}(1 - KK')$ corrente de regime permanente nos modelos 4 e 8

J	momento de inércia
K	$\tau_b / (\tau_b + \tau_m)$ fator de amortecimento nos modelos 2, 4, 6 e 8
K'	$\left(1 - F / K_t I_{SC}\right)$ fator de fricção nos modelos 3, 4, 7 e 8
K_e	V / ω_0 constante de fcm do motor
K_t	K_e constante de torque
L_a	indutância de armadura
t	tempo
t_l	tempo necessário para a corrente de armadura atingir o máximo nos modelos 5 a 8
t_{dz}	$\tau_a \log\left(1/K'\right)$ tempo morto devido a F os modelos 7 e 8
T_e	$K_t i_a(t)$ torque eletromagnético produzido no motor
V	tensão de armadura
g	$-0.5 C_1$ constante associada aos modelos 6 e 8
$\gamma_{3,4}$	$\left(-C_1/2 \pm \sqrt{C_1^2/4 - C_2}\right)$ constante associada aos modelos 6 e 8
q	$\tan^{-1}(c/d)$ constante associada aos modelos 6 e 8
τ_a	L_a / R_a constante de tempo elétrica
τ_b	J/B constante de tempo de amortecimento

τ_m	$JR_a / K_e K_t$ constante de tempo mecânica (ou inercial)
$\omega(t)$	velocidade angular mecânica
ω_0	V / K_e velocidade final (de regime) atingida pelos modelos 1 e 5
ω_1	V / K_e velocidade final (de regime) atingida pelos modelos 2 e 6
ω_f'	V / K_e velocidade final (de regime) atingida pelos modelos 3 e 7
ω_f''	V / K_e velocidade final (de regime) atingida pelos modelos 4 e 8

PARTE III

ACIONAMENTO DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

III.1 Introdução

A utilização do motor CC em aplicações que requerem velocidade variável é largamente difundida devido às características de operação do motor CC em velocidade variável. Estas características são relacionadas com a flexibilidade de atuação sobre a velocidade do motor CC, fácil modelagem, simples alimentação, eficiência e alto desempenho tanto em alta como em baixa velocidade. As desvantagens do uso do motor CC, relacionam-se com o alto custo, alto nível de manutenção e com sua limitação de uso em ambientes com perigo de explosão.

O controle de velocidade de um motor CC pode ser conseguido variando-se a corrente de armadura ou de campo ou ambas. O controle pela corrente de armadura geralmente é mais usado por apresentar uma resposta dinâmica mais rápida. Os métodos de controle de velocidade de um motor CC evoluíram desde os mais elementares limitadores resistivos de corrente até os atuais conversores estáticos.

Atualmente, no controle de motores CC, empregam-se conversores a tiristores ou transistores, permitindo-se o acionamento de motores com potência da ordem de centenas de kilowatts.

III.2 Porque o Acionamento PWM

O acionamento do motor de corrente contínua para controle de velocidade, ou seja, o controle de alimentação do motor pode ser realizado através de amplificadores lineares ou do tipo classe A, onde o motor e amplificador são conectados em série com a fonte CC. Num caso destes, por exemplo, se a tensão da fonte é de 50 V, a tensão do motor igual a 10 V e a corrente for de 20 A, a potência desenvolvida pelo motor será 200 watts, enquanto que a

potência dissipada (perdida) no amplificador será de 800 watts. Claramente a eficiência deste sistema é absolutamente inaceitável. Como alguns setores industriais se utilizam de motores de corrente contínua com potência muito maior (laminadores, sistemas transportadores, etc.), tais amplificadores são impraticáveis.

A solução para tais aplicações são os amplificadores chaveados CC-CC (*choppers*) ou os conversores CA-CC (retificadores controlados). Na prática de laboratório a ser realizada serão empregados os amplificadores chaveados CC-CC. Um diagrama esquemático de tal amplificador é mostrado na Figura III.1.

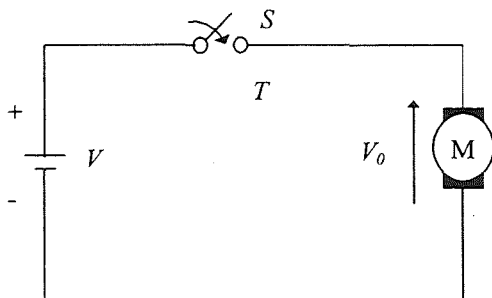


Figura III.1 Esquematização de um amplificador chaveado.

Assumindo-se que a chave S da Figura III.1 é operada periodicamente com um período T , de modo que seja mantida fechada por um período T_{ON} , e aberta por um período T_{OFF} , e $T_E = T_{ON} + T_{OFF}$, a forma de onda da tensão instantânea $V_0(t)$ nos terminais do motor é como indicada na Figura III.2.

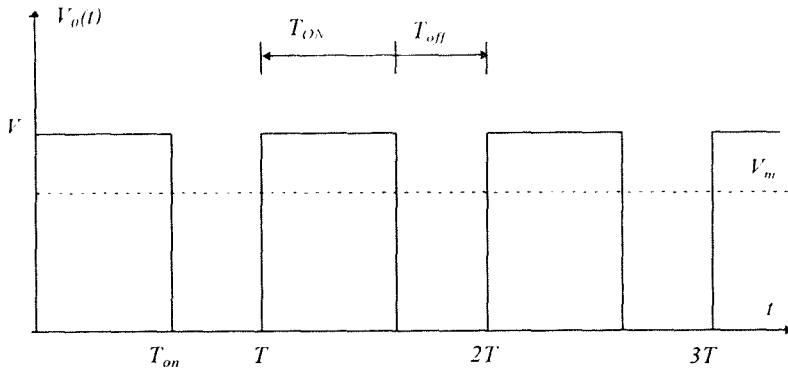


Figura III.2 Tensão instantânea $V_o(t)$.

Da forma de onda da Figura III.2, é facilmente deduzido que o valor médio V_M é dado por:

$$V_M = V \frac{T_{ON}}{T} = \delta V \quad (III.1)$$

onde $\delta = T_{ON} / T$ é o *duty cycle*.

Observa-se então, que o valor médio pode ser alterado atuando-se em T_{ON} , em T ou em ambos. Atuando-se sobre T , com T_{ON} fixo, tem-se a estratégia de controle de V_M designada por modulação de frequência dos pulsos (do inglês, PFM). Porém, atuando-se sobre T_{ON} com T fixo (frequência fixa), tem-se a estratégia designada modulação por largura de pulso (do inglês, PWM).

Considerando-se que a implementação da chave S da Figura III.1 é feita com dispositivos semicondutores (tiristores ou transistores), a transição do estado “conduzindo” para o estado “não-conduzindo” (e vice-versa) não é instantânea, de modo que cada etapa de transição caracteriza uma perda de potência por dissipação no próprio dispositivo. Neste caso, fica claro que a estratégia PFM implicará globalmente em maior dissipação de potência de chaveamento para abranger uma grande variação de V_M . Já com a estratégia PWM, toda gama de valores de V_M pode ser conseguida com uma única e determinada quantidade de

potência dissipada em transições, definida pela frequência do PWM. As perdas relacionadas com os semicondutores em estado de condução serão substancialmente as mesmas. Logo pelas razões aqui mencionadas, a estratégia PWM se mostra superior à PFM.

III.3 Uso do PWM no Controle de Velocidade de Motor de Corrente Contínua

Como é sabido, uma variação na tensão de armadura do motor de corrente contínua (com campo independente) acarreta uma variação na velocidade do mesmo. Através de uma estratégia PWM pode-se conseguir o mesmo efeito através da variação do valor médio V_M , atuando-se na variação da largura do pulso T_{ON} . Sendo a forma de onda da tensão instantânea do motor como a da Figura III.2, pode-se expressá-la em série de Fourier como:

$$V_o(\delta, t) = \frac{a_0(\delta)}{2} + \sum_0^{\infty} c_n(\delta) \cos(2\pi n t + \theta_n(\delta)) \quad (\text{III.2})$$

onde

$a_0(\delta)/2$ é o valor médio V_M ;

$c_n(\delta)$ são os coeficientes das harmônicas;

$\theta_n(\delta)$ é o ângulo de fase das harmônicas.

Pela expressão (III.2) acima pode-se assumir que o motor é alimentado por uma componente CC de valor $V_M = a_0(\delta)/2$ e mais uma série de componentes senoidais das frequências harmônicas. Uma vez que cada componente harmônica não tem valor médio, nenhuma contribuição de torque existirá devido às harmônicas, e o torque efetivo será proporcional ao valor V_M .

As componentes harmônicas contribuirão somente com perdas do tipo histerese e correntes de Foucault. Há que se ressaltar que a eficiência global do sistema, mesmo computando-se as

perdas harmônicas, será muito maior do que a eficiência do sistema com amplificadores lineares.

III.4 Critérios para Escolha da Frequência de Chaveamento

Em geral existe alguma liberdade na seleção da frequência de chaveamento f_s . As principais considerações nesta escolha devem atender aos seguintes requisitos [1]:

(i) A frequência de chaveamento f_s deve ser alta o suficiente de modo que a indutância L_a do motor resulte em uma grande impedância nesta frequência, desta forma,

$$2 \pi f_s L_a \gg R_a \quad (\text{III.3})$$

Este critério é equivalente a limitar o *ripple* ou ondulação da corrente do motor.

(ii) A frequência de chaveamento f_s deve ser alta o suficiente de modo que o servo sistema não responda a ela. Portanto, se o sistema exibe uma largura de banda f_{BW} , deve-se ter:

$$f_s > 10 f_{BW} \quad (\text{III.4})$$

(iii) A frequência f_s deve ser maior que todas as frequências de ressonância da malha de controle:

$$f_s > f_{\text{RESSONÂNCIA}} \quad (\text{III.5})$$

Os três critérios acima sugerem que é sempre desejável um aumento de f_s , entretanto existem limitações.

(iv) Como já mencionado, um aumento na frequência de chaveamento implicará num aumento da potência dissipada nos elementos semicondutores devido ao tempo finito de transição dos mesmos.

(v) Em virtude de se permitir que os semicondutores de chaveamento completem a transição de um estado à outro, é necessário introduzir um certo atraso no período de chaveamento.

Usualmente este atraso situa-se entre 5 a 20 μ s e limitará a máxima frequência de chaveamento.

Em resumo, alguns critérios requerem aumento de f_s e outros uma diminuição de f_s . A seleção final será um compromisso entre as condições de restrições.

III.5 Princípio de Operação do PWM

Neste tópico é ilustrado como se processa a operação de um modulador de largura de pulso. Como já visto, o valor médio da forma de onda de saída de um modulador PWM é função da largura de pulso para uma dada frequência fixa, e é relacionado com o valor do *duty cycle* δ , como $V_M = \delta V$ e $\delta = T_{ON} / T$

O princípio de operação do modulador de largura de pulso então deve ser tal que, para um dado valor de um sinal de entrada, o modulador deve proporcionar na saída uma forma de onda pulsada com um determinado período T_{ON} . Esta forma de onda pulsada comandará, portanto, o chaveamento de um tran-sistor de potência que irá chavear uma fonte CC externa a qual alimentará o motor. Neste caso o transistor substitui a chave S mostrada na Figura III.1, e o modulador representa o sinal de comando da chave S .

A operação de um modulador de largura de pulso pode ser explicada através da Figura III.3 a seguir. Através de uma comparação do sinal em forma de dente de serra $s(t)$, com um sinal de controle $v_c(t)$ obtém-se na saída uma forma de onda pulsada em função desta comparação, de modo que, para $v_c(t) > s(t)$ a saída produz um pulso de valor v , e para $v_c(t) < s(t)$ a saída produz um valor nulo.



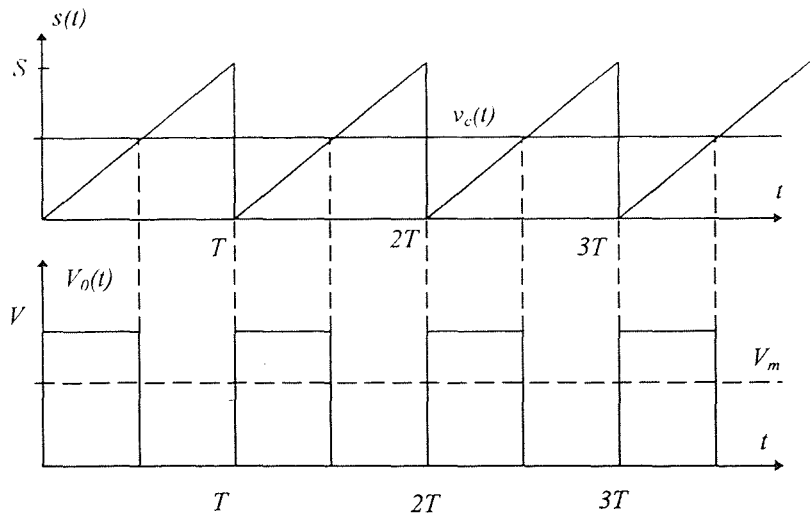


Figura III.3 Representação da operação de um PWM.

Teoricamente portanto, para um sinal de controle $v_c(t)$ variando entre 0 e S , temos na saída uma forma de onda pulsada com largura de pulso variando entre 0 e T . Na prática restringe-se o valor de $v_c(t)$ entre um mínimo maior que 0 e um máximo menor que S .

A forma de onda do sinal $s(t)$ não necessita ser da forma dente de serra, podendo ser qualquer forma de onda periódica (senoidal, triangular, etc), assim como o sinal $v_c(t)$ pode também ser negativo. A forma de onda de $s(t)$ deve ser periódica para estabelecer a frequência de chaveamento.

III.6 Utilização e Operação do Módulo PWM

O módulo PWM a ser utilizado no curso, é constituído por um circuito eletrônico pré-elaborado e acondicionado em uma placa de circuito impresso que será descrito na sequência. O funcionamento de um PWM foi descrito na seção III.5 acima. O módulo será utilizado para gerar os pulsos de chaveamento de um transistor de potência, e é descrito em seguida.

O módulo PWM gera internamente um sinal do tipo dente-de-serra com uma amplitude constante igual a 10V e frequência ajustável entre 2KHz e 20KHz. No mesmo módulo está acondicionado um circuito que processa a comparação do sinal dente-de-serra com um sinal CC fornecido ao módulo PWM em uma entrada específica. O resultado desta comparação, que são os pulsos modulados em largura e período fixo, é fornecido como sinal de saída.

O módulo deve ser alimentado com tensão CC não excedendo 15 V nos terminais de alimentação indicados no próprio módulo. Na sequência é indicado uma representação da disposição de componentes no módulo PWM com ênfase nos elementos que poderão ser ajustados pelo usuário.

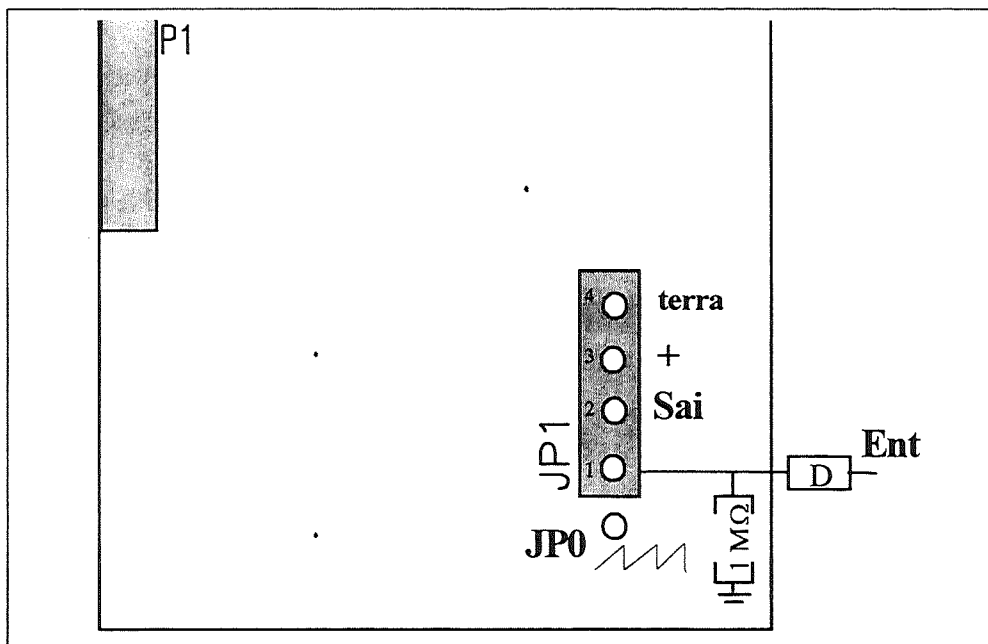


Figura III. 4 Diagrama de disposição dos componentes no módulo PWM.

O diagrama elétrico completo do circuito eletrônico do módulo PWM pode ser visto na Figura III-5 a seguir. O C.I.'s U1 e U2 constitui o gerador de sinal dente-de-serra enquanto

que o C.I. U3 realiza a operação de comparação dos sinais dente-de-serra e $v_r(t)$ a ser aplicado ao terminal **JP0**.

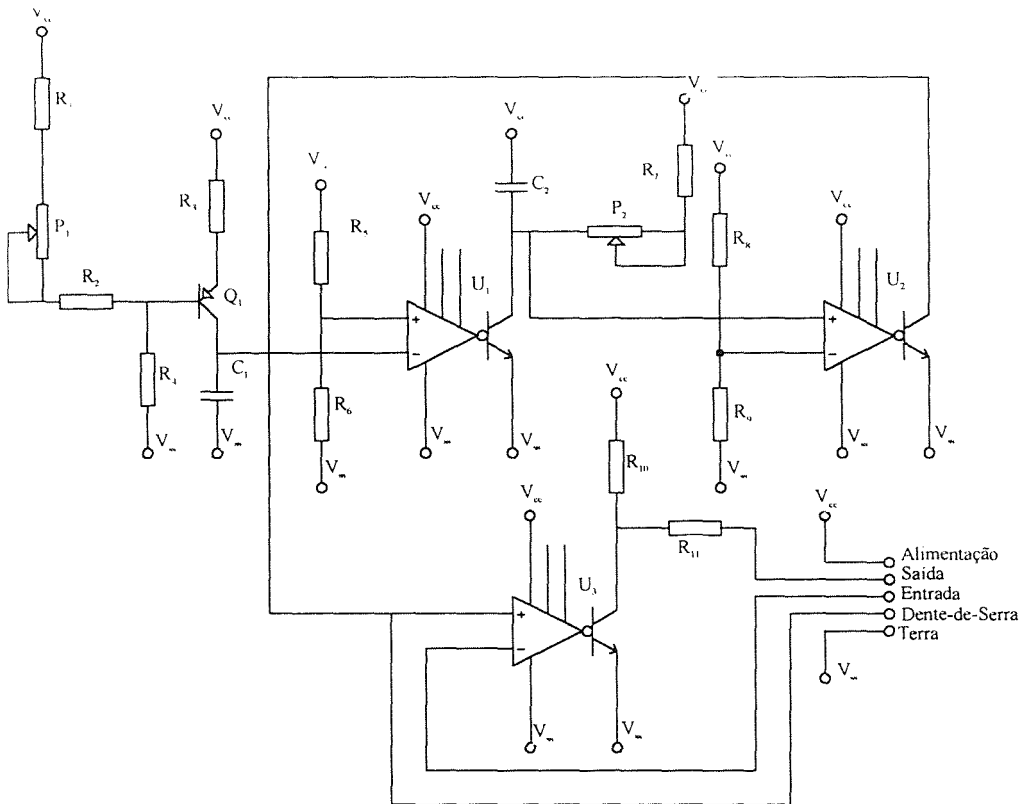


Figura III.5 Representação do circuito do módulo PWM

Somente o potenciômetro **P1** poderá ser ajustado pelo usuário para se estabelecer o valor da frequência de operação desejada de acordo com os critérios de seleção dados na Seção III.4. O sinal dente-de-serra pode ser obtido a partir do terminal **JP0**, como indicado na Figura III-4.

O terminal “**Ent JP1-1**” indica a localização onde deve ser conectado o sinal a ser comparado com o sinal dente de serra. O terminal indicado como “**Sai JP1-2**” fornece o sinal pulsado de acordo com a comparação representada na Figura III-3.

III.7 Amplificador de Potência

O módulo PWM descrito na seção anterior é composto por circuitos integrados convencionais e não é capaz de fornecer um nível de potência suficiente para acionar o motor CC em uso no laboratório. Desta forma se faz necessário a implementação de um circuito adicional que possa elevar o nível de potência dos pulsos do módulo PWM e acionar o motor em quaisquer condições.

A solução a ser implementada será utilizar os pulsos de saída do módulo PWM para acionar um transistor de potência ligado a uma fonte externa que forneça os níveis de corrente necessários para se acionar o motor CC. O transistor de potência irá operar em modo de chaveamento, com os pontos de operação alternando entre os pontos de corte e saturação. Neste modo de operação, o transistor faz o papel da chave S indicada na figura III-1.

O módulo PWM pré-elaborado a ser utilizado neste laboratório é capaz de fornecer níveis de corrente suficiente para se saturar e cortar o transistor de potência TIP 120 (Texas Instruments) [5,6], tendo os motores CC do laboratório como carga.

Desde que os motores CC apresentam um elemento indutivo (L_a) em sua configuração elétrica, se faz necessário a ligação de um diodo de roda-livre conectado ao motor CC tal como indicado na Figura II-6. Na ausência deste diodo, ao se interromper o fluxo de corrente nos períodos t_{off} do chaveamento (vide Figura III-2) a energia magnética armazenada na indutância induziria um pulso de tensão elevado sobre o transistor capaz de danificá-lo. Com o diodo indicado na Figura III-6, a energia magnética pode se descarregar através do diodo.

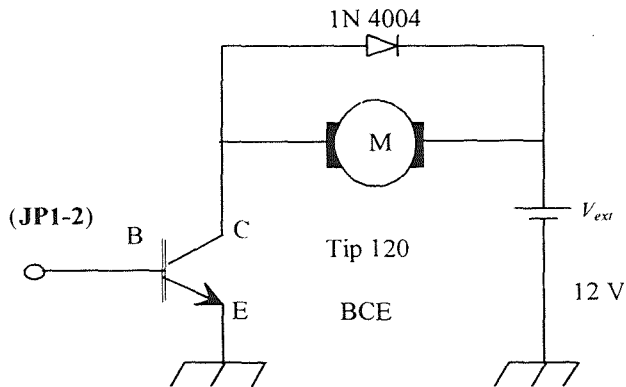


Figura III.6 Configuração do estágio de potência do PWM.

Desde que o módulo PWM e o transistor de potência são partes integrantes do esquema de acionamento, estes blocos passam a integrar a estrutura do processo de controle. Na Figura III-7 é indicado uma representação em forma de diagrama de blocos do motor acrescido dos blocos de acionamento. Os blocos indicados em linhas cheias representam o processo em malha aberta enquanto que os blocos indicados em linhas tracejadas representam a realimentação desejada para obter uma estrutura de controle a malha fechada.

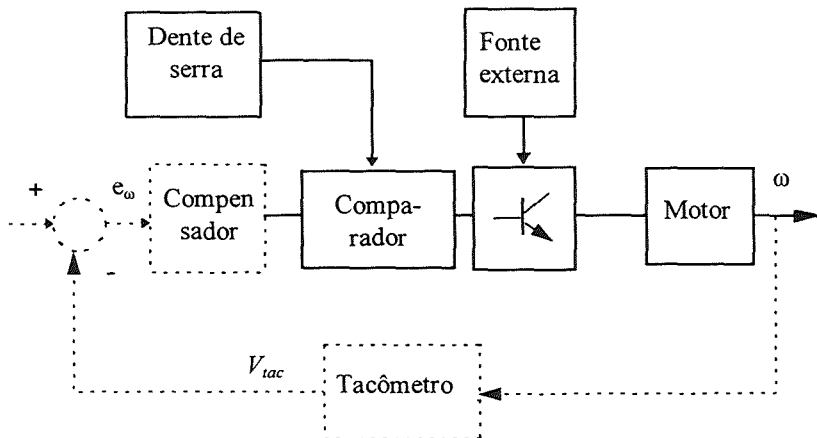


Figura III.7 Configuração completa do PWM.

III.8 Experimentos

Nesta parte será implementado o amplificador de potência com PWM para o acionamento do motor de corrente contínua. Os fundamentos básicos da utilização, operação e da construção deste amplificador devem ser consultados. Após a construção deverá ser feita a identificação da função de transferência deste amplificador.

O amplificador deve ser montado por partes no *protoboard* e somente deve-se passar adiante quando as partes anteriores estiverem completamente prontas e funcionando como previsto.

- (i) Fixar o módulo PWM em um canto do *protoboard* e realizar as conexões necessárias para a devida alimentação do módulo. Ver figura III.4 para se orientar.
- (ii) Ajustar o potenciômetro P1 do módulo PWM para estabelecer a frequência de operação do PWM tal como calculada com base na Seção III-4 via saída PWM. Monitorar a forma de onda dente-de-serra no pino indicado na Figura III-4.
- (iii) Verificar o funcionamento do módulo PWM aplicando-se diferentes níveis de tensão CC no borne de entrada **Ent JP1-1** deste e observando-se a saída pulsada correspondente no borne **Sai JP1-2**. (vide Figura III-4). Para gerar os níveis de tensão CC utilize um potenciômetro de $50K\Omega$ entre +15 V e o terra.

Anotações sobre o funcionamento do PWM

- (iv) Conectar o transistor de potência TIP 120 (ou TIP122) e o motor de acordo com o indicado na Figura III-5, obedecendo a indicação de polaridade na ligação do diodo com a fonte externa.

Anotações das conexões utilizadas

- (v) Utilizando diferentes níveis de tensão de entrada no borne **Ent JP1-1**, verificar o funcionamento do motor.

Anotações das observações de funcionamento

PARTE IV

SISTEMA DE CONTROLE

IV.1 Introdução

O objetivo desta prática é a implementação de um controle de velocidade de um motor de corrente contínua cuja função transferência foi obtida na Parte II. Para a implementação do controle de velocidade, necessita-se conhecer a função transferência dos outros elementos que compõem o sistema de controle, ou seja, do amplificador chaveado e do tacômetro. A seguir, é apresentado a obtenção do modelo completo do sistema.

IV.2 Modelo do motor CC

IV.2.1 Função de transferência

De acordo com os procedimentos de modelagem e levantamento de parâmetros dados na Parte II, a função de transferência do motor de corrente contínua é dada por:

$$G_m(s) = \frac{K_m}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (\text{IV.1})$$

onde K_m é o ganho global do motor e $1/\tau_1$ e $1/\tau_2$ representam respectivamente dois pólos do sistema relacionados com as constantes de tempo elétrica e mecânica. Devido às magnitude dos parâmetros inerentes ao motor, estes dois pólos são reais, distintos e situam-se no semi-plano esquerdo do plano s . Isto estabelece uma condição de estabilidade relativa ao sistema. A configuração destes pólos no plano s é como mostrado na Figura IV.1.

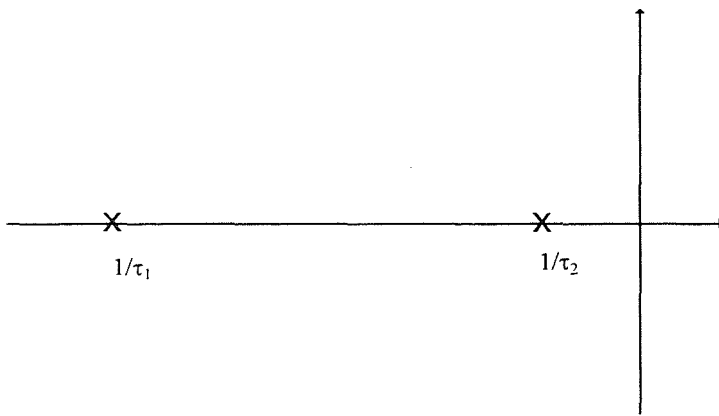


Figura IV.1 Configuração dos polos do motor CC no plano s.

Nestas condições, para uma entrada degrau proveniente de uma fonte de tensão ideal, a resposta transitória da velocidade do motor terá o aspecto de uma resposta sobre-amortecida, onde deverá predominar o transitório da dinâmica mecânica do motor. Com base na função de transferência da expressão (IV.1), a resposta transitória da velocidade para

$$V_a(s) = \frac{V}{s} \quad (\text{IV.2})$$

pode ser expressa por

$$\omega(t) = A + B e^{\frac{-t}{\tau_1}} + C e^{\frac{-t}{\tau_2}} \quad (\text{IV.3})$$

onde

$$A = V K_m \quad (\text{IV.4})$$

$$B = \frac{V K_m \tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \quad (\text{IV.5})$$

$$C = \frac{V K_m \tau_2}{\tau_1 - \tau_2} \quad (\text{IV.6})$$

VI.2.2 Forma espaço de estado

Definindo-se o vetor de estados do motor como $x = [\omega \quad \dot{\omega}]^T$ tem-se:

$$\dot{x} = Ax + bu$$

$$y = cx$$

onde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{\tau_1 \tau_2} & -\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 \tau_2} \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_m}{\tau_1 \tau_2} \end{bmatrix}, c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

com

$$u \equiv v_a.$$

IV.3 Função de Transferência do Amplificador Chaveado

O motor na prática em realização no laboratório será acionado por um amplificador chaveado segundo uma estratégia PWM. Este amplificador é constituído por um estágio comparador PWM, isto é, um modulador de largura de pulso e mais um amplificador de potência. O amplificador de potência é constituído, por sua vez, de um transistor Darlington operando como um chopper ou recortador. Este Chopper irá chavear uma fonte externa que alimentará o motor com um trem de pulsos de tensão, cujo valor médio é dado pela modulação da largura de pulso do comparador PWM, e é expresso por:

$$V_m = \delta V \quad (\text{IV.7})$$

onde, V é a tensão da fonte externa e δ é a relação cíclica dos pulsos de tensão, $\delta = T_{ON} / T$, sendo T o período de chaveamento e T_{ON} a duração do pulso de tensão.

A seguir é mostrada a configuração do sistema com o amplificador chaveado a ser modelado.

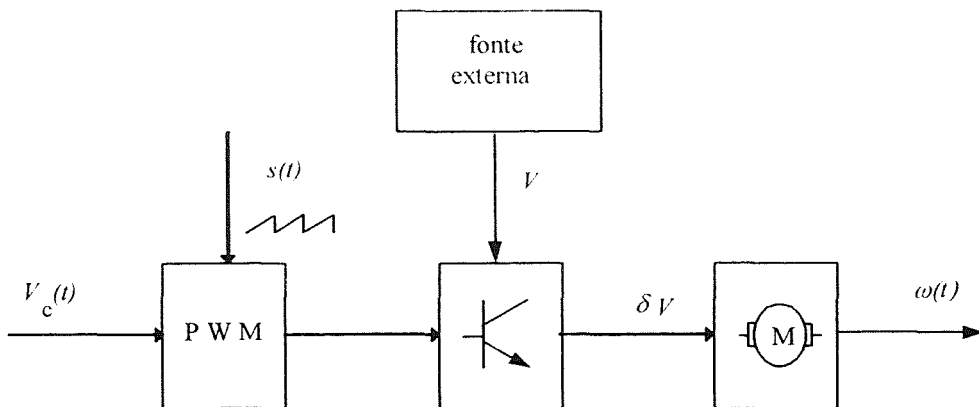


Figura IV.2 Diagrama de blocos do amplificador PWM.

Para efeito de análise, considera-se toda a região englobada pela linha tracejada como um único bloco, designado amplificador chaveado. Necessita-se então determinar a função transferência deste bloco cuja entrada é $v_c(t)$ e saída $V_m = \delta V$.

Como se sabe, este amplificador irá fornecer em sua saída, uma forma de onda pulsada. Porém, para o acionamento do motor de corrente contínua, deve-se analisar o comportamento do valor da componente contínua desta forma de onda, o qual é exatamente o valor médio da mesma. Desta forma este amplificador pode ser classificado como um amplificador CC, pois o sinal de entrada $v_c(t)$ também é uma tensão contínua. Portanto, este amplificador deve ter um ganho K_a a ser determinado.

Experimentalmente, pode-se achar o valor desse ganho, através do levantamento de uma tabela de valores de $v_c(t)$ e respectivos valores de V_m , sendo:

$$K_a = \frac{V_m}{v_c} \quad (\text{IV.8})$$

Analiticamente, pode-se também deduzir o valor de K_a em função dos parâmetros do amplificador PWM. Para isto considerando-se o princípio de funcionamento do PWM, tal como ilustrado na Figura IV.3, onde:

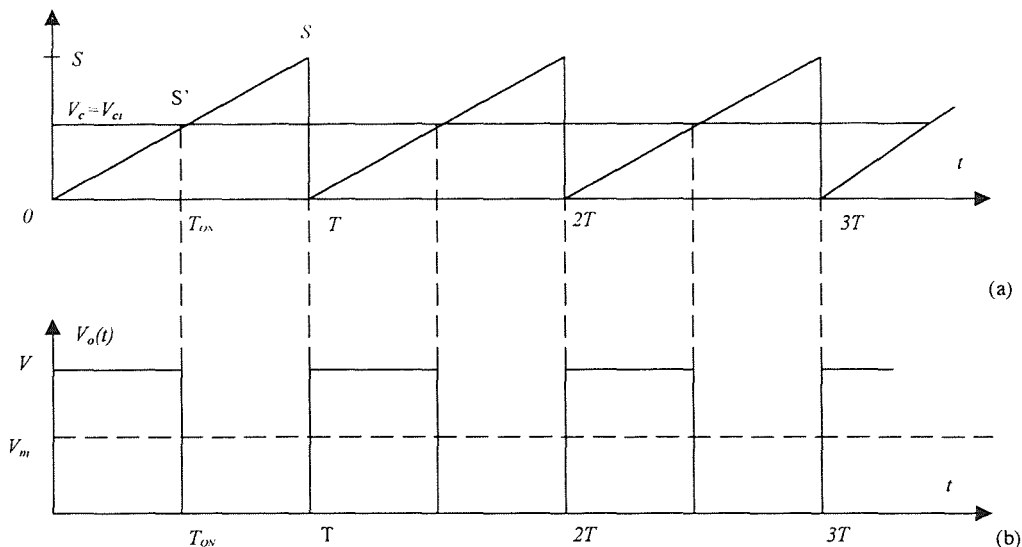


Figura IV.3 Princípio de operação do PWM. (a) sinal de serra $s(t)$ e sinal de comando $v_c(t)$
(b) forma de onda de saída $v_o(t)$.

$s(t)$ = forma de onda dente de serra com frequência constante ($1/T$) e amplitude também constante S ;

$v_c(t)$ = sinal de controle (entrada) sendo v_{ci} um valor qualquer;

$v_o(t)$ = forma de onda de saída do PWM;

T = período da onda dente de serra e também da forma de onda de saída do PWM;

δT = duração ou largura do pulso da forma de onda de saída PWM;

V = amplitude da forma de onda pulsada $v_o(t)$;

V_m = valor médio da forma de onda $v_o(t)$.

O ganho do amplificador a ser determinado, como se sabe, é a relação entre o valor de saída V_m e o valor de entrada v_{ci} . Sabe-se ainda que V_m é dado por: $V_m = \delta V$, onde δ é resultante da comparação entre $s(t)$ e $v_c(t)$.

O valor de K_a pode ser obtido em função dos parâmetros do PWM. Para isto observando que na Figura IV.3 que o triângulo $(O - S' - \delta T)$ é semelhante ao triângulo $(O - S - T)$, a seguinte relação pode ser obtida:

$$\frac{\delta T}{T} = \frac{v_{ci}}{S} \quad (\text{IV.9})$$

$$\delta = \left(\frac{1}{S} \right) v_{ci} \quad (\text{IV.10})$$

como,

$$V_m = \delta \cdot V \quad (\text{IV.11})$$

$$V_m = \left(\frac{V}{S} \right) v_{ci} \quad (\text{IV.12})$$

e

$$\frac{V_m}{v_{ci}} = \frac{V}{S} = K_a \quad (\text{IV.13})$$

$$K_a = \frac{V}{S} \quad (\text{IV.14})$$

onde S , é o valor máximo alcançado pela forma de onda dente de serra.

Portanto, para se obter o valor do ganho K_a do amplificador, basta conhecer os valores de V e S que são parâmetros do PWM.

Quando se opera o PWM com frequência muito alta ($f_s > 10 \text{ kHz}$), os atrasos inerentes ao chaveamento do transistor e do circuito comparador poderão se tornar bastante significativos. Em caso de não se conseguir implementar o amplificador de potência com transistores mais rápidos, há que se acrescentar também este atraso no modelo completo do sistema motor CC e amplificador.

Como normalmente a frequência de modulação do PWM é elevada, ocorre que o valor de $\tau_\alpha = T/2$ poder ser muito pequeno em comparação com a frequência dos polos do motor CC. Neste caso, a função transferência do amplificador chaveado será simplificada para,

$$G_a(s) = K_a \quad (\text{IV.15})$$

Com isso o diagrama de blocos do sistema de controle passa a ser como indicado na Figura IV.5.

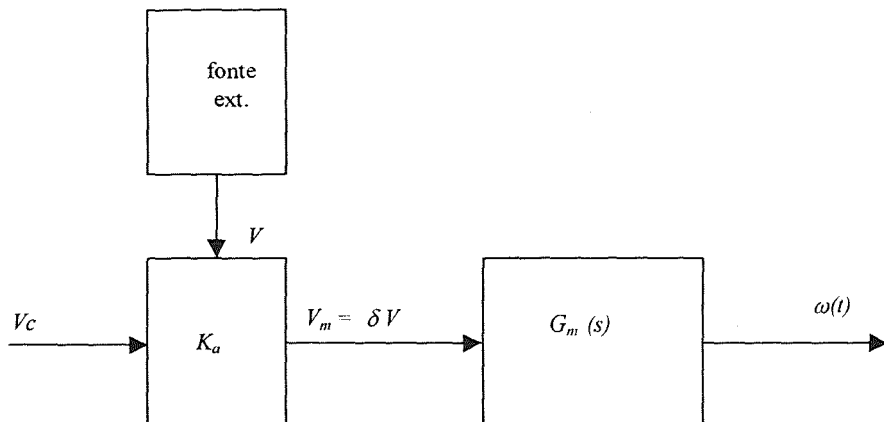


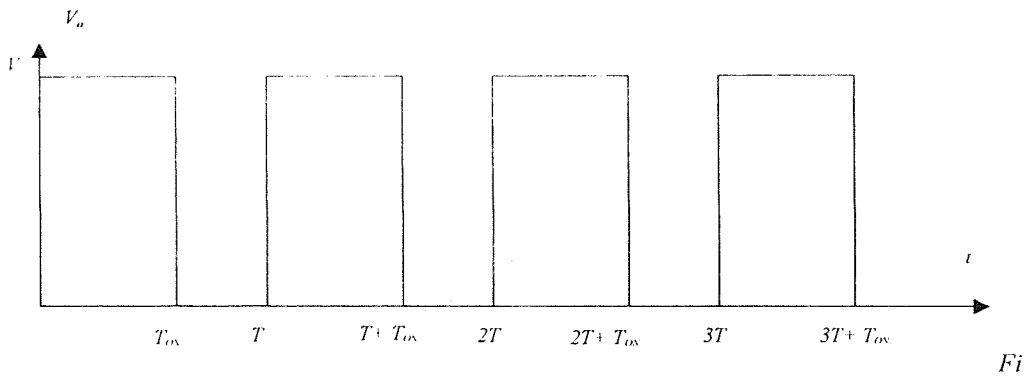
Figura IV.5 Diagrama de blocos do sistema de controle em malha aberta.

E a função de transferência em malha aberta passa a ser,

$$G_{ma}(s) = G_a(s)G_m(s) \quad (\text{IV.16})$$

$$G_{ma}(s) = \frac{K_a K_m}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (\text{IV.17})$$

Deve-se levar em conta aqui que o motor não mais será alimentado com um degrau de tensão fixa, mas com uma forma de onda pulsada como aquela da Figura IV.6.



gura IV.6 Forma de onda de alimentação do motor CC.

IV.4 Sistema a malha fechada

A realimentação do sistema será realizada através de um tacômetro ligado ao eixo do motor. A uma dada velocidade, o tacômetro irá proporcionar em seus terminais uma tensão proporcional à velocidade angular de rotação, isto é,

$$V_{ig} = K_{ig} \omega \quad (IV.18)$$

onde V_{ig} é a tensão nos terminais do tacômetro a vazio, K_{ig} é uma constante que depende do tacômetro e ω é a velocidade angular de rotação. A configuração do diagrama de blocos do sistema de controle assim caracterizado é mostrado na Figura IV.7.

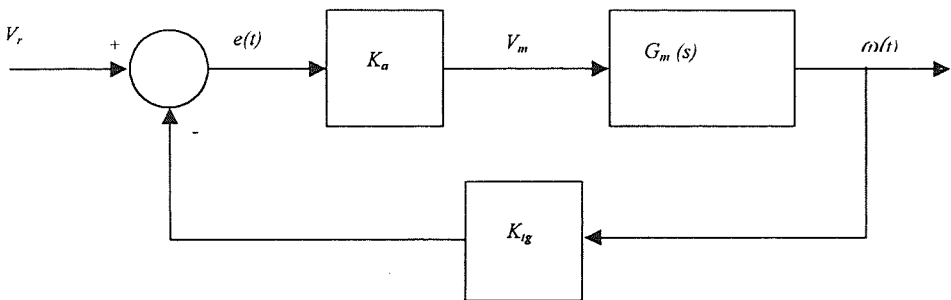


Figura IV.7 Diagrama do sistema de controle a malha fechada.

Observe que ao fecharmos a malha a variável moduladora $v_c(t)$ no sistema à malha aberta, passa a ser a variável controladora nomeada $e(t)$. Do diagrama da Figura IV.7, observa-se que será o sinal de erro $e(t)$ que comandará a largura de pulso necessário ao motor.

Entretanto, como a tensão proveniente dos terminais do tacômetro tem o aspecto de uma senóide retificada, apresentando um nível elevado de *ripple*, usa-se colocar filtro passa-baixa nos terminais do tacômetro. Desse modo teríamos a seguinte configuração no tacômetro:

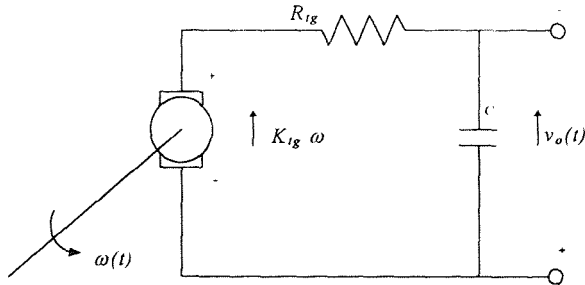


Figura IV.8 Configuração do tacogerador.

Equacionado-se o circuito representado acima, chega-se que a função transferência entre $v_o(t)$ e $\omega(t)$, no tacômetro, é dada por:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{\omega(s)} = \frac{k_{ig}}{R_{ig}Cs + 1} \quad (\text{IV.19})$$

portanto a configuração de controle passa a ser como mostrado na Figura IV.9.

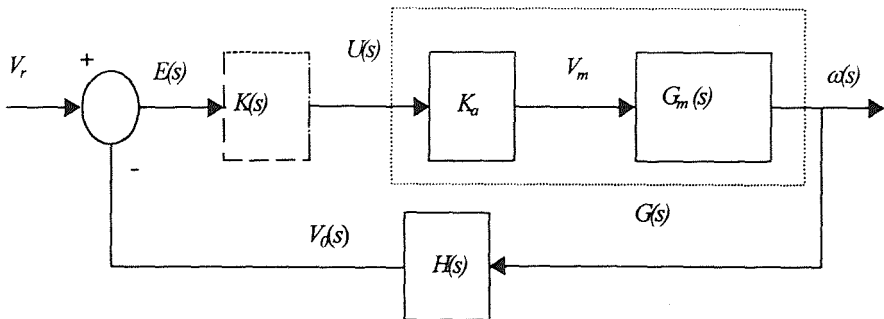


Figura IV.9 Configuração final do sistema em malha fechada.

Com relação à Figura IV.9, $H(s)$ é dada por (IV.26), e observa-se que $H(s)$ pode atuar como um tipo de compensação por realimentação. O objetivo agora, é realizar o projeto do controlador $K(s)$.

IV.5 Projeto do Controlador

O desempenho de um sistema de controle pode ser descrito em termos de especificações de desempenho no domínio do tempo ou no domínio da frequência. No primeiro caso, as especificações desejadas podem ser definidas em termos da máxima sobresinal ou coeficiente de amortecimento, do tempo de acomodação para uma entrada degrau e do erro de regime, as quais podem ser descritas em termos de polos e zeros do sistema a malha fechada. Pode-se portanto, utilizar o método do lugar das raízes para determinar a função de transferência do controlador para chegar-se à configuração de polos e zeros desejada. No segundo caso, as especificações podem ser em termos de largura de faixa, frequência de ressonância e margem de fase. O projeto pode ser portanto, desenvolvido em termos da resposta em frequência sistema, utilizando-se o diagrama de Bode, diagrama polar ou o diagrama de Nichols. Assim, compensar é alterar a resposta em frequência ou o lugar das raízes do sistema. Em adição, existe o método de variáveis de estado, desenvolvido a partir da descrição espaço de estado do sistema e da mesma forma que nas técnicas de transformação do lugar das raízes e resposta em frequência o objetivo é obter um compensador para o sistema a malha fechada atender as especificações de projeto.

Analisando-se a função de transferência $G_m(s)$, Figura IV.9, verifica-se que o sistema a ser controlado se comporta como um sistema de segunda ordem. Dado que todos os elementos restantes da malha de controle quais sejam, o amplificador chaveado e o conjunto tacômetro-filtro possuem respostas mais rápidas que o motor, podemos desprezar suas constantes de tempo e atraso e representá-los somente por seus ganhos K_a e K_{tg} , respectivamente.

IV.5.1 Método do Lugar das Raízes

O método do lugar das raízes (LR) pode ser utilizado para o projeto de controladores. O controlador largamente utilizado em processos industriais é o controlador de três termos, chamado controlador PID:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s$$

O controlador fornece um termo proporcional, um termo integrativo e um termo derivativo. Sua função de transferência é da forma:

$$K(s) = \frac{K_D s + K_P s + K_I}{s}$$

Em geral o controlador PID é muito útil para zerar o erro de regime permanente e melhorar a resposta transitória. A seleção dos três coeficientes do PID é basicamente um problema de busca em um espaço tri-dimensional. Pontos no espaço de busca correspondem a diferentes escolhas dos termos do PID. O problema é como relacionar estes termos com as especificações propriedades de robustez desejadas.

O procedimento via o método do lugar das raízes pode ser dividido em três passos:

1. Selecione a frequência natural; ω_n através da especificação do tempo de acomodação; T_s para o modo dominante desejado;
2. Determine os três termos do PID utilizando as regras de módulo e fase do LR;
3. Determine um pré-filtro para obter a função de transferência desejada, $T(s)$ uma vez que a mesma não possui zeros.

O Matlab pode ser usado iterativamente numa forma de tentativa e erro para atender a especificação de sobressinal desejada para uma entrada degrau.

IV.5.2 Estrutura de Controle de Modelo interno

O projeto do controlador pode ser também realizado via uma estrutura de controle conhecida como modelo interno permite a qual se $K(s)G(s)$ contém $r(s)$ então, a saída ω segue $r(t)$ assintoticamente [8].

Projeto de um sistema tipo 1 para entrada degrau

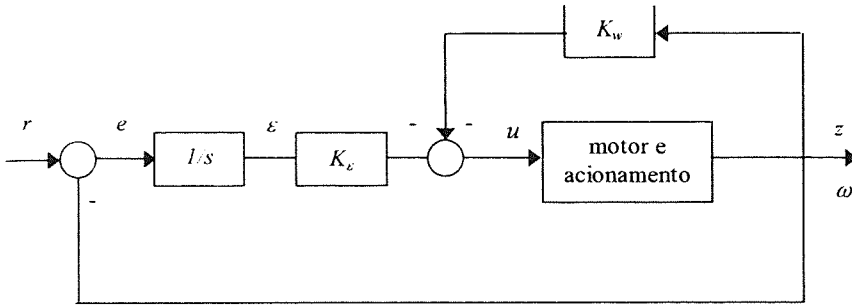
Para acompanhar uma entrada degrau sem erro de regime permanente o sistema deve ser do tipo 1, i.e. o sistema contém um integrador. Para exemplificar considere o problema de controle de velocidade do motor CC. Defina o estado do motor CC $x = [i \ \omega]'$ e escreva as suas equações:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & K_e \\ K_t & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$y = [0 \quad 1] \omega$$

onde i corrente de armadura, ω velocidade do motor, u tensão de armadura, J/B constante de tempo mecânica e L/R constante de tempo elétrica, K_t , K_e e B constante de torque e força contra eletromotriz e amortecimento, respectivamente.

Para abrigar um integrador considere o seguinte modelo interno:



onde o erro de seguimento é dado por: $e = r - \omega$, com ε a saída do integrador. Redefina o estado

$$x = \begin{bmatrix} i \\ \omega \\ \varepsilon \end{bmatrix} \text{ e saída medida } y = \begin{bmatrix} \omega \\ \varepsilon \end{bmatrix} \text{ e saída regulada } z = \omega$$

Tem-se então o sistema aumentado:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & k_v & 0 \\ k & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} r$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x$$

$$z = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x$$

e então de acordo com a estrutura do modelo interno, a lei de controle é da forma

$$u = -[k_\omega \quad k_\varepsilon] \quad y := -Ky$$

A teoria de controle linear quadrático fornece uma ferramenta analítica para o projeto do controlador com a lei de controle u . O problema básico envolvido resume-se na obtenção do ganho K que minimize um índice de desempenho quadrático.

IV.6 Experimentos

Nesta parte será implementado o sistema de controle a malha fechada através da realimentação da velocidade do motor de corrente contínua via um tacômetro ligado ao eixo do mesmo

(i) Obter o valor de K_{ig} do tacogerador ligado ao eixo do motor de corrente contínua. Indicar a tabela $[\omega \times V_{ig}]$ e valor médio de K_{ig} . Estes dados já foram tabelados quando da determinação do valor da constante de f.c.e.m., K_e na parte experimental da Parte II. Apenas reproduza a tabela, para a construção do gráfico $\omega \times V_{ig}$, de obtenção de K_{ig}

Tabela 1 - Valores de ω (rad/seg) e V_{ig} (v) para obtenção de K_{ig} médio

ω (rad/seg)	V_{ig} (V)	ω (rad/seg)	V_{ig} (V)	ω (rad/seg)	V_{ig} (V)	K_{ig} médio

(ii) Utilizando o motor como carga, obter o ganho do amplificador de chaveamento. Lembrar que a fonte externa será de 12V. Indicar os procedimentos, resultados (tabela) e o valor de K_a .

Tabela 2 - Obtenção experimental de K_a

V_c	T_{ON}	V_m	K_a
0,5			
1,0			
1,5			
2,0			
2,5			
3,0			
3,5			
4,0			
4,5			
5,0			
5,5			
6,0			
6,5			
7,0			
7,5			
8,0			
8,5			
9,0			
9,5			
10			

(iii) Indicar como o valor de K_a pode ser obtido analiticamente.

Tabela 3 - Obtenção analítica de K_a

Anotações:

(iv) Comparar o valor de K_a obtido experimentalmente com o valor obtido analiticamente.

Tabela 4 - Valor experimental e analítico de K_a . Comparação

K_a Experimental	K_a analítico

(v) Encontrar a FTMA., incluindo a FT do tacômetro.

Tabela 5 - F.T.M.A. com tacômetro

Anotações:

(vi) Obter experimentalmente no osciloscópio digital a resposta transitória da corrente de armadura $i_a(t)$ e da velocidade $\omega(t)$ para um determinado valor de V_a . Utilizando a FTMA do item (ii), simular no MATLAB e comparar com a obtida experimentalmente. Fazer uma análise quantitativa do valor de regime de $\omega(t)$. Este procedimento tem por objetivo validar experimentalmente o modelo de Pasek encontrado para o motor CC.

Tabela 6 - Resposta transitória

Anotar tempo, corrente de armadura e velocidade angular:

(vii) Projetar e implementar o circuito comparador que irá gerar o sinal de erro entre a tensão de referência e de realimentação.

Tabela 7 - Circuito comparador

Anotar circuito do comparador:

- (viii) Indicar o diagrama de blocos do sistema a malha fechada e dar a função transferência de malha fechada. Realizar a realimentação e acionar o motor com o sistema a malha fechada, acrescentando ao diagrama de blocos um amplificador de ganho K_p variável (controle proporcional) e estudar a estabilidade do sistema a malha fechada. Projetar o circuito do amplificador de ganho K_p variável e verificar a influência do ganho K_p na estabilidade e na resposta transitória da velocidade do motor.

Tabela 8 - Diagrama de blocos e função de transferência do sistema a malha fechada

Anotações:

- (ix) Verificar a influência da realimentação quando ocorre uma perturbação de torque e da tensão da fonte externa.

Tabela 9 - Influência da perturbação

Anotações:

- (x) Registrar a resposta transitória de velocidade com o ganho $K_p = 1$ e $K_p = 10$.

Tabela 10 Resposta transitória de $\omega(t)$ para $K_p = 1$ e $K_p = 10$

<i>Anotações</i>	<i>V_r</i>

- (xi) Apresentar a função transferência de malha fechada para $K_p = 1$ e para $K_p = 10$, explicitando o valor dos pólos do sistema a malha fechada.

Tabela 11 - Função de transferência de malha fechada para $K_p=1$ e $K_p=10$

<i>Anotações</i>

- (xii) Projetar um controlador, adotando $\xi=0.7$, tempo de acomodação do sistema controlado como sendo 50% do mesmo tempo para o processo não controlado e erro de regime nulo. Escolher uma técnica de projeto e um tipo de controlador tendo como base as especificações dadas e o fato de que se dispõe apenas da medida da velocidade. Consultar as referências [7, 8, 9].

Tabela 12 - Projeto do controlador

Anotações:

(xiii) Registrar a resposta transitória de velocidade.

Tabela 13 - Resposta transitória de $\alpha(t)$

Anotações:

$V_r =$

(xiv) Registrar e analisar o comportamento do sinal de controle $u(t)$.

Tabela 14- Forma de onda do sinal $u(t)$

Anotações:

$V_r =$

- (xv) Apresentar a função transferência de malha fechada, explicitando o valor dos pólos do sistema a malha fechada.

Tabela 15 - Função de transferência com seus valores de polos

Anotações:

BIBLIOGRAFIA

- [1] *DC Motors. Speed Controls and Servosystems*, Electrocraft Co., 1993.
- [2] W. Lord and J. H. Hwang, "DC Servomotor Modelling and Parameter Determination". *IEEE, Trans. on Industry Applications*, Vol. IA-13, n° 3, pp. 234-243 may/jun 77.
- [3] W. Lord and R. M. Roberge, "Effect of Viscous Damping on Pasek's Method for Determining DC Servo Motor Time Constants", *Electronic Letters*, Vol. 5, n° 3, pp. 57-58, feb/69.
- [4] W. Lord and J. H. Hwang, "Pasek's Technique for Determination the Parameters of High-Performance DC Motors", *Third Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, may/74, pp. R1-R10.
- [5] *Manual Power Data Book*, Texas Instruments.
- [6] *Manual Linear Data Book*, Texas Instruments.
- [7] Franklin, Gene F.; Powell, J.D., Emani-Naemi, A., *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley.
- [8] Dorf, Richard, *Modern Control System*, Addison-Wesley
- [9] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall
- [10] W. Lord and J. H. Hwang, "DC Motor Model Parameter". *IEEE, Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IECI-23, n° 3, pp. 335-337, aug/76.
- [11] W. Lord; "Making the Most of DC Motor Modelling", *Electrical Review*, Vol. 199, n° 6, pp.19-20, aug/76.
- [12] Astrom, K.J. & Hägglund; *PID Controller: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, NC.