

USO DE OBSERVADORES EM MALHA FECHADA NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

RAPHAEL DAS NEVES CALVO



PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DE GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovado por:

JOÃO CARLOS DOS SANTOS BASILIO, Ph.D.
(ORIENTADOR)

LUIS GUILHERME BARBOSA ROLIM, Dr.-Ing.

LILIAN KAWAKAMI CARVALHO, M.Sc.

Rio de Janeiro, RJ – Brasil.
Junho de 2006

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica/Eletrotécnica (DEE) que sempre me apoiaram e acredito não terem duvidado da minha capacidade de me tornar Engenheiro.

Agradeço aos seguintes mestres pelos modelos de profissionais, de pessoa e de caráter que representam: Heloi José Fernandes Moreira, Richard Magdalena Stephan, Luis Guilherme Barbosa Rolim, Antônio Carlos Siqueira de Lima.

Agradeço a João Carlos dos Santos Basílio por ter sido não somente um ótimo professor, mas um tutor. Palavras em um papel jamais seriam representativas o suficiente a ponto de expressar a importância que esta pessoa teve na minha formação.

Agradeço aos meus amigos: Bruno Amaral, Carine Valentini Botinhão, Ericson Rodrigues, Fábio Cícero, Karla Crispina, Leonardo Ney Guerra, Lorena Banhos, Mariana Monteiro Lopes, Paulo Martins Pegado, Rafael Rocha, Ulisses Miranda, Beatriz Gondin da Fonseca Lontra, Bernardo Weschenfelder De Barba, Filipe Lyrio Rafael Baptista, Guilherme Pereira de Gregório e Pablo Uchoa Bartholo pelo suporte intelectual e emocional. Sem eles, não conseguiria ter suportado determinadas pressões durante esse período.

Finalmente, agradeço a Renata Portella Tarcitano por fazer parte da minha vida e me apoiar durante minha trajetória acadêmica.

RESUMO

Raphael das Neves Calvo
UFRJ – Escola Politécnica

Projeto de Graduação
Junho de 2006

USO DE OBSERVADORES EM MALHA FECHADA NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Apesar do progresso da tecnologia de acionamento e controle por dispositivos de estado sólido das máquinas de indução, o uso dos motores de corrente contínua ainda é significativo, tanto nas universidades, onde são utilizados como ferramenta didática, como na indústria.

Este trabalho tem por objetivo principal utilizar a teoria de observadores de estado em malha fechada no controle de velocidade de motores de corrente contínua. Além disso, será feita também a estimação dos parâmetros dos modelos por função de transferência de primeira ordem e em espaço de estados de segunda ordem dos novos motores cc que serão utilizados no laboratório de controle do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Diferentemente dos motores atualmente existentes no laboratório, os motores cc adquiridos não foram acoplados para formar os grupos motores-geradores; assim, um novo método para a identificação/estimação da constante de força contra-eletromotriz (K_g) é sugerido nesse trabalho.

Sumário

USO DE OBSERVADORES EM MALHA FECHADA NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA	I
AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	II
SUMÁRIO	III
ÍNDICE DE FIGURAS	IV
Capítulo 1 - Introdução	1
Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos	3
2.1 Sistemas Lineares Invariantes no Tempo	3
2.2 Modelos matemáticos de um motor de corrente contínua	4
2.3 Cálculo dos parâmetros dos modelos matemáticos do motor cc.	9
2.4 Observadores de estado	23
2.5 Rastreamento robusto utilizando realimentação de estados a partir de observador de estado em malha fechada	27
Capítulo 3 - Equipamentos Utilizados	30
3.1 O Ambiente <i>Real-Time Windows Target</i>	30
3.2 O Motor de corrente contínua	42
3.3 Amplificador de potência	43
3.4 Placa de condicionamento de sinal de corrente	45
Capítulo 4 - Procedimentos experimentais	46
4.1 Determinação da região linear de operação e zona morta	46
4.2 Determinação dos ganhos \bar{K} , K_t e o ganho K_g^0	48
4.3 Resposta em frequência	51
4.4 Determinação dos parâmetros R_a , L_a , J e f , utilizando o ganho K_g^0	53
4.5 Observador em malha aberta e validação dos parâmetros R_a , L_a , J , f e K_g^0	55
4.6 Determinação de K_g^f e refinamento dos parâmetros R_a , L_a , J e f	58
4.7 Observador em malha fechada	61
4.8 Realimentação de estados a partir do observador em malha fechada	67
Capítulo 5 – Conclusões	79
Referências Bibliográficas	81
APÊNDICE A	82
APÊNDICE B	89

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1– Circuito equivalente de um motor cc controlado pela armadura	4
Figura 2-2– Resposta ao degrau unitário de uma função de transferência de primeira ordem	11
Figura 2-3 – Diagrama de bloco para um SLIT estável	14
Figura 2-4 – Diagrama de blocos de um observador de estado em malha aberta	24
Figura 2-5 – Diagrama de blocos de um observador de estados em malha fechada	26
Figura 2-6 - Realimentação de estados e de saída utilizando observador de estados em malha fechada	27
Figura 3-1 – Janela referente às bibliotecas de blocos do <i>Simulink</i>	32
Figura 3-2 – Janela referente às configurações padrões do bloco de entrada analógica do <i>Simulink</i>	34
Figura 3-3 – Janela referente às configurações para o bloco de entrada analógica do <i>Simulink</i>	35
Figura 3-4 – Acesso às opções de configuração do <i>Real-Time Workshop</i> no <i>Simulink</i>	35
Figura 3-5 – Configurações para o compilador do <i>Real-Time Workshop</i>	36
Figura 3-6 – Configurações para o <i>Solver</i> do <i>Simulink</i>	37
Figura 3-7 – Janela referente à biblioteca de blocos do <i>Simulink</i>	37
Figura 3-8 – Configurações do bloco <i>Scope</i> do <i>Simulink</i>	38
Figura 3-9 – Janela referente à biblioteca de blocos do <i>Simulink</i>	39
Figura 3-10 – External mode control panel	39
Figura 3-11 - Configurações de <i>Scopes</i> ativos e sincronismo de sinais periódicos	40
Figura 3-12 – Opções do menu <i>Simulation</i> no <i>Simulink</i>	41
Figura 3-13 – Execução da compilação do modelo	41
Figura 3-14 – Tela de retorno de compilação concluída com sucesso	42
Figura 3-15 – Motor de corrente contínua do laboratório de controle	43
Figura 3-16 – Vista frontal do amplificador de potência	44
Figura 3-17 – Circuito transdutor de corrente para tensão	45
Figura 4-1 – Diagrama de blocos para o experimento de obtenção da zona morta.	47
Figura 4-2 – Diagrama de blocos para o experimento de obtenção da zona morta.	47
Figura 4-3 – Velocidade angular x tensão no tacômetro	50
Figura 4-4 – Tensão na armadura x tensão no tacômetro	50
Figura 4-5 – Diagrama de Bode de módulo e assíntotas	52
Figura 4-6 – Diagrama de blocos para o experimento 4-3.	54
Figura 4-7 – Sinais de tensão e corrente obtidos no experimento 4-3	55
Figura 4-8 – Observador de estados em malha aberta.	56
Figura 4-9 – Diagrama de blocos para a validação dos parâmetros obtidos utilizando-se o Kg inicial	57
Figura 4-10 – Corrente na armadura real e corrente na armadura observada	57
Figura 4-11 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada	58
Figura 4-12 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada	60
Figura 4-13 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada	60
Figura 4-14 - Observador de estados em malha fechada.	61
Figura 4-15 – Diagrama de blocos para o refinamento dos parâmetros.	62
Figura 4-16 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada na simulação	63
Figura 4-17 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada na simulação	63
Figura 4-18 – Observador em malha fechada em tempo real	64
Figura 4-19 – Corrente na armadura (real e observada) no experimento em Real-Time sem perturbação	65
Figura 4-20 – Tensão no tacômetro (real e observada) no experimento em Real-Time sem perturbação	65
Figura 4-21 – Corrente na armadura (real e observada) no experimento em Real-Time com perturbação externa	66
Figura 4-22 – Tensão no tacômetro (real e observada) no experimento em Real-Time com perturbação externa	66
Figura 4-23 – Diagrama de blocos para a simulação da realimentação de estados pelo observador em malha fechada	68
Figura 4-24 – Tensão no tacômetro (real e observada) para a simulação com pólos em [-342 -150 -20]	68
Figura 4-25 – Corrente na armadura (real e observada) para a simulação com pólos em [-342 -150 -20]	69
Figura 4-26 – Tensão na armadura (real e observada) para a simulação com pólos em [-342 -150 -20]	69

Figura 4-27 – Tensão no tacômetro (real e observada) para a simulação com os pólos em [-342 -150 -40] e [-342 -150 -60]	70
Figura 4-28 – Corrente na armadura (real e observada) para a simulação com os pólos em [-342 -150 -40] e [-342 -150 -60]	70
Figura 4-29 – Tensão na armadura (real e observada) para a simulação com os pólos em [-342 -150 -40] e [-342 -150 -60]	71
Figura 4-30 – Realimentação de estados utilizando o observador em malha fechada	71
Figura 4-31 – Correção de escala para a saída D/A da placa a fim de operar o motor nos 4 quadrantes.	72
Figura 4-32 – Realimentação de estados e de saída utilizando o observador em malha fechada	72
Figura 4-33 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]	74
Figura 4-34 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]	74
Figura 4-35 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]	74
Figura 4-36 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]	75
Figura 4-37 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]	75
Figura 4-38 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]	75
Figura 4-39 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]	76
Figura 4-40 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]	76
Figura 4-41 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]	76
Figura 4-42 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em [-342 -350]	77
Figura 4-43 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em [-342 -350]	77
Figura 4-44 – Tensão na armadura (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em [-342 -350]	77
Figura B-1 – PCB da placa de condicionamento de sinal de corrente.	89

Capítulo 1 - Introdução

Os motores de corrente contínua (cc) são utilizados desde o nascimento dos sistemas de energia elétrica. Inicialmente a energia elétrica disponibilizada para o consumo era obtida por geradores cc, daí a necessidade de motores cc. Mesmo com a mudança nos sistemas de geração, migrando-se de uma matriz de corrente contínua para um sistema de corrente alternada, a utilização dos motores cc continuou presente, principalmente pela facilidade da sua utilização em aplicações onde o controle de velocidade e/ou posição fossem necessários.

O progresso da tecnologia de acionamento e controle por dispositivos de estado sólido das máquinas de indução vem gradualmente fazendo com que essas tomem o lugar dos motores cc nas unidades fabris. Contudo, a sua utilização ainda é grande tanto nas universidades, onde são utilizados como ferramenta didática para a sedimentação dos conhecimentos adquiridos nos cursos de sistemas de controle, como na indústria.

O presente trabalho tem como objetivo principal utilizar a teoria de observadores de estado em malha fechada no controle de velocidade de motores de corrente contínua, sendo uma extensão do trabalho já realizado [1] em que foram desenvolvidos métodos de identificação paramétrica para os modelos do motor cc controlado pela armadura. Será feita também a obtenção dos parâmetros dos modelos de primeira ordem, por função de transferência e de segunda ordem, modelo em espaço de estados, dos novos motores cc que serão utilizados no laboratório de controle do Departamento de Eletrotécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro nos próximos anos. Diferentemente dos motores atualmente existentes no laboratório, que formam grupos motores-geradores, os motores cc adquiridos não foram acoplados para formar os grupos motores-geradores. A principal vantagem é a menor potência demandada em contraste com a alternativa de acoplamento que representa uma carga no eixo do motor. A principal consequência do não acoplamento é que os experimentos realizados para determinar a constante de força contra-eletromotriz não mais poderão ser aqui realizados. Para tanto será necessário o desenvolvimento nesse trabalho um novo método para a identificação/estimação da constante de força contra-eletromotriz (K_g) utilizada no modelo de segunda ordem em espaço de estados.

O presente trabalho está estruturado da seguinte maneira. No capítulo 2 serão apresentados os fundamentos teóricos necessários para a obtenção dos modelos matemáticos

de primeira e segunda ordem (função de transferência e em espaço de estados respectivamente), para um motor de corrente contínua de ímãs permanentes, controlado pela armadura. Será também apresentada uma nova proposta de se obter a constante de força contra-eletromotriz (K_g) utilizada no modelo de segunda ordem em espaço de estados. Em seguida são apresentados a teoria para a obtenção dos parâmetros dos modelos de primeira e segunda ordem assim como a teoria de observadores de estado em malha aberta e em malha fechada implementados a partir do modelo de segunda ordem em espaço de estados. Ao final, tem-se a apresentação do conceito de realimentação de estados a partir de um observador em malha fechada que será utilizado para controlar o motor de corrente contínua do laboratório. No capítulo 3 são descritos os equipamentos utilizados para a realização dos experimentos. É apresentada a biblioteca de trabalho em tempo real (*Real-Time Windows Target*) do *Simulink*, seu processo de instalação, configuração e utilização e também suas limitações. Ainda no capítulo 3 são abordados o motor cc, o amplificador de potência e a placa de condicionamento de sinal de corrente utilizados nos experimentos realizados. No capítulo 4 são descritos os procedimentos experimentais e os algoritmos para obtenção dos ganhos e parâmetros dos modelos obtidos no capítulo 2. Também são apresentados os resultados provenientes dos experimentos realizados para a obtenção dos parâmetros do motor cc. Ao final têm-se os resultados das simulações e das implementações em tempo real do observador de estados em malha fechada e da realimentação de estados a partir do observador em malha fechada.

Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos

Neste capítulo serão apresentados os fundamentos teóricos necessários para a obtenção dos modelos de primeira e segunda ordem, de um motor cc de ímãs permanentes controlado pela armadura, e dos seus respectivos parâmetros. É também proposto um método para se obter a constante de força contra-eletromotriz (K_g) para os novos motores de corrente contínua adquiridos para o laboratório de controle da graduação. A constante de força contra-eletromotriz é fundamental no processo de obtenção dos parâmetros para o modelo de segunda ordem em espaço de estado. É apresentada ainda a teoria de observadores de estados e realimentação de estados a partir dos observadores.

O capítulo 2 está estruturado da seguinte forma: na seção 2.1 definem-se os sistemas lineares invariantes no tempo. Na seção 2.2 são obtidos os modelos matemáticos de primeira e segunda ordens para um motor de corrente contínua de ímãs permanentes controlado pela armadura. Na seção 2.3 está contida a metodologia matemática para se obter a constante de força contra-eletromotriz bem como os parâmetros dos modelos matemáticos obtidos na seção 2.2. Na seção 2.4 é apresentado o conceito de observadores de estado de malha aberta e de malha fechada. Na seção 2.5 será considerado o problema de se projetar um controlador que rastreie assintoticamente sinais de referência do tipo degrau utilizando-se realimentações de estado e de saída, sendo a realimentação de estados realizada a partir de um observador em malha fechada.

2.1 Sistemas Lineares Invariantes no Tempo

Como visto em [2], os sistemas podem ser classificados em estáticos ou dinâmicos, variantes ou invariantes no tempo, estocásticos ou determinísticos e lineares ou não-lineares. Neste trabalho os sistemas são modelados como lineares e invariantes no tempo (SLIT).

Um sistema é dito linear se ele obedece as seguintes diretrizes: (i) se a entrada for multiplicada por um fator K , então sua saída também será; (ii) se a entrada puder ser decomposta como a soma de duas ou mais entradas, então a resposta desse sistema deve ser a soma das respostas individuais a cada uma das entradas separadamente.

Um sistema é dito invariante no tempo se a sua relação entrada-saída independe do instante em que a entrada começa a ser aplicada. Por outro lado, um sistema variante no

tempo é aquele cujas suas características são alteradas com o passar do tempo; por exemplo, a massa de um foguete ou de uma aeronave diminui à medida que seu combustível é consumido. Outro exemplo também muito comum é o fenômeno de aumento da resistência elétrica com o aumento da temperatura. Nos dois casos tem-se a variação de um parâmetro no sistema fazendo variar o comportamento dinâmico do sistema.

2.2 Modelos matemáticos de um motor de corrente contínua

Um modelo matemático de um sistema dinâmico se define como um conjunto de equações que representam a dinâmica de um sistema com uma precisão aceitável, ou seja, o modelo de um sistema dinâmico é uma abstração matemática na qual são consideradas grandezas relevantes a fim de se determinar com precisão o comportamento do sistema em mãos.

A dinâmica da maioria dos sistemas presentes na engenharia sejam eles de natureza elétrica, mecânica, térmica ou em outras áreas como biologia e economia são, em sua maioria, expressos em termos de equações diferenciais. A partir destas, o processo de análise pode seguir duas vertentes: análise no domínio do tempo ou análise no domínio da frequência. Na análise no domínio da frequência, faz-se uso da transformada de Laplace, sendo o modelo expresso por uma função de transferência associada à equação diferencial do sistema dinâmico. Para a análise no domínio do tempo, lança-se mão de modelos em espaço de estados. Nesta seção abordar-se-á a modelagem matemática de um motor de corrente contínua tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo.

Considere um circuito equivalente de um motor de corrente contínua controlado pela armadura representado na Figura 2-a, onde R_a e L_a denotam, respectivamente, a resistência e a indutância do enrolamento do circuito da armadura do motor, J representa o momento de inércia e f o atrito viscoso.

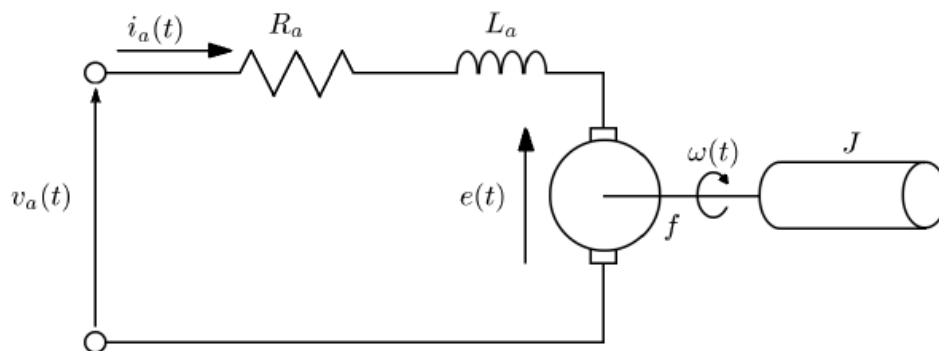


Figura 2-1a– Circuito equivalente de um motor cc controlado pela armadura

Para o presente estudo e, conseqüentemente, para a modelagem que se segue, algumas considerações devem ser feitas a fim de explicitar as simplificações para o modelo em questão.

1. A maioria dos materiais condutores tem a sua resistividade elevada com o aumento da temperatura. Em um condutor com resistência R , tem-se que a potência dissipada em forma de calor é dada por:

$$P = i^2 R . \quad (2.1)$$

Logo, com a circulação de corrente em um condutor, tem-se que a potência dissipada em forma de calor provocará um aumento na temperatura do mesmo, elevando assim a sua resistência. No presente trabalho, o efeito da variação da resistência com a temperatura é desconsiderado.

2. Outra grandeza que possui uma variação de acordo com o ponto de operação do motor é o coeficiente de atrito, que pode ser dividido em dois tipos, atrito seco e atrito viscoso. O primeiro é devido ao contato entre o rotor e o conjunto escovas-comutador e do eixo do rotor com os mancais. O atrito viscoso se faz presente devido à perda por ventilação do motor, o atrito seco faz surgir uma não-linearidade na planta que pode ser facilmente observada na presença de sinais de tensão de baixa amplitude aplicados nos terminais da armadura do motor. A esse efeito dá-se o nome de zona morta. Um modelo mais completo deveria levar em conta os dois tipos de atrito, sendo que para este trabalho a modelagem considera um atrito constante médio obtido na região linear de operação do motor.
3. A saturação de um material ferromagnético se mostra presente em motores quando a corrente (de campo ou de armadura), que produz os campos magnéticos associados ao rotor ou ao estator, é muito alta. Para correntes baixas, além desprezar-se o efeito de saturação, o circuito magnético apresenta um comportamento bem linear.
4. Além da perda por ventilação já citada, tem-se que as máquinas elétricas sofrem com perdas proporcionadas por campos magnéticos variantes no tempo atuando sobre seus circuitos magnéticos. As perdas por histerese e por corrente de Foucault, originárias

dessa variação de campo, são desconsideradas para o modelo de motor cc aqui utilizado.

Aplicando-se as leis das tensões de Kirchhoff e as leis de Newton para o movimento circular no sistema da figura 1, obtém-se:

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + e(t), \quad (2.2)$$

$$t_m(t) - t_d(t) - f\omega(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t), \quad (2.3)$$

onde $t_m(t)$ denota o torque produzido pelo motor e $t_d(t)$ o torque externo, que pode ser desprezado quando não há carga conectada ao sistema, ou pode ser considerado como uma perturbação, quando presente.

A partir das duas equações (2.2) e (2.3), é intuitivo pensar que um motor de corrente contínua é composto por dois subsistemas: mecânico e elétrico. Tais sistemas se relacionam através das seguintes equações:

$$e(t) = K_g \omega(t), \quad (2.4)$$

$$t_m(t) = K_a i_a(t), \quad (2.5)$$

onde $\omega(t)$ denota a velocidade angular do eixo do motor, K_g e K_a são, respectivamente, as constantes de força contra-eletromotriz e de torque.

2.2.1 Função de transferência de um motor de corrente contínua controlado pela armadura

Aplicando as transformadas de Laplace nas equações (2.2), (2.3), (2.4) e (2.5), resulta:

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + E(s), \quad (2.6)$$

$$T_m(s) - T_d(s) - f\Omega(s) = Js\Omega(s), \quad (2.7)$$

$$E(s) = K_g \Omega(s), \quad (2.8)$$

$$T_m(s) = K_a I_a(s) \quad (2.9)$$

Em seguida, substituindo-se o lado direito da equação (2.8) em (2.6) e o lado direito da equação (2.9) em (2.7) e após algumas manipulações algébricas, obtém-se:

$$\Omega(s) = \frac{1}{(\tau_e s + 1)(\tau_m s + 1) + K_g K_a + R_a f} \left[\frac{K_m}{R_a f} V_a(s) - \frac{\tau_e s + 1}{f} T_d(s) \right], \quad (2.10)$$

onde $\tau_e = L_a/R_a$ e $\tau_m = J/f$.

Note que a função de transferência obtida é de segunda ordem. Contudo, como na prática $L_a/R_a \ll 1$ então, para as frequências de interesse, $j\omega\tau_e + 1 \approx 1$. Assim, o sistema pode ser expresso como um modelo de primeira ordem. Esta aproximação pode ser feita sem prejuízo para a análise do sistema, caso τ_e seja pelo menos dez vezes menor que τ_m , o que caracteriza a presença de um pólo dominante no sistema. Desta forma, o modelo matemático para o motor cc se reduz a:

$$\Omega(s) = \frac{K}{\tau s + 1} V_a(s) - \frac{K_d}{\tau s + 1} T_d(s). \quad (2.11)$$

onde

$$K = \frac{K_a}{R_a f + K_a K_g}, \quad (2.12)$$

e

$$\tau = \frac{\tau_m}{R_a f + K_a K_g}. \quad (2.13)$$

Desprezando o torque de perturbação $T_d(s)$, obtém-se:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}. \quad (2.14)$$

Observe que a função de transferência (2.14), relaciona a tensão de armadura $v_a(t)$ com a velocidade angular $\omega(t)$. Contudo, na prática, $\omega(t)$ não é obtida explicitamente, e sim através

de um tacômetro acoplado ao eixo do rotor, que transforma a informação de velocidade angular em tensão nos seus terminais através da seguinte relação:

$$v_t(t) = K_t \omega(t), \quad (2.15)$$

onde $v_t(t)$ é a tensão nos terminais do tacômetro, e K_t é a constante que relaciona as duas grandezas. Aplicando a transformada de Laplace à equação acima, obtém-se:

$$V_t(s) = K_t \Omega(s). \quad (2.16)$$

Tomando-se a equação (2.16) em função de $\Omega(s)$ e substituindo em (2.14), a função de transferência de primeira ordem do motor de corrente contínua pode ser expressa abaixo da seguinte forma:

$$V_t(s) = \frac{KK_t}{\tau s + 1} V_a(s). \quad (2.17)$$

Finalmente, definindo

$$\overline{K} = KK_t \quad (2.18)$$

resulta em:

$$G(s) = \frac{V_t(s)}{V_a(s)} = \frac{\overline{K}}{\tau s + 1}. \quad (2.19)$$

2.2.2 Modelo em espaço de estados de um motor de corrente contínua controlado pela armadura

Nesta seção será obtido um modelo de segunda ordem para o motor cc, considerando, agora, o domínio do tempo. Para tanto, substituindo-se as equações (2.4) e (2.5) em (2.2) e (2.3) respectivamente, e definindo-se como entrada a tensão aplicada no circuito de armadura do motor, $v_a(t)$, e como variáveis de estado, a corrente de armadura, $i_a(t)$, e a velocidade angular do eixo do motor, $\omega(t)$, obtém-se o seguinte modelo em espaço de estados para o motor:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_a(t) \\ \frac{d}{dt} \omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_g}{L_a} \\ \frac{K_a}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} v_a(t). \quad (2.20)$$

Lembrando, mais uma vez, que a velocidade angular $\omega(t)$, não é obtida explicitamente, e sim através de um tacômetro acoplado ao eixo do rotor, que transforma a informação de velocidade angular em tensão nos seus terminais através da relação expressa em (2.15), então, substituindo-se (2.15) em (2.20), obtém-se a seguinte representação em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_a(t) \\ \frac{d}{dt} v_t(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_g}{K_t L_a} \\ \frac{K_a K_t}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ v_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} v_a(t), \quad (2.21)$$

2.3 Cálculo dos parâmetros dos modelos matemáticos do motor cc.

A fim de se obter os modelos matemáticos para o motor cc, conforme mostrado na equações (2.19) e (2.21), se faz necessário conhecer \bar{K} , τ e os parâmetros mecânicos e elétricos do motor, R_a , L_a , f , J , K_g e K_a .

Nesta seção serão apresentados os fundamentos teóricos necessários para a obtenção de \bar{K} , τ , R_a , L_a , f , J , K_g e K_a . Os algoritmos e os procedimentos experimentais para a determinação dos parâmetros serão descritos no capítulo 4.

2.3.1 Região Linear de Operação, Zona Morta.

Os métodos de modelagem, análise e de implementação de controladores utilizados neste trabalho são válidos para sistemas lineares; com isso, se faz necessário o conhecimento da região linear de operação da planta em estudo.

Ao serem aplicados sinais de baixa tensão nos terminais da armadura, o conjugado elétrico resultante será igual ao torque mecânico presente devido ao atrito estático do eixo do motor, impossibilitando assim a sua rotação nessa faixa de operação. Tal faixa é denominada Zona Morta de operação. A fim de se obter o conhecimento da região da zona morta, pode-se utilizar uma rampa com baixa inclinação como sinal de referência de tensão para ser aplicada

nos terminais do circuito de armadura do motor cc. Ao se aplicar tal rampa, é também necessário obter os valores correspondentes da tensão no tacômetro, de maneira que a partir da formação do par cartesiano (V_a, V_t) se obtenha uma representação gráfica e, por inspeção, a zona morta e a região linear. A região linear pode ainda ser determinada pela análise da derivada do melhor polinômio de ajuste obtido por mínimos quadrados [10], sendo a região linear dada pela região onde a derivada for aproximadamente constante. Espera-se, portanto que a representação gráfica obtida a partir dos vetores v_a e v_t seja da forma mostrada na figura 2-1.

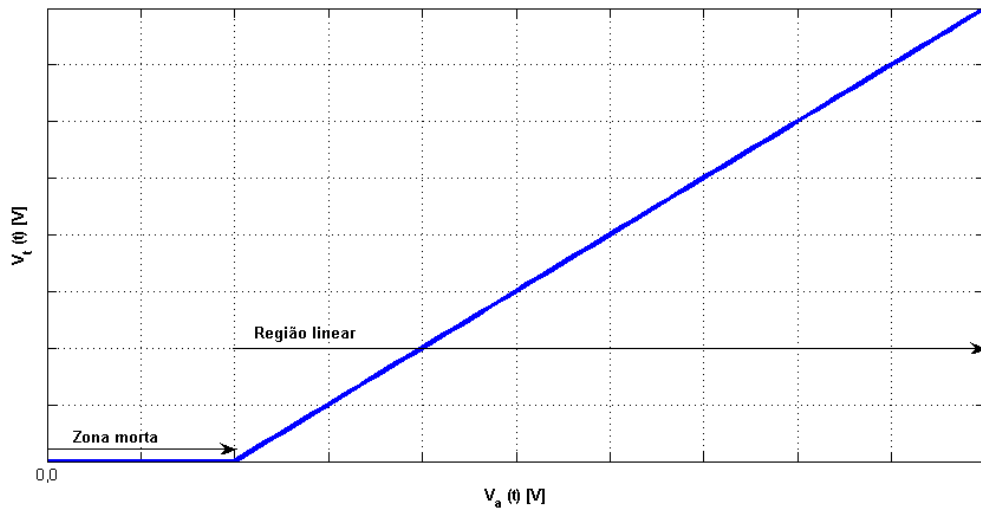


Figura 2-1 – Zona morta e região linear de um motor cc

2.3.2 Determinação dos ganhos \bar{K} e K_t a partir da resposta ao degrau.

Considere a seguinte função de transferência referente a uma planta de primeira ordem:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\bar{K}}{\tau s + 1}, \quad (2.22)$$

onde \bar{K} é o ganho DC e τ é a constante de tempo. Ao se aplicar um degrau unitário como entrada, obtém-se a resposta mostrada na Figura 2-1:

A partir da Figura 2-1, duas grandezas podem ser definidas: o tempo de acomodação do sistema, t_{ss} , e o valor de regime permanente, y_{ss} . O tempo de acomodação é definido como o tempo em que a resposta ao degrau, $y(t)$, demora para atingir 98% de seu valor de regime permanente. Como pode ser verificado em [2], para um valor de $t > 4\tau$, a resposta $y(t)$ está a

menos de 2% do seu valor de regime permanente. Sendo assim, τ pode ser definido experimentalmente a partir da seguinte relação:

$$\tau = \frac{t_{ss}}{4}, \quad (2.23)$$

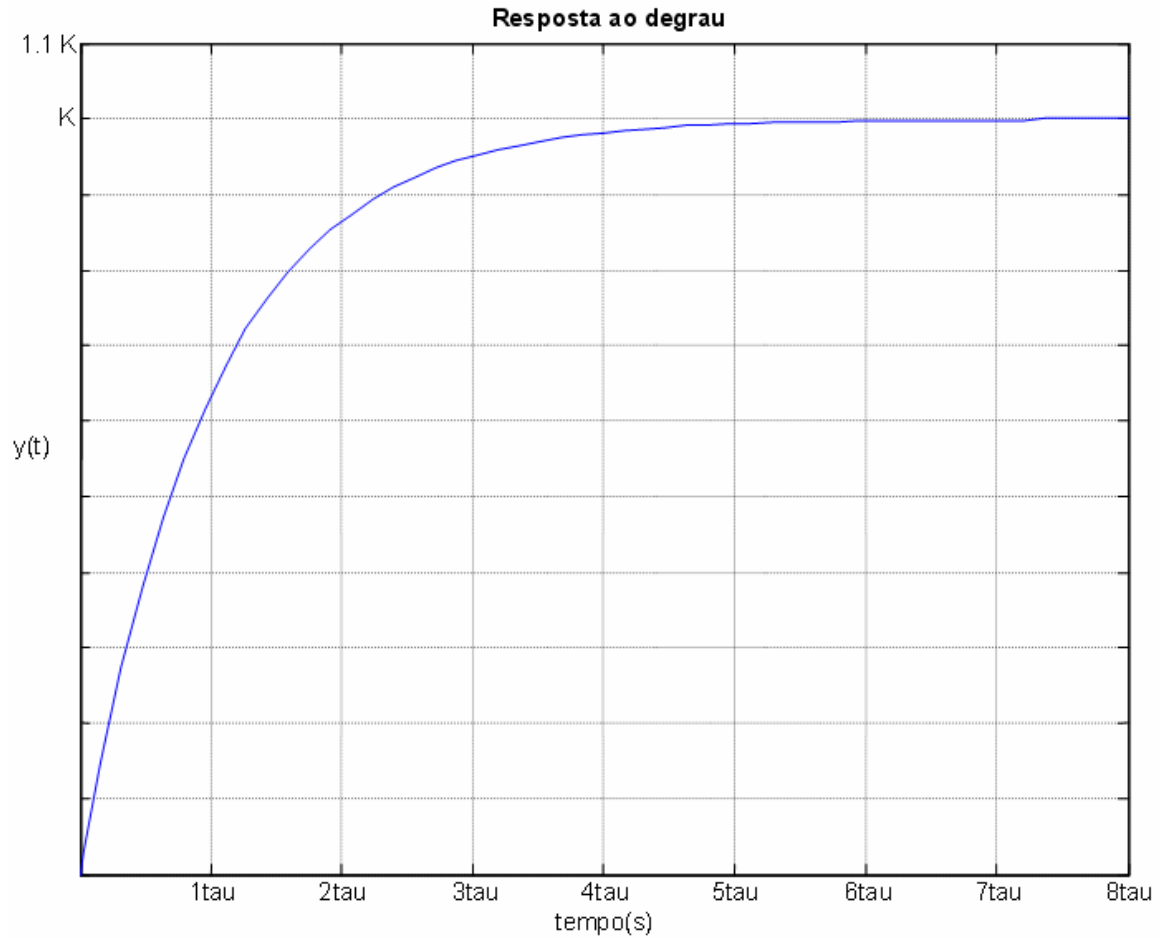


Figura 2-1– Resposta ao degrau unitário de uma função de transferência de primeira ordem

Considere, agora, a aplicação de um degrau de amplitude A , na entrada do sistema descrito pela equação (2.22). Desta forma:

$$U(s) = \frac{A}{s}, \quad (2.24)$$

e portanto, utilizando as equações (2.22) e (2.24), a transformada de Laplace da resposta será dada por:

$$Y(s) = \frac{\bar{K}A}{(\tau s + 1)s}. \quad (2.25)$$

A fim de se determinar o valor de regime permanente (y_{ss}), lança-se mão do teorema do valor final, mostrado a seguir:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\bar{K}A}{(\tau s + 1)s} = \bar{K}A. \quad (2.26)$$

Portanto, o ganho DC pode ser determinado da seguinte forma:

$$\bar{K} = \frac{y_{ss}}{A}. \quad (2.27)$$

Como mostrado na equação (2.27), o ganho DC da planta pode ser determinado a partir da obtenção de y_{ss} e da amplitude do degrau aplicado (A). O que ocorre, porém, é que o ganho DC obtido é estritamente válido para o ponto de operação no qual a resposta ao degrau está sendo obtida, ou seja, para os níveis de tensão envolvidos no experimento. Como a proposta do trabalho é trabalhar com modelos lineares e invariantes no tempo, torna-se, portanto, necessária a obtenção de um ganho DC médio (\bar{K}) e um ganho K_t em torno da faixa de operação do motor cc.

A fim de se determinar os ganhos \bar{K} e K_t da planta (motor + tacômetro), aplicam-se tensões nos terminais do circuito de armadura do motor e são medidas, respectivamente, as tensões nos terminais do tacômetro e com o auxílio de um tacômetro calibrado, as velocidades angulares do eixo do motor cc. Com isso podem ser obtidas relações cartesianas envolvendo tensão de entrada x tensão de saída e tensão de entrada x velocidade angular.

Sabe-se que uma relação linear é dada por uma equação do tipo $y(x) = ax$, sendo a o coeficiente angular da reta, definida a partir dos pares cartesianos (x, y) no \mathbb{R}^2 . Assim, o objetivo aqui é obter funções do tipo $v_t(t) = K_t \omega(t)$ e $v_a(t) = \bar{K} v_d(t)$.

Toda a medida de uma determinada grandeza está sujeita a erros que, para um sistema sobredeterminado (mais equações que incógnitas), impossibilitam a determinação de uma única relação de x em $y(x)$. A fim de superar tal dificuldade, utiliza-se o método dos mínimos quadrados. O método dos mínimos quadrados é uma técnica de otimização matemática que leva ao melhor ajuste para um conjunto de dados, minimizando a soma dos quadrados das diferenças ordenadas, chamados resíduos, entre funções de ajuste e dados.

De posse dos dados, formam-se três vetores: V_a , V_t e ω e aplica-se o método dos mínimos quadrados para uma relação de primeira ordem, obtendo-se \bar{K} a partir do par (V_a, V_t) e K_t a partir do par (ω, V_t) . É fácil verificar que \bar{K} e K_t serão dados por:

$$\bar{K} = \frac{V_a^T V_t}{V_a^T V_a}, \quad (2.28)$$

$$K_t = \frac{\omega^T V_t}{\omega^T \omega}. \quad (2.29)$$

Assim como na determinação da região linear e da zona morta de operação, os experimentos para a obtenção dos ganhos \bar{K} e K_t , resultam nos três vetores necessários para a obtenção das representações gráficas mencionadas na seção anterior. Os ganhos, \bar{K} e K_t , apresentados nessa seção, são a base da identificação paramétrica utilizada para a obtenção do modelo em espaço de estados, conforme poderá ser observado nas seções adiante. A utilização do ganho \bar{K} no modelo de espaço de estados não é feita de maneira explícita, porém seu conhecimento é necessário para a determinação de uma estimativa inicial da constante de força contra-eletromotriz.

2.3.3 Determinação do Ganho K_g inicial (K_g^0)

O ganho K_g ou constante de força contra-eletromotriz, é uma das constantes necessária para a obtenção do modelo em espaço de estados, conforme pode ser observado na equação (2.21). Uma das maneiras de se obter essa constante é através da medição de tensão nos terminais da armadura do motor cc quando este é posto em movimento a partir de um segundo motor ou de um gerador cc operando como motor [1]. Contudo, devido à falta de acoplamento mecânico entre o eixo do motor cc com algum outro dispositivo, torna-se necessário desenvolver uma nova metodologia que contorne essa restrição. Para tanto, uma estimativa inicial deste ganho será feita a partir do modelo de primeira ordem do motor cc expresso em (2.19) reproduzido novamente na equação abaixo:

$$\frac{V_t(s)}{V_a(s)} = \frac{\bar{K}}{\tau s + 1} = \frac{K K_t}{\tau s + 1}. \quad (2.30)$$

Sendo

$$K = \frac{K_a}{R_a f + K_a K_g}, \quad (2.31)$$

e sabendo que quando expressas em unidades do S.I.,

$$K_a = K_g. \quad (2.32)$$

e, ainda que em geral, $R_a f \ll K_a K_g$, então, a equação (2.31) se reduz a:

$$K = \frac{1}{K_g}. \quad (2.33)$$

Substituindo-se (2.33) em (2.18) resulta em:

$$K_g^0 = \frac{K_t}{\bar{K}}. \quad (2.34)$$

Deve ser ressaltado que o valor obtido para K_g (de acordo com a equação (2.34)) é apenas uma estimativa inicial. Uma melhor aproximação será obtida na seção 2.6 utilizando-se esse valor inicial.

2.3.4 Resposta em frequência

Considere o SLIT estável da figura 2-3 onde $u(t)$ e $y(t)$ representam respectivamente a entrada e a saída. Suponha que a função de transferência deste sistema seja $G(s)$. Logo:

$$Y(s) = G(s)U(s). \quad (2.35)$$

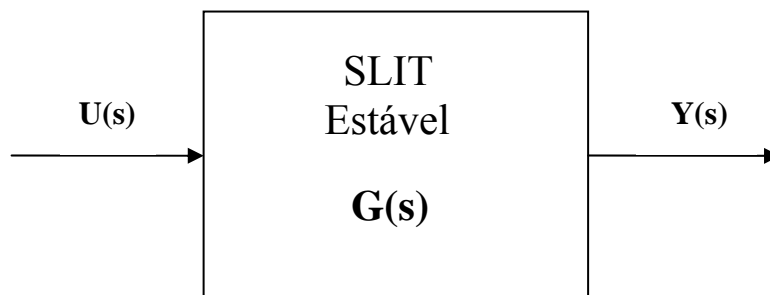


Figura 2-2 – Diagrama de bloco para um SLIT estável

O seguinte resultado pode ser enunciado: dada uma entrada

$$u(t) = U_0 \sin \omega_0 t \quad (2.36)$$

e sua respectiva representação no domínio da frequência,

$$U(s) = U_0 \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (2.37)$$

então, a resposta em regime permanente desse SLIT é dada por

$$y(t) = Y_0 \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.38)$$

onde

$$Y_0 = |G(j\omega_0)| U_0, \quad (2.39)$$

e

$$\varphi = \angle G(j\omega_0). \quad (2.40)$$

As equações (2.39) e (2.40) permitem obter uma função de transferência $G(s)$ para o sistema da figura 2-3. Para tanto, devem-se aplicar entradas senoidais de diferentes frequências e medir Y_0 e φ . A esse experimento dá-se o nome de resposta em frequência [2]. A fim de assegurar que o modelo obtido a partir da resposta em frequência do sistema seja válido, a entrada aplicada não deve ser composta apenas da componente senoidal, visto que tal sinal deve se encontrar dentro da região linear de operação. A fim de eliminar tal problema deve-se aplicar o sinal senoidal somado com uma componente DC, de maneira que o sinal de entrada seja do tipo

$$u(t) = U_{dc} + U_0 \sin \omega_0 t \quad (2.41)$$

como restrição de que $(U_{dc} - U_0)$ e $(U_{dc} + U_0)$, se encontrem dentro da região linear.

Devido a ruídos inerentes da planta a ser identificada, ou mesmo a não-linearidades desconsideradas, o sistema pode apresentar em sua saída, uma forma de onda com componentes harmônicas, o que não está de acordo com a equação (2.38). Sendo assim é necessária a obtenção somente da componente fundamental da resposta em frequência para a

saída do sistema. Para isso faz-se uso da decomposição do sinal em séries trigonométricas de Fourier, conforme mostrado no seguinte teorema.

Teorema 2.1: Seja $f(t)$ uma função definida no intervalo $[t_0, t_0 + T]$, onde $T = 2\pi/\omega_0$ e seja o conjunto $\{1, \cos m\omega_0 t, \sin n\omega_0 t\}$, $m, n=1, 2, 3, \dots\}$, de funções mutuamente ortogonais no intervalo $[t_0, t_0 + T]$. Então $f(t)$ pode ser escrita como:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (2.42)$$

onde

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (2.43)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (2.44)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (2.45)$$

Duas observações são aqui pertinentes: (i) o teorema 2.1 pode ser estendido para uma função periódica qualquer de período $T = 2\pi/\omega_0$; (ii) a equação (2.42) é válida exceto nos pontos de descontinuidade de $f(t)$, onde se observa o fenômeno de Gibbs.

A resposta em frequência de um sistema pode ser representada graficamente por um diagrama de Bode. A obtenção da função de transferência a partir do diagrama de bode pode ser feita com maior precisão se dispuser-se, a priori, de determinadas informações sobre a planta a ser identificada como, por exemplo, a ordem do modelo, o grau relativo da função de transferência, a multiplicidade de pólos na origem e a existência de pólos e zeros no eixo complexo. Algumas dessas informações podem ser obtidas a partir da análise da resposta em frequência Para tanto seja

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} \quad (2.46)$$

a função de transferência a ser determinada. Tem-se que:

1. Se $|G(j\omega)| \rightarrow 0$ quando $\omega \rightarrow 0$ então $G(s)$ tem pelo menos um zero na origem.
2. Se $|G(j\omega)|$ tende a crescer indefinidamente quando $\omega \rightarrow \omega_0$ ($\omega_0 \neq 0$), então $G(s)$ tem pólos em $\pm j\omega_0$.
3. Se $|G(j\omega)|$ tende a crescer indefinidamente quando $\omega \rightarrow 0$, então $G(s)$ tem um ou mais pólos na origem.

A multiplicidade dos pólos na origem pode ser determinada lembrando-se que se $s = 0$ é um pólo de $G(s)$ de multiplicidade “p”, então $G(s)$ pode ser escrita como:

$$G(s) = \frac{B(s)}{s^p \bar{A}(s)}, \quad (2.47)$$

onde

$$\bar{A}(s) = s^{n-p} + a_1 s^{n-p-1} + a_2 s^{n-p-2} + \dots + a_{n-p}, \quad a_{n-p} \neq 0 \quad (2.48)$$

Fazendo $s = j\omega$ e $\omega \rightarrow 0$, tem-se que

$$G(0) = \frac{B(0)}{(j\varepsilon)^p \bar{A}(0)} = \frac{b_m}{(j\varepsilon)^p a_{n-p}}. \quad (2.49)$$

Como $(j\varepsilon)^p = \varepsilon^p \underline{90^\circ p}$, então

$$G(0) = \frac{B_m}{\varepsilon^p a_{n-p}} \underline{-90^\circ p} = \infty \underline{-90^\circ p}. \quad (2.50)$$

Sendo assim, a multiplicidade “p” do pólo é dada por:

$$p = \frac{\underline{G(j\omega)}}{-90}, \quad \omega \rightarrow 0. \quad (2.51)$$

Uma outra informação sobre $G(s)$ que pode ser obtida a partir da resposta em frequência é o grau relativo. O grau relativo de uma função de transferência é definido como a diferença entre os graus dos polinômios do denominador e do numerador, isto é:

$$g_r(G(s)) = n - m \quad (2.52)$$

O grau relativo pode ser determinado fazendo $s = j\omega$ e $\omega \rightarrow +\infty$. Note que quando $\omega \rightarrow +\infty$,

$$G(j\omega) = \frac{b_0(j\omega)^m}{(j\omega)^n} = \frac{b_0}{\omega^{n-m}} \angle -90^\circ(n-m), \quad \omega \rightarrow +\infty \quad (2.53)$$

e portanto,

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} b_0, n = m \\ 0, n > m \end{cases}. \quad (2.54)$$

Desta forma,

$$\angle G(j\omega) = -90^\circ(n-m) \quad (2.55)$$

e, portanto:

$$g_r(G(s)) = \frac{\angle G(j\omega)}{-90}, \quad \omega \rightarrow +\infty \quad (2.56)$$

Com base no desenvolvimento acima, tem-se que os parâmetros da função de transferência de primeira ordem, \bar{K} e τ , podem ser obtidos a partir da resposta em frequência do sistema [3].

2.3.5 Determinação dos parâmetros R_a , L_a , J , f e da aproximação final do ganho K_g (K_g^f).

De posse dos parâmetros K_t e do ganho K_g inicial, é possível identificar os demais parâmetros dos subsistemas elétrico e mecânico do motor cc. Para tanto, note que as equações (2.2) e (2.3) podem ser reescritas como:

$$L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + R_a i_a(t) = v_a(t) - \frac{K_g}{K_t} v_t(t) \quad (2.57)$$

$$J \frac{d}{dt} v_t(t) + f v_t(t) = K_g K_t i_a(t). \quad (2.58)$$

Definindo

$$u_e(t) = v_a(t) - \frac{K_g}{K_t} v_t(t) \quad (2.59)$$

e

$$u_m(t) = K_g K_t i_a(t), \quad (2.60)$$

tem-se que as equações (2.57) e (2.58) podem ser reescritas como:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + r_a i_a(t) = u_e(t) \end{array} \right. \quad (2.61)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d}{dt} v_t(t) + f v_t(t) = u_m(t) \end{array} \right. \quad (2.62)$$

Note que as equações (2.61) e (2.62) possuem, respectivamente, as seguintes realizações em espaço de estados:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_e(t) = A_e x_e(t) + B_e u_e(t) \\ y_e(t) = x_e(t) \end{array} \right., \quad (2.63)$$

onde $x_e(t) = i_a(t)$, $A_e = -R_a/L_a$, $B_e = 1/L_a$, $C_e = 1$ e $D_e = 0$ e

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m u_m(t) \\ y_m(t) = x_m(t) \end{array} \right., \quad (2.64)$$

onde $x_m(t) = v_t(t)$, $A_m = -f/J$ e $B_m = 1/J$, $C_m = 1$ e $D_m = 0$.

É fácil verificar que os sistemas descritos por (2.63) e (2.64) possuem, respectivamente, as seguintes funções de transferência:

$$G_e(s) = \frac{K_e}{\tau_e s + 1} \quad (2.65)$$

e

$$G_m(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1}, \quad (2.66)$$

onde $K_e = 1/R_a$, $\tau_e = L_a/R_a$, $K_m = 1/f$ e $\tau_m = J/f$.

Conforme visto em [4], uma função de transferência de primeira ordem

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (2.67)$$

pode ter um modelo discreto equivalente dado por:

$$\begin{cases} x(t_{k+1}) = \phi x(t_k) + \gamma u(t_k) \\ y(t_k) = x(t_k) \end{cases}, \quad (2.68)$$

onde

$$\phi = e^{-\frac{1}{\tau}h} \quad (2.69)$$

e

$$\gamma = K(1 - \phi). \quad (2.70)$$

Aplicando o mesmo raciocínio às equações (2.63) e (2.64), obtém-se:

$$\begin{cases} x_e(t_{k+1}) = \phi_e x_e(t_k) + \gamma_e u_e(t_k) \\ y_e(t_k) = x_e(t_k) \end{cases} \quad (2.71)$$

e

$$\begin{cases} x_m(t_{k+1}) = \phi_m x_m(t_k) + \gamma_m u_m(t_k) \\ y_m(t_k) = x_m(t_k) \end{cases}, \quad (2.72)$$

onde $\phi_e = e^{-\frac{1}{\tau_e}h}$, $\gamma_e = K_e(1-\phi_e)$, $\phi_m = e^{-\frac{1}{\tau_m}h}$ e $\gamma_m = K_m(1-\phi_m)$.

Como consequência, o comportamento dos subsistemas elétrico e mecânico nos instantes de amostragem t_k , podem ser descritos pelas seguintes equações a diferenças lineares:

$$y_e(t_k) = \phi_e y_e(t_{k-1}) + \gamma_e u_e(t_{k-1}) \quad (2.73)$$

e

$$y_m(t_k) = \phi_m y_m(t_{k-1}) + \gamma_m u_m(t_{k-1}). \quad (2.74)$$

As equações (2.73) e (2.74) mostram que se os parâmetros Φ_e , Φ_m , γ_e e γ_m forem determinados, então os ganhos K_e e K_m e as constantes de tempo τ_e e τ_m poderão ser obtidas, resultando na identificação dos parâmetros do motor de corrente contínua pois $R_a = 1/K_e$, $f = 1/K_m$, $L_a = R_a \tau_e$ e $J = f \tau_m$. Aplicando-se, então, um sinal de tensão do tipo *PRBS* (*Pseudo-Random Binary Signal*) [11] nos terminais do circuito de armadura do motor de corrente contínua e fazendo-se a aquisição de $v_a(t_k)$, $i_a(t_k)$ e $v_t(t_k)$ nos instantes de amostragem t_k , $k = 1, 2, 3 \dots n$, ($n \gg 2$), resulta em:

$$\begin{bmatrix} i_a(t_1) \\ i_a(t_2) \\ i_a(t_3) \\ \vdots \\ i_a(t_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(t_0) & u_e(t_0) \\ i_a(t_1) & u_e(t_1) \\ i_a(t_2) & u_e(t_2) \\ \vdots & \vdots \\ i_a(t_{n-1}) & u_e(t_{n-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_e \\ \gamma_e \end{bmatrix} \Leftrightarrow i_a = M_e x_e \quad (2.75)$$

e

$$\begin{bmatrix} v_t(t_1) \\ v_t(t_2) \\ v_t(t_3) \\ \vdots \\ v_t(t_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_t(t_0) & u_m(t_0) \\ v_t(t_1) & u_m(t_1) \\ v_t(t_2) & u_m(t_2) \\ \vdots & \vdots \\ v_t(t_{n-1}) & u_m(t_{n-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_m \\ \gamma_m \end{bmatrix} \Leftrightarrow v_t = M_m x_m \quad (2.76)$$

Em geral, os sistemas de equações (2.75) e (2.76) não têm solução. Para contornar esse problema, busca-se a solução de menor erro quadrático (solução por mínimos quadrados).

Assim as soluções x_e e x_m que minimizam, respectivamente, $\|i_a - M_e x_e\|_2^2$ e $\|v_t - M_m x_m\|_2^2$, onde $\|\cdot\|_2$ denota a norma Euclidiana, são dadas por:

$$x_e = (M_e^T M_e)^{-1} M_e^T i_a \quad (2.77)$$

e

$$x_m = (M_m^T M_m)^{-1} M_m^T v_t. \quad (2.78)$$

Conseqüentemente os parâmetros R_a , L_a , f e J são obtidos da seguinte forma [4]:

$$R_a = \frac{1 - \phi_e}{\gamma_e} \quad (2.79)$$

$$L_a = -\frac{R_a h}{\ln(\phi_e)} \quad (2.80)$$

$$f = \frac{1 - \phi_m}{\gamma_m} \quad (2.81)$$

$$J = -\frac{f h}{\ln(\phi_m)} \quad (2.82)$$

onde h é o intervalo de amostragem.

A obtenção do ganho K_g^f assim como os parâmetros do motor de corrente contínua são feitos a partir do ganho K_g^0 . O ganho K_g^f será obtido a partir da validação dos parâmetros R_a , L_a , J e f , através de múltiplas simulações nas quais o parâmetro K_g é variado em uma faixa de interesse próxima à estimativa inicial, ou seja, denotando ganho K_g como K_g^0 , então se define um intervalo $[K_g^0 - \alpha K_g^0, K_g^0 + \alpha K_g^0]$ onde $0 < \alpha < 1$ e faz-se K_g assumir os valores pertencentes ao intervalo $[K_g^0 - \alpha K_g^0, K_g^0 + \alpha K_g^0]$ e desta forma K_g^f será dado pelo valor que leve a uma estimação dos parâmetros que incorra no menor erro de comparação* entre o modelo obtido e a resposta real do motor cc para o estado ou estados observados que serão utilizados na realimentação robusta. Para este trabalho o erro foi minimizado em relação à corrente de armadura, visto que este é o único estado que será estimado, pois o segundo estado também é a saída do sistema, que necessita ser medida para o fechamento da malha do observador conforme será mostrado na seção 2.7.2.

* Podem ser definidos diversos erros de comparação. Nesse trabalho foi adotado $\int_0^T |e(t)|^2 dt$.

2.4 Observadores de estado

Seja um SLIT cuja realização em espaço de estados é dada por:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) \\ y(t) = cx(t) \end{cases} \quad (2.83)$$

Para que uma realimentação de estados ou mesmo uma realimentação para rastreamento robusto seja possível, é necessária a informação da evolução dos estados ao longo do tempo, o que nem sempre é possível. Muitas vezes as variáveis de estado não têm significado físico, ou então, os estados podem ser tais que seja impossível medi-los, devido a restrições tecnológicas e ou financeiras, uma vez que os sensores necessários podem ser extremamente caros. A partir da teoria de observadores de estado, tais dificuldades podem ser contornadas, visto que, ao invés de serem medidos, os estados serão então estimados. A seguir serão descritos dois tipos de observadores de estado: observador em malha aberta e observador em malha fechada.

O observador em malha aberta nada mais é do que um modelo matemático em espaço de estados para a planta a ser controlada, sendo utilizado no presente trabalho a fim de validar os parâmetros do motor cc obtidos por meio dos experimentos descritos na seção 2.6. Como será mostrado à frente, o observador em malha aberta tem o decaimento do seu erro de estimação determinado pela matriz de estado do sistema (matriz A), que deve ser bem próxima da matriz real do sistema. Essa limitação é superada através do uso de observadores em malha fechada, que podem ter os autovalores de sua matriz de evolução de estados alocados de maneira que tenham constante de tempo menor que a do sistema original, possibilitando o seu uso na estabilização ou no rastreamento robusto dos sistemas em consideração.

2.4.1 Observadores de estado em malha aberta

Suponha, inicialmente, que os parâmetros do modelo em espaço de estados da planta possam ser determinados exatamente. Definindo $\hat{x}(t)$ e $\hat{y}(t)$, respectivamente, os estados e a saída do observador, pode-se escrever:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + bu(t) \\ \hat{y}(t) = c\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.84)$$

A partir da entrada $u(t)$, o diagrama mostrado na figura 2-4 pode ser montado. Seja o vetor do erro de estimação dos estados, dado por:

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.85)$$

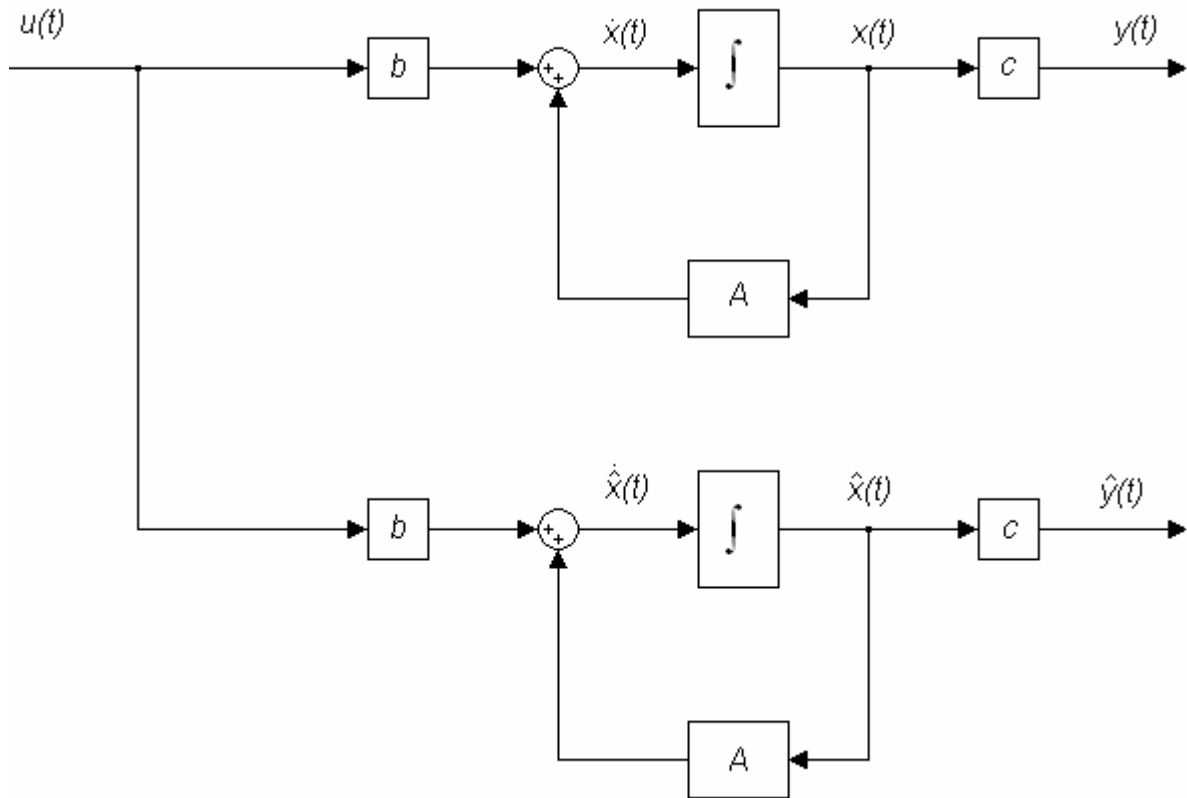


Figura 2-3 – Diagrama de blocos de um observador de estado em malha aberta

Portanto,

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) + bu(t) - A\hat{x}(t) - bu(t) \quad (2.86)$$

$$\dot{e}(t) = A[x(t) - \hat{x}(t)] \quad (2.87)$$

$$\dot{e}(t) = Ae(t). \quad (2.88)$$

A solução da equação (2.88) é dada por:

$$e(t) = e^{At} e(0) = e^{At} [x(0) - \hat{x}(0)]. \quad (2.89)$$

Note que se $x(0) = \hat{x}(0)$, então $e(t) = 0$, $\forall t \geq 0$. Porém, tal hipótese é praticamente impossível de ser verificada. A alternativa seria obter $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, mesmo quando $x(0) \neq \hat{x}(0)$. Essa condição será satisfeita se e somente se a matriz A for estável, ou seja, se todos os autovalores de A tiverem parte real negativa. Além disso, conforme mencionado na seção 2.7, é fácil perceber a partir da equação (2.89), que o decaimento do erro de estimação depende da dinâmica associada à matriz A .

2.4.2 Observadores de estado em malha fechada

A fim de eliminar as restrições verificadas para o observador em malha aberta, a configuração mostrada na figura 2-5 é proposta [3]. Neste caso a dinâmica do estado estimado será dada pela seguinte equação diferencial:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + bu(t) + l[y(t) - \hat{y}(t)]. \quad (2.90)$$

Sendo

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t), \quad (2.91)$$

o erro de estimação, tem-se que:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) + bu(t) - A\hat{x}(t) - bu(t) - ly(t) + l\hat{y}(t) \quad (2.92)$$

$$\dot{e}(t) = (A - lc)x(t) - (A - lc)\hat{x}(t) \quad (2.93)$$

$$\dot{e}(t) = (A - lc)e(t) \quad (2.94)$$

Definindo

$$\hat{A} = A - lc \quad (2.95)$$

resulta em:

$$\dot{e}(t) = \hat{A}e(t). \quad (2.96)$$

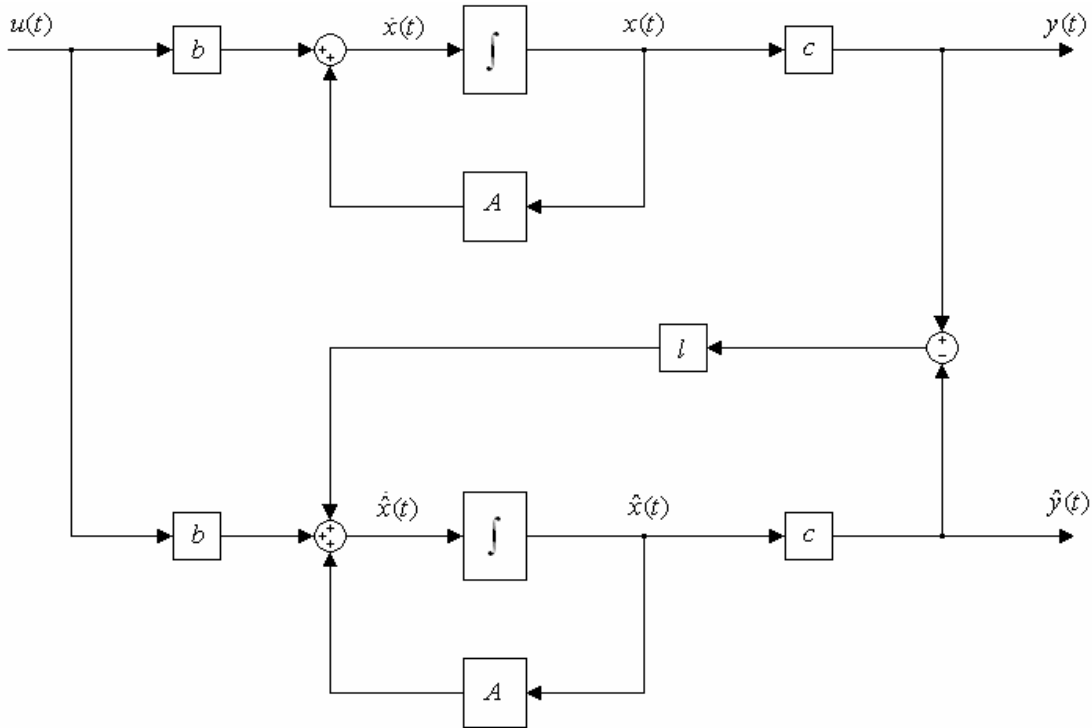


Figura 2-4 – Diagrama de blocos de um observador de estados em malha fechada

A solução da equação (2.96) é dada por:

$$e(t) = e^{\hat{A}t} e(0) = e^{\hat{A}t} [x(0) - \hat{x}(0)]. \quad (2.97)$$

Logo

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (2.98)$$

se e somente se \hat{A} for estável, ou seja, se os autovalores de \hat{A} estiverem no semiplano da esquerda do plano complexo. Para tanto, deve-se calcular o vetor l de ganhos que leva a matriz \hat{A} a possuir autovalores, de maneira que o observador em malha fechada tenha uma taxa de decaimento aceitável para a aplicação em questão.

O problema de posicionamento dos autovalores da matriz \hat{A} é análogo ao problema de alocação de pólos no projeto de controladores por realimentação de estados. Para que seja possível tal alocação através da escolha apropriada de um vetor l , é necessário que o par (c, A)

seja observável [3]. Quando isso ocorre, é possível verificar que todos os autovalores de \hat{A} podem ser alocados arbitrariamente.

2.5 Rastreamento robusto utilizando realimentação de estados a partir de observador de estado em malha fechada

Nesta seção será considerado o problema de se projetar um controlador que rastreie assintoticamente sinais de referência do tipo degrau utilizando-se realimentações de estado e de saída, sendo a realimentação de estados realizada a partir de um observador em malha fechada. A justificativa para isso está no fato de que quando a acessibilidade de um ou mais estados não é possível, ou mesmo se o estado a ser medido não está associado a uma grandeza física, a obtenção deste estado, para fins de realimentação do sistema deve ser feita a partir de observadores de estado. Como será mostrado adiante, a introdução de um observador de estado para superar tais dificuldades não altera o projeto do controlador robusto. O desacoplamento entre os sistemas faz com que o projeto do vetor de ganho l para o observador possa ser realizado de maneira independente dos vetores K (realimentação de estados) e K_i (ganho integral).

Considere a realimentação de estados a partir de um observador de estados em malha fechada, conforme mostrada na figura 2-6:

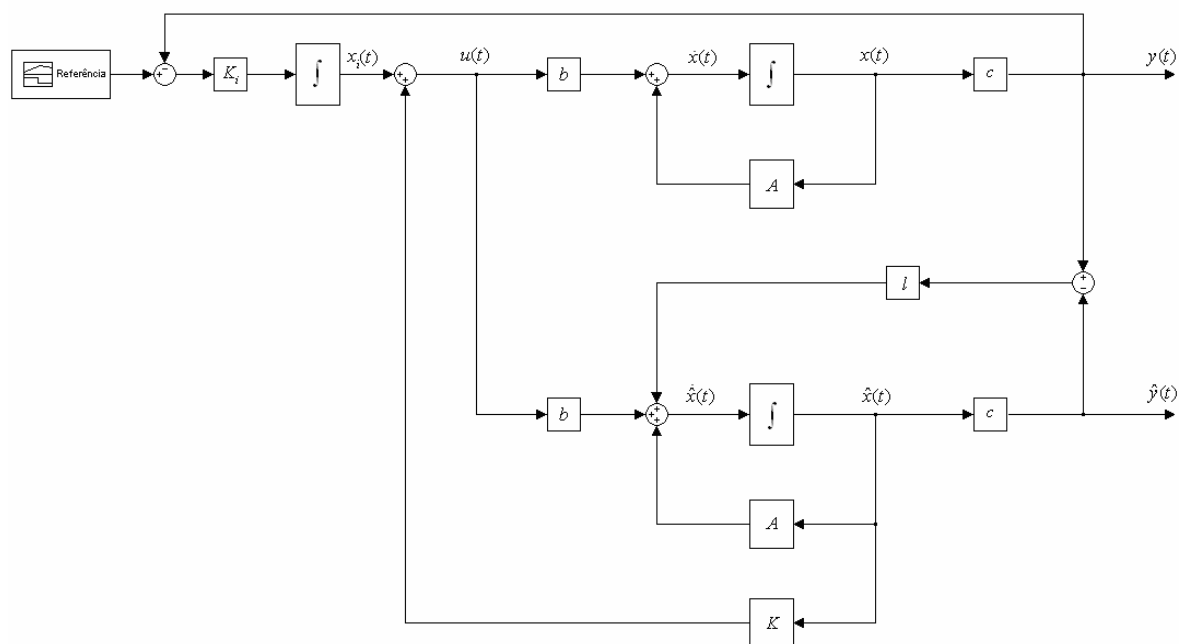


Figura 2-5 - Realimentação de estados e de saída utilizando observador de estados em malha fechada

As equações de estado para o sistema na figura 2-6 são dadas por:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx \end{cases} \quad (2.99)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu + l(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = c\hat{x} \end{cases} \quad (2.100)$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu + l(cx - c\hat{x}) \quad (2.101)$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu + lc(x - \hat{x}) \quad (2.102)$$

Definindo

$$e = x - \hat{x} \quad (2.103)$$

tem-se que

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}. \quad (2.104)$$

Substituindo as equações (2.99) e (2.102) em (2.104) obtém-se:

$$\dot{e} = (A - lc)(x - \hat{x}) = (A - lc)e \quad (2.105)$$

e aplicando (2.103) em (2.105), a seguinte equação de estado é obtida:

$$\dot{e} = (A - lc)e. \quad (2.106)$$

Note que o sinal de controle $u(t)$ é dado por:

$$u = K^T \hat{x} + K_I x_I, \quad (2.107)$$

e, portanto, substituindo-se a equação (2.107) em (2.99), resulta:

$$\dot{x} = Ax + b(K^T \hat{x} + K_I x_I). \quad (2.108)$$

Fazendo uma mudança de variáveis em \hat{x} , obtém-se:

$$\dot{x} = Ax + bK^T(x - e) + bK_I x_I. \quad (2.109)$$

Assim, a equação de estado para \dot{x} é dada por:

$$\dot{x} = (A + bK^T)x - bK^T e + bK_I x_I. \quad (2.110)$$

A terceira equação de estado é direta e pode ser obtida por simples inspeção da figura 2-6, sendo assim:

$$\dot{x}_I = r - cx. \quad (2.111)$$

Colocando as equações de estado, (2.106), (2.110) e (2.111) em forma matricial, tem-se a seguinte representação em espaço de estados para o sistema realimentado da figura 2-6.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_I \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A + bK^T) & bK_I & -bK^T \\ -c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (A - lc) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_I \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} r \\ y = \begin{bmatrix} c & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_I \\ e \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2.112)$$

Como pode ser observado na equação (2.112), o estado e , influenciado pelo observador, está desacoplado do resto do sistema, dependendo somente de seus valores passados. Uma vez que a matriz de evolução dos estados pode ser diagonalizável por blocos, o que justifica a afirmação de que o projeto dos ganhos de realimentação de estados e do integrador (K e K_I respectivamente) podem ser feitos em separado dos ganhos do observador em malha fechada.

Capítulo 3 - Equipamentos Utilizados

Neste capítulo serão apresentados os equipamentos necessários para a realização dos experimentos para obter os parâmetros dos modelos descritos no capítulo anterior, implementar o observador de estado de malha fechada em tempo real e a realimentação de estados a partir deste. É apresentada a biblioteca *Real-Time Windows Target* do *Simulink*, bem como seu processo de instalação, suas limitações e as configurações para utilizá-la. Também são apresentadas as características do motor de corrente contínua, do amplificador de potência e da placa de condicionamento de sinal de corrente utilizados nos experimentos.

O capítulo 3 está estruturado da seguinte forma. Na seção 3.1 apresenta-se a biblioteca de desenvolvimento em tempo real do *Simulink* (*Real-Time Windows Target*). Na seção 3.2 é apresentado o motor de corrente contínua que será utilizado nos experimentos. Na seção 3.3 é apresentado o amplificador de potência necessário para transformar os sinais de controle da placa de entrada e saída de sinais, em sinais de tensão e corrente capazes de acionar o motor cc. São também apresentadas algumas de suas funcionalidades que serão necessárias para superar a impossibilidade da placa de entrada e saída de dados de operar nos quatro quadrantes. Na seção 3.4 é mostrada a placa de condicionamento de sinal de corrente. Essa placa possui um circuito transdutor que transforma os sinais de corrente em sinais de tensão necessários para a realização dos experimentos de obtenção dos parâmetros do motor bem como a validação dos mesmos.

3.1 O Ambiente *Real-Time Windows Target*

O ambiente de desenvolvimento *Real-time Windows Target* é parte de uma família de software utilizada para criar sistemas de controle em tempo real. O *Real-Time Windows Target* é um sistema de desenvolvimento de aplicações onde o sistema alvo e o ambiente de desenvolvimento estão no mesmo computador. Ele pode ser instalado em um computador do tipo PC rodando *Microsoft Windows*, *NT 4.0*, *2000*, *Millennium Edition*, ou *XP* e requer os seguintes produtos instalados no computador:

1. *Matlab* – Interface de linhas de comando para desenvolvimento de aplicações matemáticas de caráter numérico e simbólico,

2. *Simulink* – Ambiente de simulação de sistemas físicos e de implementação e simulação de controladores, utilizando diagramas de blocos.
3. *Real-Time Workshop* – Converte blocos do *Simulink* e modelos de sistemas de eventos discretos do *Stateflow* em código C, a fim de ser utilizado pelo compilador na implementação de simulações em tempo real.
4. *Compilador C* – Converte código C proveniente do *Real-Time Workshop* em código executável.
5. *Target* – Componente do computador associado à aplicação que está sendo desenvolvida. No caso em questão foi utilizada uma placa *Advantech PCI - 1711* com entradas e saídas digitais e analógicas, além de um contador interno. Um maior detalhamento da placa e de seu funcionamento é dado em [5].

3.1.1 Instalação do *Real Time Windows Target*

A instalação dos componentes e da biblioteca do *Real Time Windows* deve ser feita durante a instalação do *Matlab*, conforme pode ser visto em [6].

A fim de poder usar o *Real-Time Windows Target*, é necessário instalar o seu *Kernel* no ambiente MATLAB. Para isso, executa-se a seguinte linha de comando no *prompt* do MATLAB:

```
>>rtwintgt -setup.
```

Com isso o *Kernel* do *Real-Time Windows Target* será instalado. É importante observar que esse comando só precisa ser executado uma única vez, a partir da instalação da biblioteca de tempo real.

Para a utilização do *Real-Time Windows Target*, é necessária a instalação de um compilador C/C++ a fim de transformar o código C gerado pelo *Real-Time Workshop* em código executável. No presente momento duas escolhas podem ser feitas no laboratório de controle do DEE/UFRJ, uma delas de caráter gratuito e outra através do programa *MSDN Alliance* com a *Microsoft*. A gratuita é a utilização do compilador *Watcom C/C++* que é distribuído sob GNU-GPL (*General Public License*); a outra solução é a utilização do *Microsoft Visual C/C++*. Para as versões anteriores à versão sete do *Matlab*, se faz necessária

a instalação de uma ou outra solução de compilação; porém a partir da versão sete do *Matlab*, o compilador *Watcom C/C++* já se encontra presente.

Para configurar o compilador padrão a ser utilizado na geração de código executável pelo *Matlab*, é necessária a execução da seguinte linha de comando no *prompt* do *Matlab*:

```
>>mex -setup
```

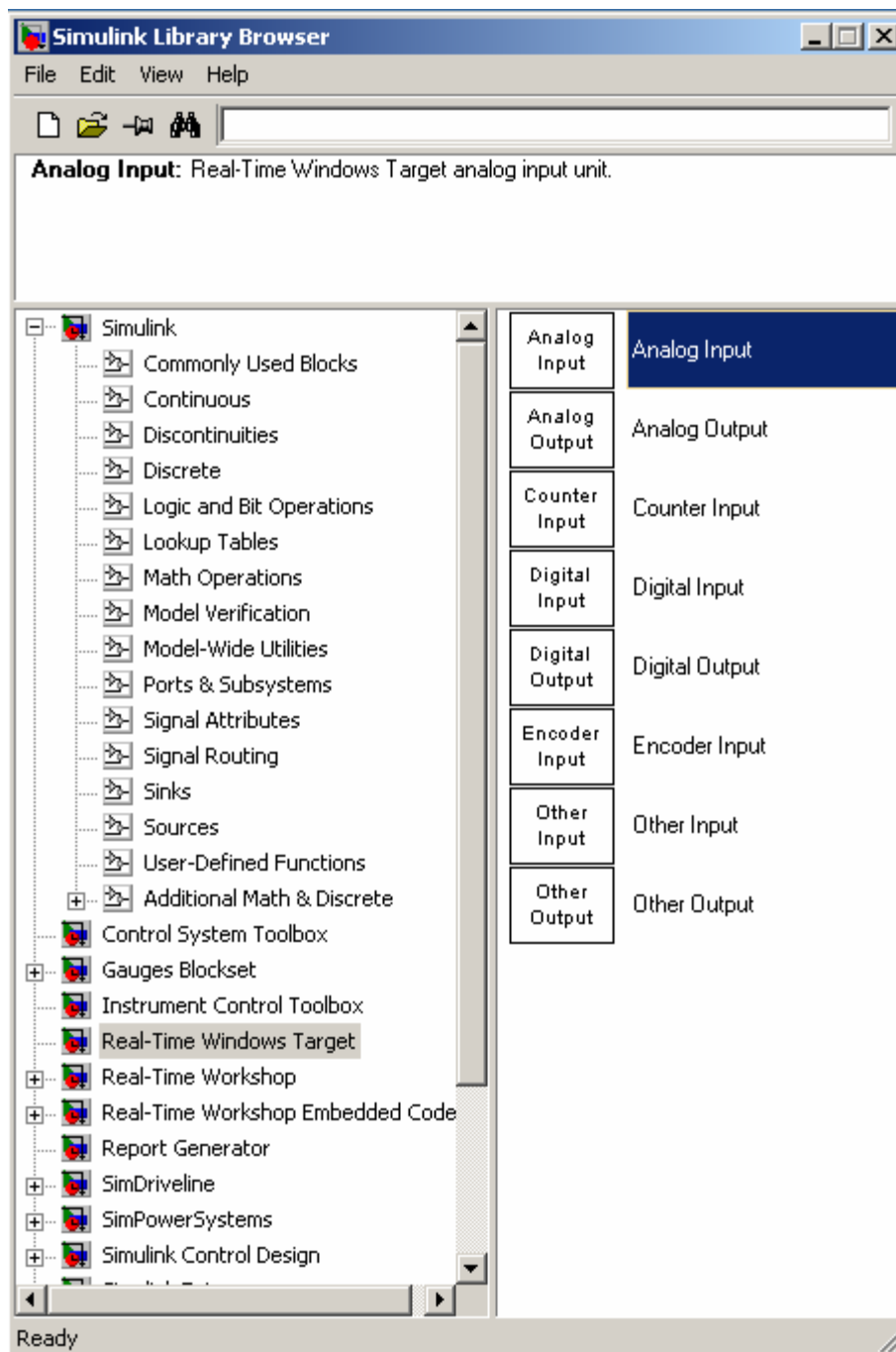


Figura 3-1 – Janela referente às bibliotecas de blocos do *Simulink*

A partir da definição do compilador, pode-se começar a utilizar o *Real-Time Windows Target*. Para tanto é necessária a execução da seguinte linha de comando no *prompt* do *Matlab*:

```
>>simulink
```

A execução desta linha tornará o ambiente de desenvolvimento *Simulink* ativo. Caso a instalação tenha sido bem sucedida, a *toolbox* do *Rtwintgt* estará presente na janela das bibliotecas do *Simulink* conforme mostra a Figura 3-1.

3.1.2 Limitações do *Real Time Windows Target*

O *Real-Time Windows Target* pode ser utilizado com a maioria dos blocos do *Simulink*, incluindo os de tempo discreto e de tempo contínuo. Contudo, ele não suporta blocos que não executem em tempo real e também os blocos *To Workspace* e *To File*. O *Real Time Windows Target* possui ainda as seguintes limitações:

1. Ao utilizar sistemas de tempo contínuo, e produzir código com o *Real-Time*, é necessária a utilização de um algoritmo de integração com passo fixo.
2. *S-functions* de código C podem ser utilizadas pelo *Real-Time Workshop*, entretanto *S-functions* de código do tipo M (*Matlab code*) não podem ser utilizados.

3.1.3 Utilização do *Real-Time Windows Target*

Com a conclusão dos procedimentos referentes à instalação da biblioteca do *Rtwintgt* e a abertura de um novo projeto no *Simulink*, a utilização do ambiente *Real-Time* pode ser exemplificada a partir da sua utilização em um caso simples, como a aquisição de sinais em um de seus canais analógicos.

Inicialmente deve-se colocar um bloco de entrada analógica da biblioteca do *Rtwintgt* no projeto e configurá-lo a fim de que utilize o *Target* específico, ou seja, a placa de aquisição de dados. O procedimento de escolha da placa de *interfaceamento* não é automático, visto que podem ser utilizados mais de um *Target* por computador e/ou projeto. A janela de configuração do bloco de entrada analógica pode ser vista na figura 3-2.

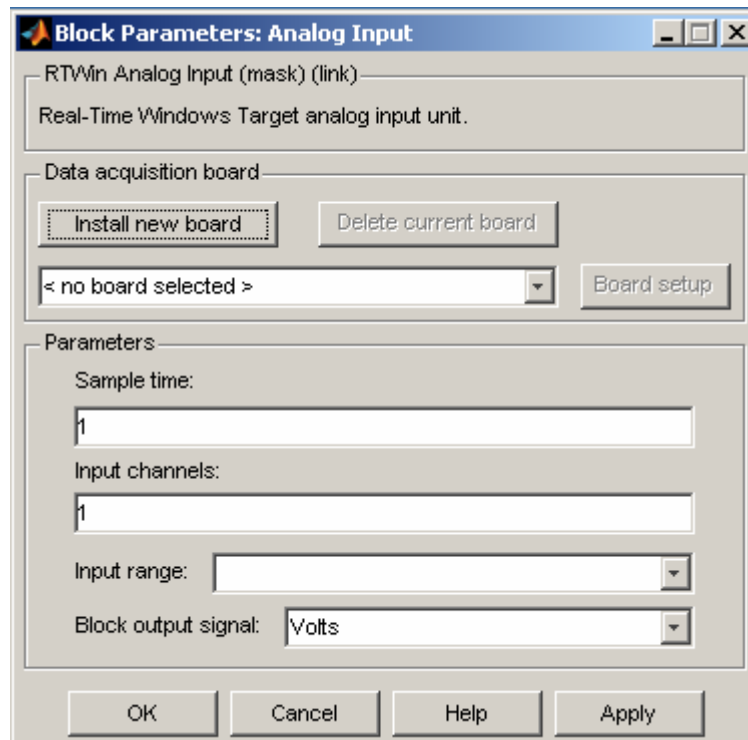


Figura 3-2 – Janela referente às configurações padrões do bloco de entrada analógica do *Simulink*

Pressionando o botão *Install new board*, obtém-se uma listagem de todos os *Targets* suportados pelo *Simulink*, listados pelo fabricante e seguido do modelo. Para o caso em questão será utilizada uma placa da *Advantech* modelo *PCI-1711*. Esta placa possui uma frequência de amostragem máxima de 10Khz, sendo esta portanto, fator limitante do tempo de amostragem/passos de integração a ser utilizado no *Simulink*.

Para comodidade e rapidez na mudança do tempo de amostragem (h) dos blocos utilizados no projeto, utiliza-se uma variável definida no *Workspace* do *Matlab*. Em seguida, escolhe-se o canal desejado para a aquisição e o intervalo de amplitude dos sinais de tensão a serem amostrados. A escolha do intervalo de amplitude é importante a fim de aumentar a resolução da medida. A figura 3-3 mostra a janela de configuração dos parâmetros do bloco de entrada analógica com as configurações mencionadas.

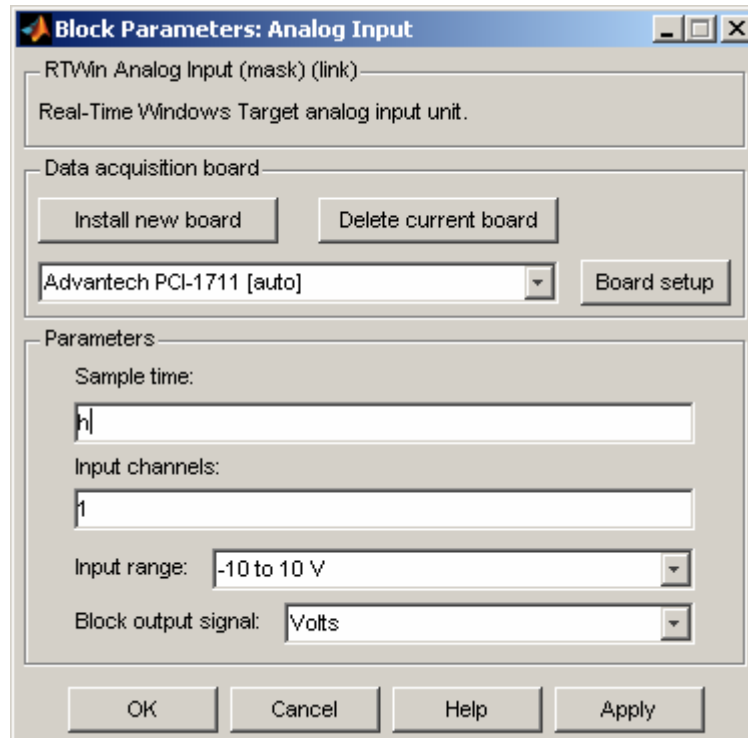


Figura 3-3 – Janela referente às configurações para o bloco de entrada analógica do *Simulink*

Com o *Target* definido, é necessário informar ao *Simulink* que ele deve utilizar a biblioteca do *Real-Time Windows Target* para a compilação do código-fonte gerado em C. Outros parâmetros como a duração do experimento, o passo da simulação e o método de integração utilizado devem também ser definidos. Essas configurações podem ser feitas acessando-se a opção *Options* do menu *Tools* conforme mostrado na figura 3-4.

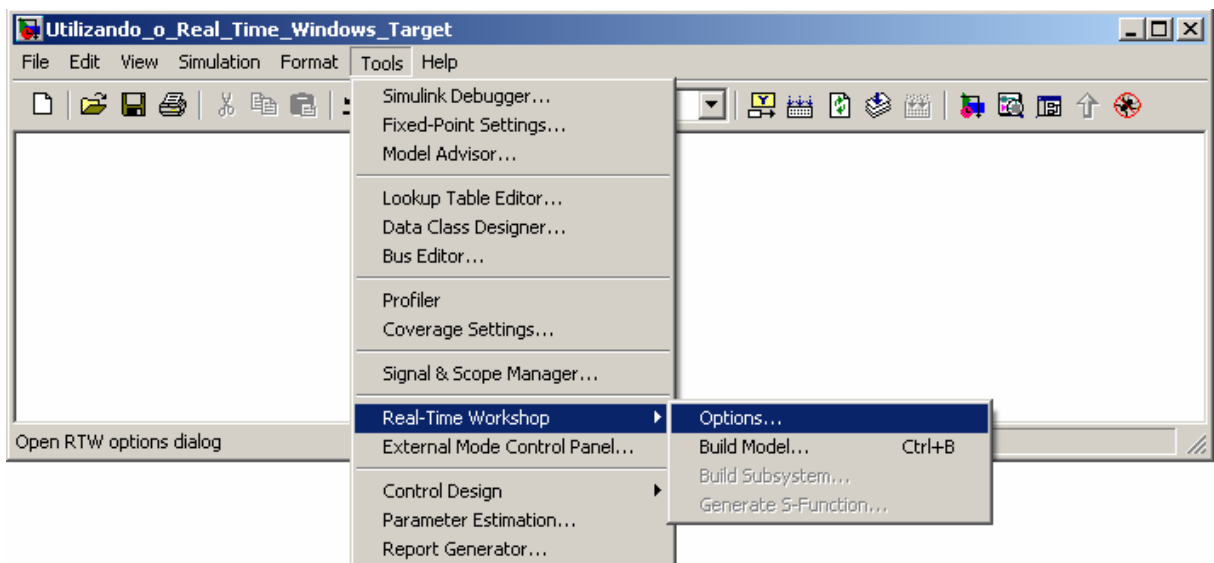


Figura 3-4 – Acesso às opções de configuração do *Real-Time Workshop* no *Simulink*

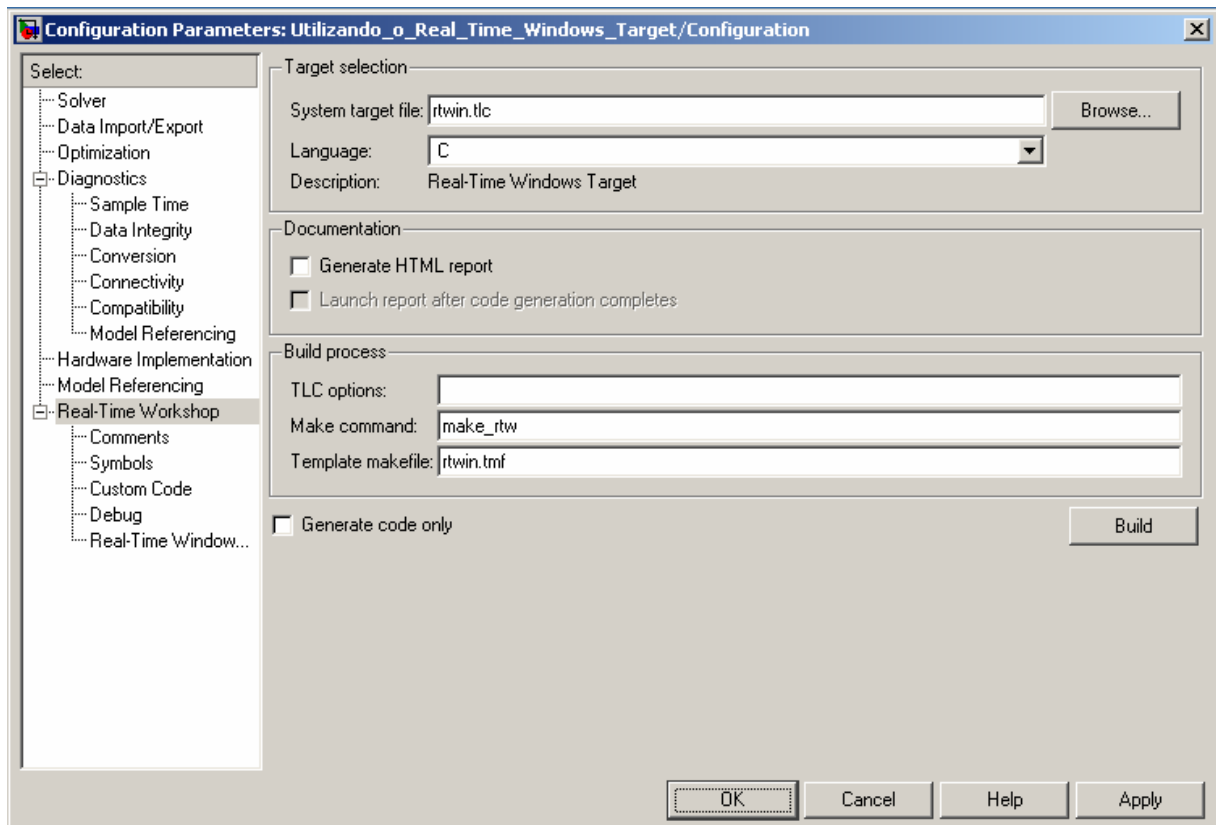


Figura 3-5 – Configurações para o compilador do *Real-Time Workshop*

As configurações para o compilador do *Matlab* podem ser vistas na figura 3-5.

Feito isso, o *rtwintgt* está em condições de receber um projeto. Considere um projeto simples de aquisição de sinais de tensão e exibição desses em um gráfico (tela de um osciloscópio). Um diagrama de blocos (projeto) em Simulink é mostrado na figura 3-12. Para a execução desse projeto em ambiente *rtwintgt* são necessárias mais algumas configurações. Conforme mostrado na figura 3-6, devem ser definidos na opção *Solver* os parâmetros como o tempo de duração do experimento, o método de integração e o passo do algoritmo de integração/tempo de amostragem. Para o caso em que se utiliza somente um tempo de amostragem para todos os blocos, a opção de *Tasking Mode for periodic sample times* pode ser deixada em *Auto*, ou então em *Single-Tasking*. Caso os blocos utilizem tempos de amostragem diferentes, é necessária a utilização do modo de operação *Multi-Tasking*, e também marcar a opção referente à caixa de seleção *Automatically handle data transfers between tasks*.

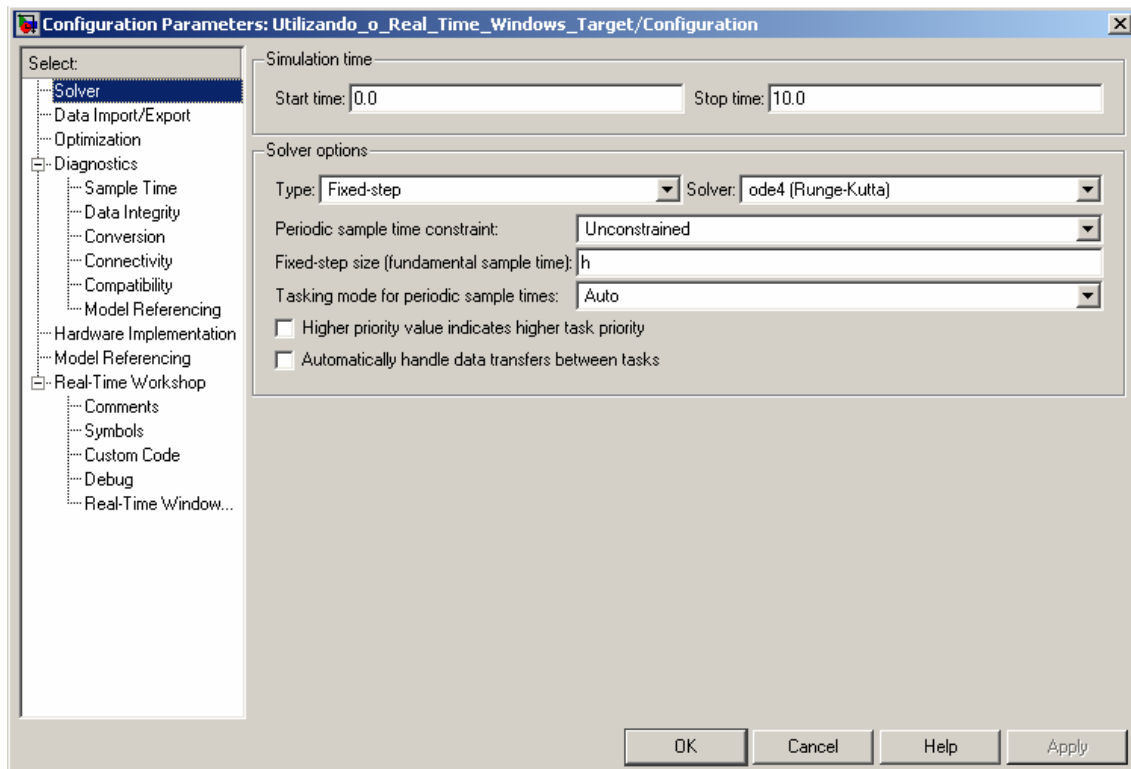


Figura 3-6 – Configurações para o Solver do Simulink

O próximo passo é adicionar um bloco para exibir os sinais amostrados e determinar a forma como são armazenados no espaço de trabalho do *Matlab*. Para tanto, adiciona-se o bloco *Scope*, disponível no diretório *Sinks* da biblioteca padrão do *Simulink*. A opção de configuração dos parâmetros é representada pelo botão ao lado do símbolo para a impressora, conforme pode ser visto na figura 3-7.

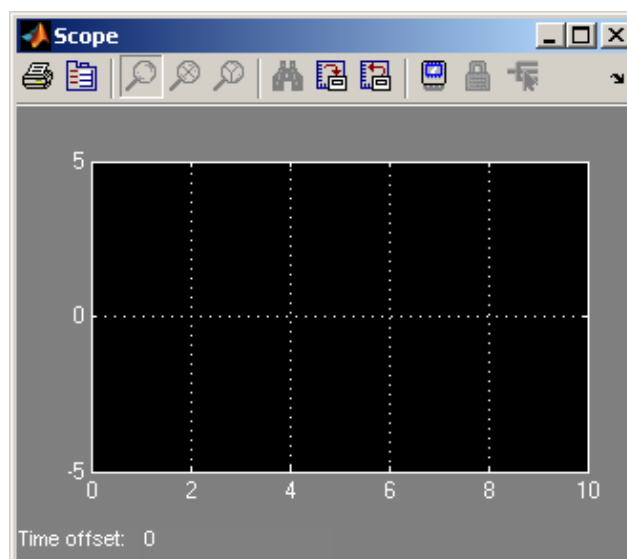


Figura 3-7 – Janela referente à biblioteca de blocos do Simulink

Na figura 3-8 estão mostradas as janelas de configuração dos parâmetros do bloco *Scope*. Note que ela possui duas abas: *General* e *Data history*. Selecionando-se a aba *General*, pode-se configurar o tempo de amostragem para assumir o valor da variável padrão (*h*), definida a priori. Selecionando-se a aba *Data History*, pode-se escolher o nome da variável onde os dados serão gravados e também o seu formato. O formato usualmente utilizado é o *Structure with time*, que separa os vetores de tempo e de sinais em duas variáveis distintas no formato *structure*. O vetor de tempo é gravado em *Nome_da_variavel.time* e os sinais são gravados em *Nome_da_variavel.signals.values*. Finalmente, a fim de que os vetores provenientes de experimentos de longa duração e *h* pequeno sejam armazenados corretamente na memória, deve-se desmarcar a opção que desabilita o limite de pontos a serem armazenados localizada na aba *Data history*.

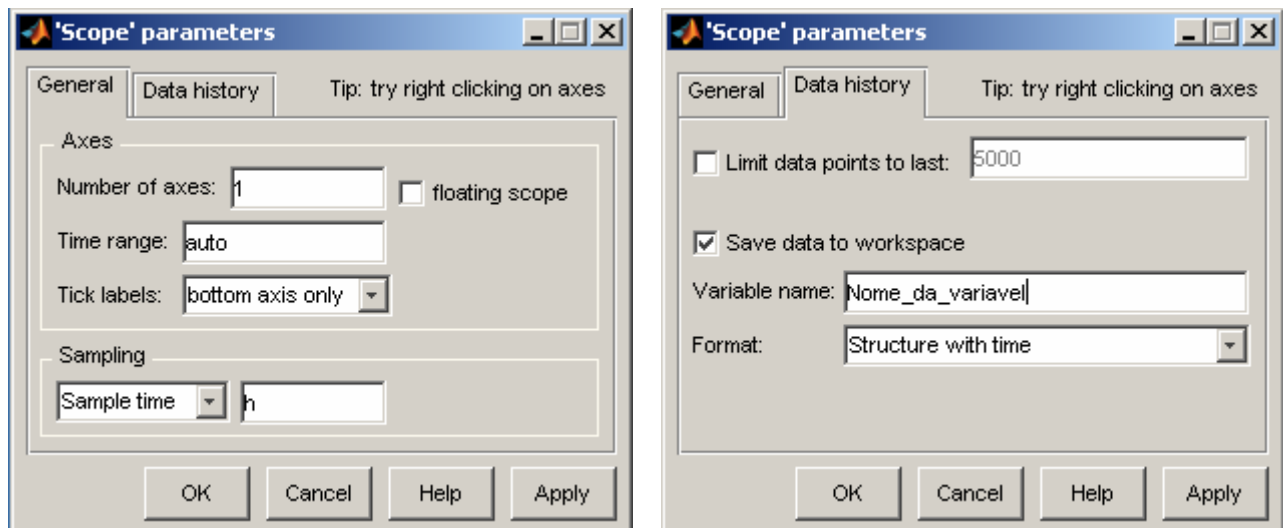


Figura 3-8 – Configurações do bloco *Scope* do *Simulink*

O *Simulink* possui ainda mais um mecanismo de controle de armazenamento dos dados obtidos através do bloco *Scope*. Tal mecanismo pode ser acessado e configurado na opção *External mode control panel* da opção *Tools* da barra de ferramentas conforme pode ser visualizado na figura 3-9.

Para configurar o *External mode control panel* deve ser utilizada a opção *Signal & Triggering* que pode ser vista na figura 3-10.

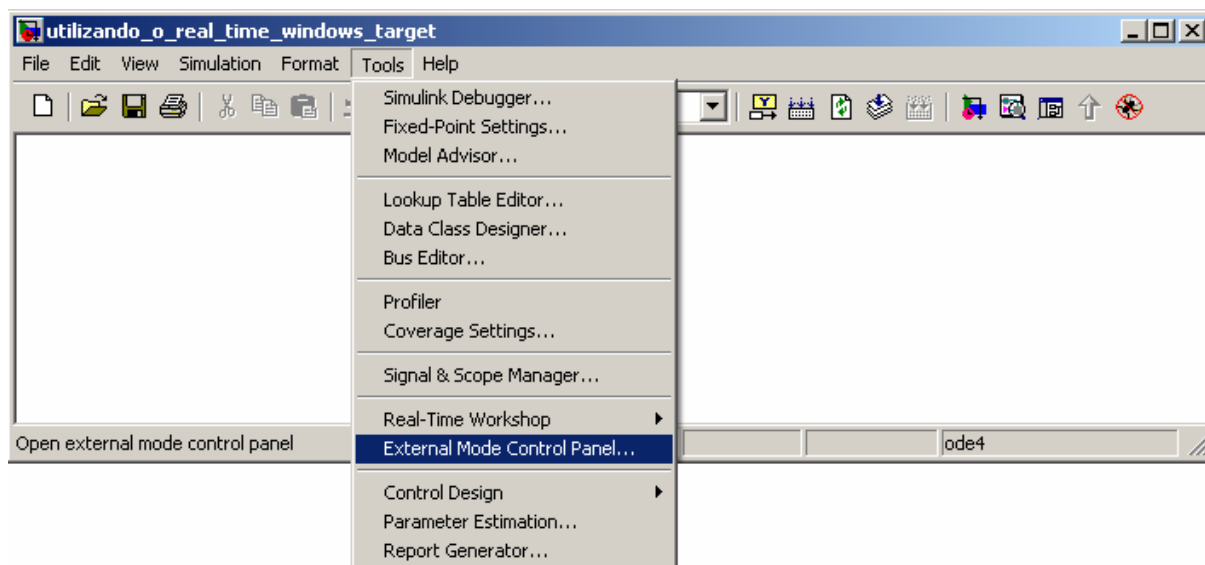


Figura 3-9 – Janela referente à biblioteca de blocos do Simulink

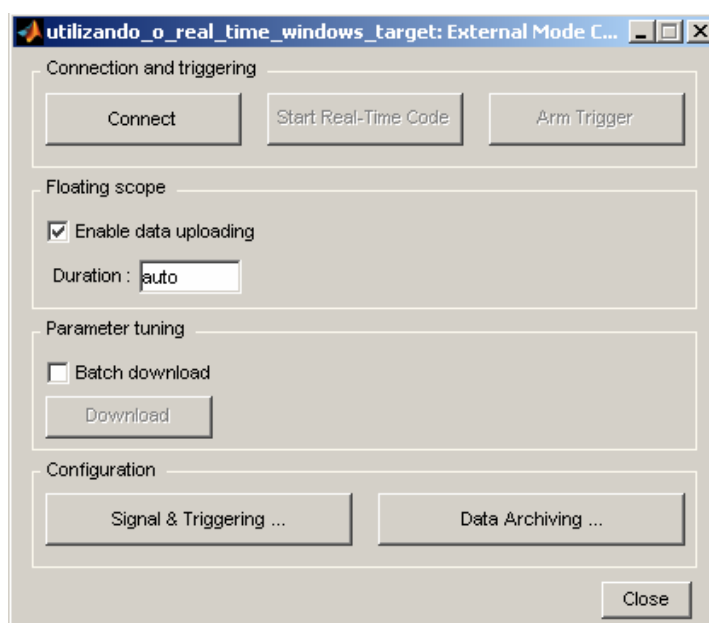


Figura 3-10 – External mode control panel

Estando na janela do *External mode control panel*, mostrada na figura 3-11, é possível definir quais dos blocos *Scope* estão ativos e também controlar o sincronismo de varredura do *Scope* para o caso de sinais periódicos. Os *Scopes* ativos são representados pela letra X. A opção *Trigger Signal* funciona de maneira semelhante à utilização de um osciloscópio de mais de um canal. O *Scope* que serve de referência para o *trigger* é representado pela letra T. A duração do *Trigger* afeta o armazenamento dos pontos nas variáveis, sendo essa restrita ao número de pontos definido no campo *Duration*. Sendo assim para se obter os pontos amostrados referentes a uma experiência em que não exista sinal periódico como referência, é

necessária a atribuição de um valor suficiente de pontos que contemple todo o tempo de duração do experimento. Para isso, divide-se o tempo de duração do experimento pelo tempo de amostragem (h), resultando no número total de pontos necessários.

Uma observação pertinente é que o número de pontos definidos não pode ser feito através de variável determinada no *Workspace* do *Matlab*, sendo a utilização da palavra *pontos* no campo *Duration* meramente ilustrativa.

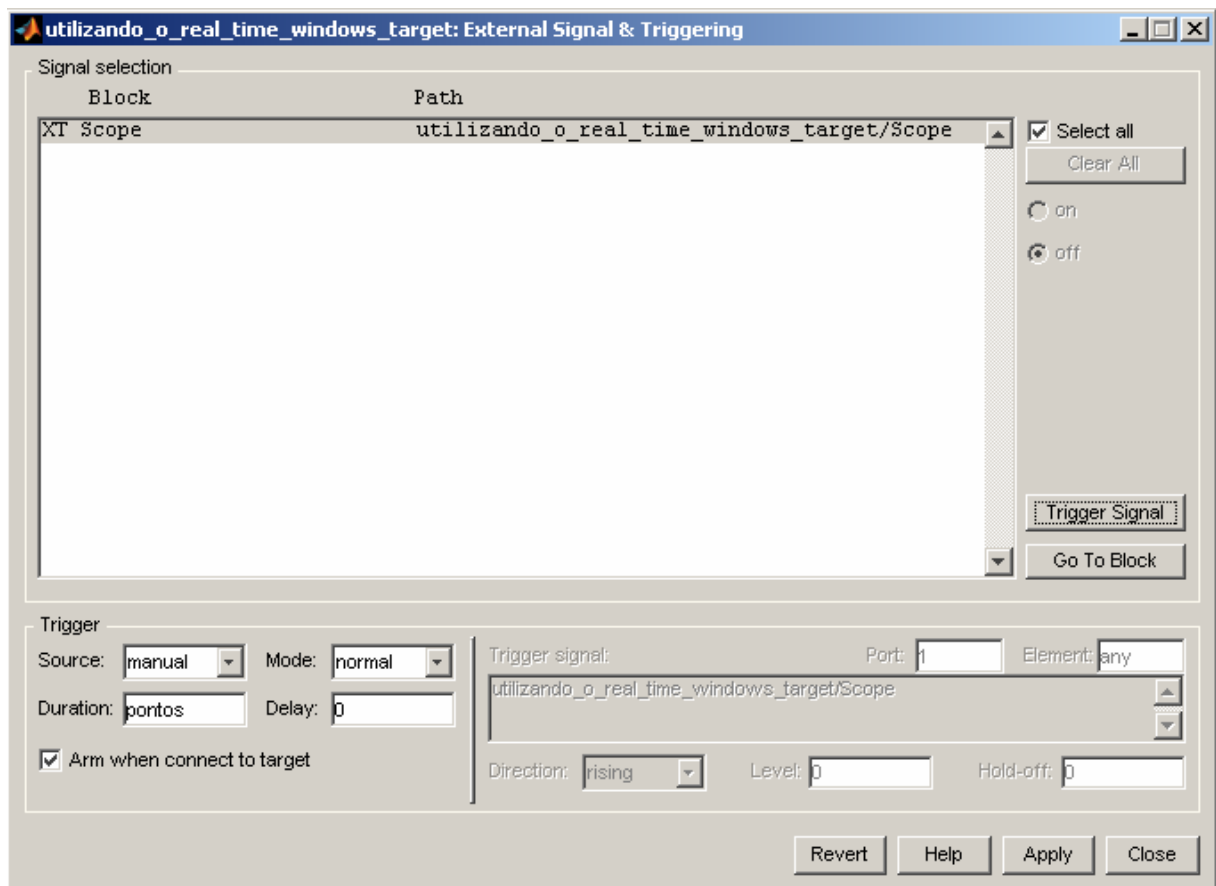


Figura 3-11 - Configurações de *Scopes* ativos e sincronismo de sinais periódicos

Por fim, ativa-se a configuração *External* no menu *Simulation* e procede-se com a compilação do projeto conforme pode ser visto nas figuras 3-12 e 3-13.

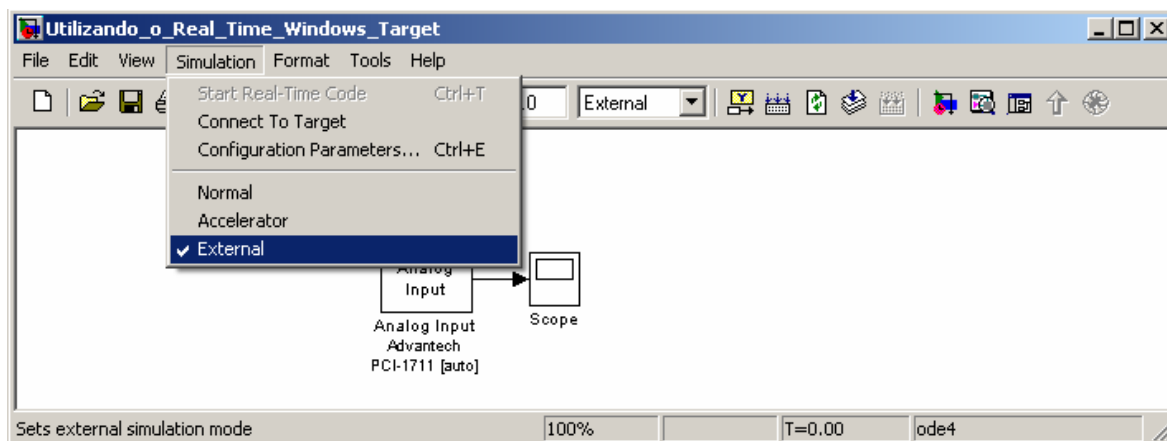


Figura 3-12 – Opções do menu *Simulation* no *Simulink*

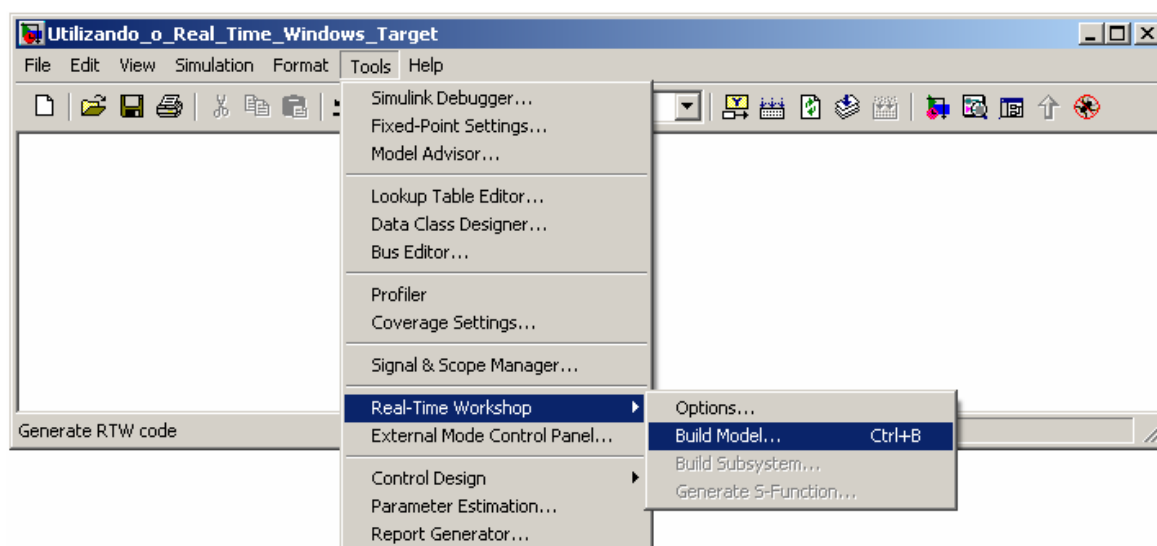


Figura 3-13 – Execução da compilação do modelo

Se nenhum erro ocorrer, o *prompt* do *Matlab* retornará a tela mostrada na figura 3-14.

Caso a compilação tenha ocorrido sem problemas, seleciona-se a opção *Connect to Target* no menu *Simulation*, que também pode ser vista na figura 3-12. Dependendo da quantidade de pontos amostrados no experimento, o computador pode demorar a responder, visto que é necessária a alocação de memória física do computador a fim de gravar os dados provenientes do experimento. Após a alocação de memória, a opção *Start-Real Time Code* fica disponível. Uma vez pressionada, inicia-se o processo de aquisição dos dados pela placa de aquisição de sinais e na manipulação destes em função da topologia definida no projeto.

```

MATLAB
File Edit Debug Desktop Window Help
Current Directory: C:\Arquivos de programas\MATLAB704\work\Calvo\VC\ProjetoFinal\Observador em malha fechada

Shortcuts How to Add What's New
See http://www.openwatcom.org/ for details.
### Compiling Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target_data.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling C:\ARQUIV~1\MATLAB~1\toolbox\rtw\targets\rtwin\src\rt_stub.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling C:\ARQUIV~1\MATLAB~1\rtw\c\src\rt_sim.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling rt_nonfinite.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling C:\ARQUIV~1\MATLAB~1\rtw\c\src\ext_mode\common\updown.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT
### Compiling C:\ARQUIV~1\MATLAB~1\rtw\c\src\ext_mode\common\ext_svr.c
wcc386 -zq -ei -zp8 -6r -fpi87 -zl -wx -wcd=1180 -oneatxh -DEXT_MODE -DMODEL=Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target -DRT

Creating linker response file Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target.lnk
wlink NAME ..\Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target.rwd @Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target.lnk
### Created Real-Time Windows Target module Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target.rwd.

### Successful completion of Real-Time Workshop build procedure for model: Utilizando_o_Real_Time_Windows_Target
>>

```

Figura 3-14 – Tela de retorno de compilação concluída com sucesso

3.2 O Motor de corrente contínua

O motor de corrente contínua, utilizado nos experimentos desenvolvidos nesse trabalho, será também utilizado nas disciplinas de Laboratório de Sistemas de Controle I e II. Diferentemente do equipamento utilizado anteriormente, este não possui um gerador acoplado ao eixo, o que impossibilita a determinação da constante de força eletromotriz K_g pelo método até então utilizado. O motor em questão possui os seguintes dados de placa:

Características	Valores
Potencia nominal	0.18 CV
Velocidade nominal	1800 rpm
Corrente nominal	3.8 A
Tensão nominal	24 V
Classe de isolamento	F

Tabela 3-1 – Dados de placa do motor cc

O motor em questão não possui enrolamento de campo, sendo este fornecido por um par de ímãs permanentes. Acoplado fisicamente ao eixo do rotor, encontra-se um taco-gerador que fornece uma tensão composta por um valor médio e por um valor alternado, que pode ser considerado como ruído. Tanto o valor médio quanto o ruído são dependentes da velocidade de rotação do motor. A figura 3-15 mostra uma fotografia do motor cc a ser utilizado, onde é dada ênfase aos terminais de armadura e do taco-gerador.



Figura 3-15 – Motor de corrente contínua do laboratório de controle

3.3 Amplificador de potência

A placa de aquisição e exportação de dados, apesar de fornecer tensões numa faixa de 0 a 10 volts, não possui potência suficiente para operar o motor. Para superar esse problema faz-se uso de um amplificador de potência linear. O Amplificador de potência utilizado no laboratório é da marca *KEPCO* modelo *BOP-50-8M* que atua nos quatro quadrantes, fornecendo tensão entre -50 e + 50 Volts e corrente entre -8 e + 8 Ampères. Este amplificador linear possui uma chave seletora a fim de determinar a entrada diferencial de referência que está ativa, configurando assim o equipamento como amplificador de corrente ou de tensão. Observando-se o equipamento a partir dos seus terminais de entrada e saída, pode-se dizer que este se assemelha a um amplificador operacional na configuração inversora com ganho * -5 em relação à entrada diferencial de tensão. Outra característica a ser ressaltada é a presença de dois potenciômetros utilizados a fim de fornecer um nível DC de corrente ou de tensão, conforme definido pela chave seletora de modo. Tal característica é importante a fim de tornar possível a utilização da placa de entrada e saída de dados da *Advantech* nos quatro quadrantes, visto que esta somente possui saída entre 0 a 10 V, o que restringiria a operação de qualquer equipamento conectado ao amplificador a somente dois quadrantes.

Uma foto ilustrativa do amplificador de potência pode ser vista na figura 3-16, onde é mostrado o painel frontal do equipamento, com a identificação das chaves seletoras de operação e também as entradas e saídas do amplificador.

* O ganho do amplificador de potência pode ser reconfigurado conforme pode ser visto em [7]

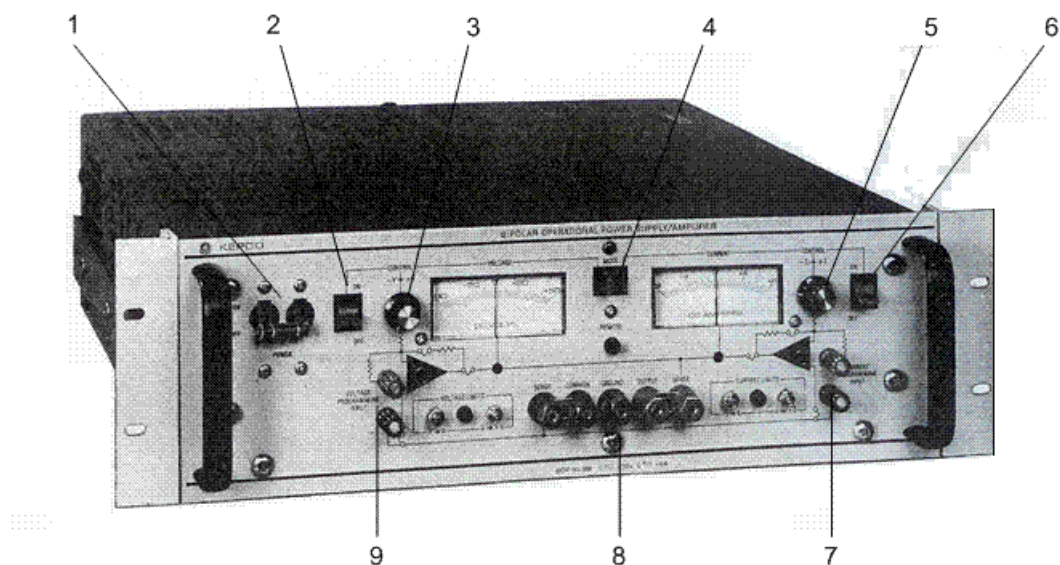


Figura 3-16 – Vista frontal do amplificador de potência

Na figura, podem ser identificados os seguintes elementos:

1. Chave geral – posições ON/OFF
2. Seletor de controle de nível DC de tensão – posições ON/OFF
3. Potenciômetro de ajuste de nível DC (valor médio) de tensão de saída
4. Seletor modo de operação – amplificador de tensão controlado por tensão/amplificador de corrente controlado por corrente
5. Potenciômetro de ajuste de nível DC (valor médio) de corrente de saída
6. Seletor de controle de nível DC de corrente – posições ON/OFF
7. Entrada diferencial para programação de corrente de saída
8. Terminais de saída do amplificador de potência
9. Entrada diferencial para programação de tensão de saída

3.4 Placa de condicionamento de sinal de corrente

A placa de condicionamento do sinal de corrente é composta de um sensor de corrente de efeito Hall produzido pela LEM (modelo LA 55-P), tendo sua saída amplificada por um Amplificador operacional (AmpOp) do tipo 741 com a topologia mostrada na figura 3-17.

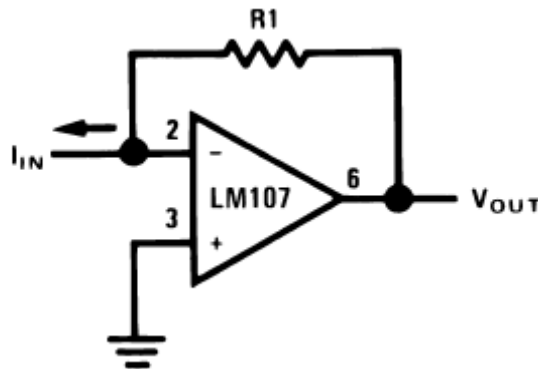


Figura 3-17 – Circuito transdutor de corrente para tensão

No transdutor de corrente para tensão, mostrado na figura 3-17, a corrente é suprida diretamente pelo nó subtrator do amplificador sendo a tensão obtida na saída dada por:

$$V_{out} = I_{in} R_1. \quad (3.1)$$

Note que a direção da corrente indicada é oposta ao que acontece na placa com o sensor Hall. Desta forma o sinal de tensão obtido pela placa será negativo.

A fim de suprimir erros de *offset* a partir de correntes fornecidas e medidas pelo sensor de efeito Hall, foi inserido um potenciômetro no pino três do amplificador operacional com um de seus ramos ligado à entrada de 15 Volts. A tensão neste pino pode ser alterada a fim de se calibrar a placa de condicionamento de sinal para um nível de tensão zero de saída quando não houver corrente em seus terminais, evitando assim um *offset* indesejável.

O ganho da placa de condicionamento de corrente é dado, em função do resistor inserido entre a entrada inversora e a saída do amplificador operacional. O procedimento para a obtenção do ganho para a placa está explicitado em [8].

O diagrama de circuito impresso (PCB) e as folhas de dados dos componentes se encontram em anexo no apêndice B.

Capítulo 4 - Procedimentos experimentais

Neste capítulo são apresentados os procedimentos experimentais, os algoritmos utilizados para a obtenção das grandezas necessárias à obtenção dos parâmetros dos modelos já citados, bem como as experiências realizadas e seus resultados.

A estrutura do capítulo é a seguinte: na seção 4.1 é apresentada uma maneira simples de se determinar a zona morta e a região linear de operação de um motor cc. Na seção 4.2 são apresentados os procedimentos experimentais e os algoritmos necessários à obtenção dos ganhos K_t e K_g^0 , bem como os resultados obtidos, para o motor cc do laboratório de controle da UFRJ (LABCON-DEE). Na seção 4.3 é apresentado o procedimento experimental para a obtenção da resposta em frequência de um sistema bem como o algoritmo desenvolvido e os respectivos resultados a fim de se obter o diagrama de Bode de módulo e as respectivas assíntotas necessárias para a determinação de um modelo de primeira ordem. Na seção 4.4 utiliza-se a aproximação inicial da constante de força contra-eletromotriz, obtida na seção 4.2, para, a partir dos procedimentos experimentais e do algoritmo proposto nesta seção, obter os parâmetros elétricos e mecânicos do motor cc utilizados no modelo em espaço de estados de segunda ordem. Na seção 4.5 é implementado um observador de estados em malha aberta a fim de validar os parâmetros eletromecânicos obtidos na seção anterior. Na seção 4.6 busca-se um refinamento dos parâmetros obtidos na seção 4.4. variando-se o ganho K_g em um intervalo centrado em K_g^0 através de múltiplas simulações com o observador em malha aberta obtido na seção 4.5 e o algoritmo de obtenção dos parâmetros descritos na seção 4.4. Na seção 4.7 são realizadas simulações e implementações em tempo real utilizando-se um observador de estados em malha fechada. As simulações são necessárias para prever o comportamento do observador em relação aos ganhos calculados para a realimentação de fechamento da malha. Finalmente, na seção 4.8 são realizados os experimentos de realimentação de estados a partir do observador em malha fechada, sendo inicialmente realizadas simulações para prever o comportamento do experimento frente aos valores de ganhos calculados para em seguida realizar a implementação em tempo real.

4.1 Determinação da região linear de operação e zona morta

De acordo com a seção 2.3.1, uma das formas de se determinar a zona morta e a região linear de operação é aplicar nos terminais da armadura do motor cc um sinal do tipo rampa

com baixa inclinação. Para realizar esse experimento, deve-se montar o diagrama de blocos no *Simulink*, mostrado na figura 4-1.

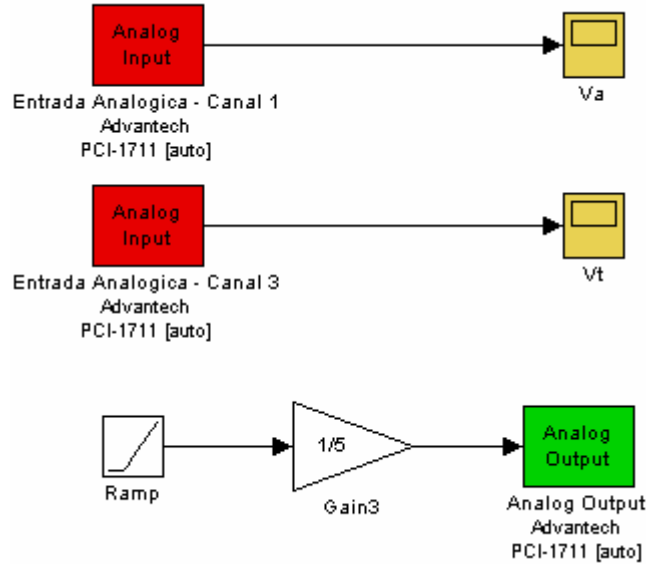


Figura 4-1 – Diagrama de blocos para o experimento de obtenção da zona morta.

A figura 4.2 mostra a representação gráfica do par cartesiano (V_a, V_t), obtidos após a realização do experimento no motor cc. Na figura estão também indicadas a zona morta e a região linear encontrada para o motor.

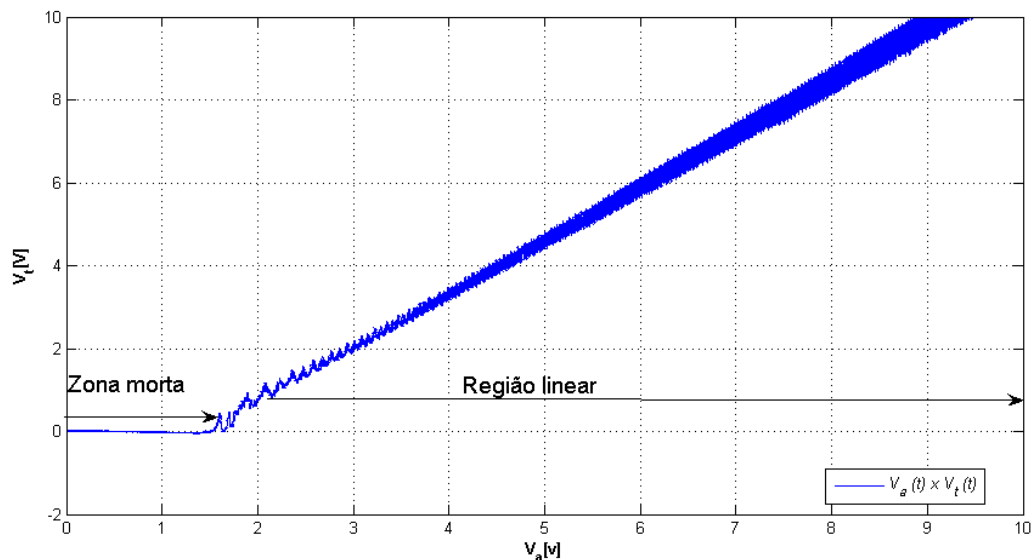


Figura 4-2 – Diagrama de blocos para o experimento de obtenção da zona morta.

Conclui-se que o motor cc pode ser considerado linear na faixa [2.1, 10] V e que a zona morta acontece para valores de V_a menores que 1.6 V.

4.2 Determinação dos ganhos \bar{K} , K_t e o ganho K_g^0 .

Conforme visto nas seções 2.3.2 e 2.4, para a determinação dos ganhos K , K_t e do ganho K_g^0 (inicial), são necessários os valores de regime permanente da resposta ao degrau para diferentes amplitudes. Para tanto, procede-se da seguinte forma:

Experimento 4-1

1. Conecte os terminais do circuito de armadura do motor cc à fonte de tensão.
2. Conecte a ponta de prova do Canal A do osciloscópio aos terminais da armadura
3. Conecte os terminais do Canal B do osciloscópio ao tacômetro
4. Configure o osciloscópio para que este forneça o valor médio dos canais A e B.
5. Eleve a tensão do motor em incrementos pequenos, anotando o valor de tensão nos terminais da armadura a cada incremento de tensão, até que este se ponha em movimento.
6. Anote o valor de tensão dos terminais de armadura correspondente ao término da zona morta.
7. Eleve a tensão do motor em incrementos de 0.5 volts, tomando-se nota dos valores de V_a , V_t e ω para cada nível de tensão.

Na execução do experimento 4-1 para a obtenção dos vetores V_a , V_t e ω , foram utilizados os seguintes equipamentos: fonte de tensão, osciloscópio e um tacômetro calibrado. Como fonte de tensão, foi utilizado o amplificador de potência do laboratório, visto que este possui um controle de nível DC conforme descrito na seção 3.5.

A partir dos dados obtidos no experimento 4-1, os ganhos \bar{K} , K_t e o ganho K_g^0 podem ser obtidos da seguinte forma:

Algoritmo 4-1

1. Forme os três vetores: V_a , V_t e ω .
2. Despreze os pontos que não se encontrem dentro da região linear.
3. Determine os ganhos \bar{K} , K_t e K_g^0 a partir das equações (2.28), (2.29) e (2.34), ou seja,

$$\bar{K} = \frac{V_a^T V_t}{V_a^T V_a}, \quad K_t = \frac{\omega^T V_t}{\omega^T \omega} \text{ e } K_g^0 = \frac{K_t}{\bar{K}}.$$

Realizando o experimento 4-1 no motor cc do laboratório, obtiveram-se os dados mostrados na tabela 4-1. As correspondentes representações gráficas $V_a \times V_t$ e $\omega \times V_t$ estão mostradas nas figuras 4-3 e 4-4.

Va [V]		Vt [V]		Velocidade [rpm]		Omega [rad/s]	
1.11	7.02	7.2e-005	7.04	0	439.2	0	45.993
1.22	7.5	0.000283	7.68	0	479.3	0	50.192
1.41	8	-0.0006	8.25	0	500	0	52.36
1.49	8.5	-0.00179	8.91	0	552.6	0	57.868
1.53	9.02	-0.00048	9.58	0	591.7	0	61.963
1.81	9.53	-0.000434	10.2	0	624.6	0	65.408
2	10	-0.00106	10.8	0	678.7	0	71.073
2.2	10.5	0.907	11.5	53.7	709	56.235	74.246
2.3	11	0.979	12	62.4	737.9	65.345	77.273
2.4	11.5	1.25	12.8	76	790.5	79.587	82.781
2.5	12	1.35	13.3	83	824.2	86.917	86.31
2.7	12.6	1.58	14.1	98	879.6	10.263	92.111
2.91	13	1.75	14.6	111	888.5	11.624	93.044
3.1	13.5	2.07	15.2	120.7	955.5	12.64	100.06
3.2	14	2.21	15.9	134.6	1000	14.095	104.72
3.3	15	2.36	17.2	146.1	1091	15.3	114.25
3.51	16	2.62	18.3	159.3	1170	16.682	122.52
3.71	17	2.85	19.7	175.5	1256	18.378	131.53
3.93	18	3.15	21.2	196.4	1342	20.567	140.53
4.31	19	3.655	22.5	224.1	1427	23.468	149.44
4.51	20	3.88	23.8	241.5	1508	25.29	157.92
4.7	21	4.08	24.5	252.1	1558	26.4	163.15
4.93	22	4.3	25.8	271.3	1640	28.41	171.74
5.12	22.6	4.63	26.6	286.9	1689	30.044	176.87
5.33	23	4.88	27	308.1	1721	32.264	180.22
5.41	24	5.01	28.2	312.5	1796	32.725	188.08
5.51	24.5	5.12	29	325.3	1853	34.065	194.05
6.01	25	5.67	29.7	364	1898	38.118	198.76
6.58	25.6	6.5	30.4	410.8	1938	43.019	202.95

Tabela 4-1 – Valores obtidos no experimento para determinação dos ganhos do motor cc.

Utilizando-se o algoritmo 4-1 para os dados obtidos no experimento (tabela 4-1), obtêm-se os valores dos ganhos \bar{K} , K_t e K_g mostrados na tabela 4-2. As unidades de \bar{K} , K_t e K_g são, respectivamente, V/V, V/(rad/s) e V/(rad/s).

Ganhos	Valores
\bar{K}	1.2592
K_t	0.15078
K_g	0.11975

Tabela 4-2 – Valores obtidos para os ganhos da planta

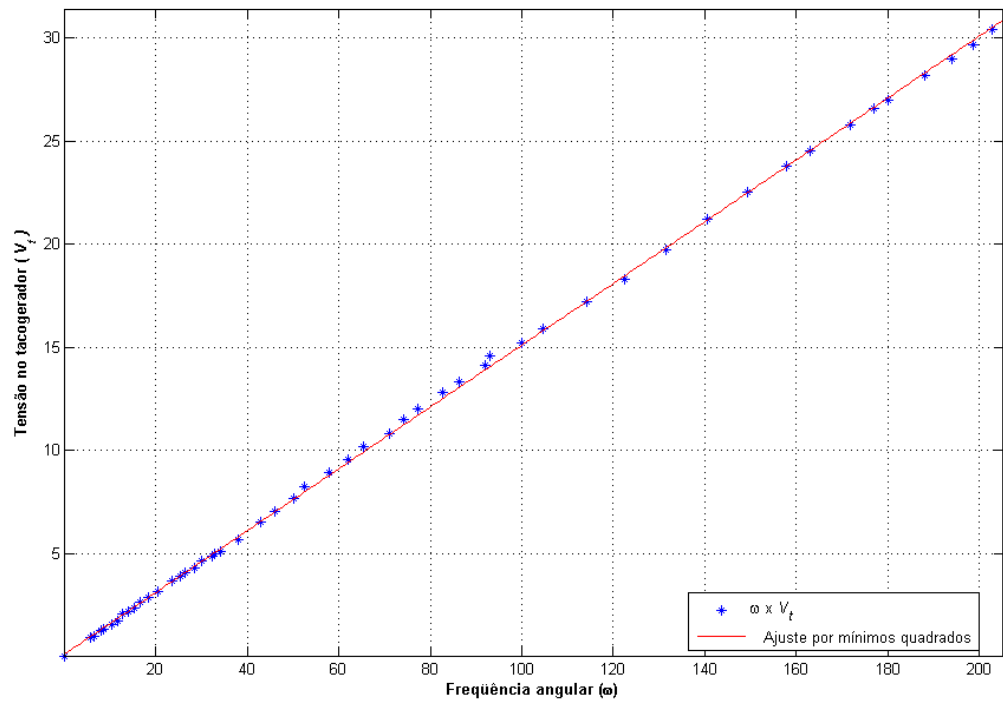


Figura 4-3 – Velocidade angular x tensão no tacômetro

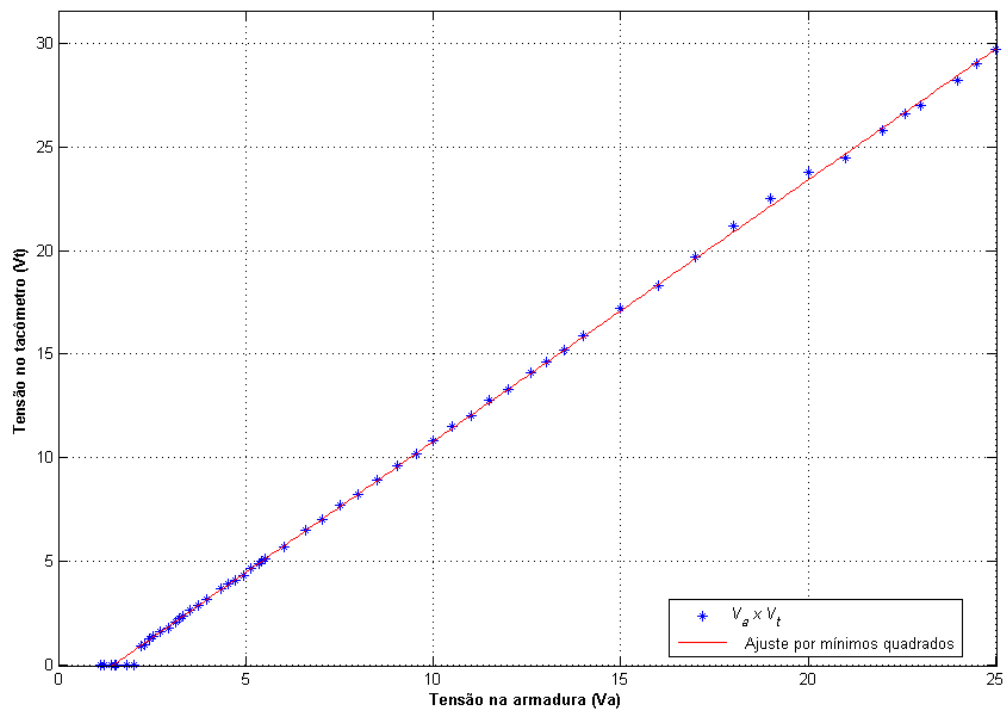


Figura 4-4 – Tensão na armadura x tensão no tacômetro

4.3 Resposta em frequência

Uma das formas de se modelar um motor cc é através de uma função de transferência de primeira ordem sem zeros, o que, de acordo com a equação (2.19), consiste em se obter os parâmetros \bar{K} e τ . O ganho \bar{K} foi obtido na seção 4.2 e a constante de tempo τ pode ser obtida a partir do seguinte experimento:

Experimento 4-2:

1. Selecionar um número finito, p , de frequências angulares ω_k , $k = 1, 2, \dots, p$ espaçadas logaritmicamente.
2. Aplicar entradas senoidais da forma $u_k(t) = U_{dc} + U_k \sin(\omega_k t)$, onde U_{dc} representa um valor DC tal que o intervalo $[U_{dc} - U_k, U_{dc} + U_k]$ esteja na região linear de operação do motor cc e fazer a aquisição da entrada V_a e da saída de regime permanente V_t .

Com os dados obtidos no experimento, pode-se obter τ de acordo com o seguinte algoritmo:

Algoritmo 4-2:

1. Para cada frequência ω_k , isolar uma parte do sinal correspondente a um período e obter os valores de módulo e ângulo de defasagem, referentes à frequência fundamental, dos sinais de entrada (V_a) e de saída (V_t), utilizando a série de Fourier, isto é:

$$\begin{cases} u_{k_f}(t) = c_{u_k} \text{sen}(\omega_k t + \phi_{u_k}) \\ y_{k_f}(t) = c_{y_k} \text{sen}(\omega_k t + \phi_{y_k}) \end{cases}$$

2. Calcular $G(j\omega_k) = |G(j\omega_k)| e^{j\phi_k}$, onde $|G(j\omega_k)| = \frac{c_{y_k}}{c_{u_k}}$ e $\phi_k = \phi_{y_k} - \phi_{u_k}$.
3. Calcular $|G(j\omega_k)|_{dB} = 20 \log |G(j\omega_k)|$, e obter o diagrama de módulo de Bode para $\omega_k(\log) \times |G(j\omega_k)|_{dB}$, $k = 1, 2, 3, \dots, p$.
4. Obter um polinômio interpolador para o diagrama de Bode de módulo do passo 3.
5. Traçar as assíntotas do diagrama de módulo e obter a partir da frequência de canto, a constante de tempo τ e o ganho DC da planta.

Para a execução do passo 1, podem ser utilizadas as funções *up.m* e *fourier.m* (listadas no apêndice) e para a execução do passo cinco do algoritmo, pode-se utilizar a função *identbode.m* [9].

Realizando o experimento 4.2 e procedendo de acordo com o algoritmo 4.2, obtém-se o diagrama de módulo e também as suas assíntotas, mostrados na figura 4-5. Os parâmetros do modelo de primeira ordem obtidos a partir do traçado das assíntotas estão listados na tabela 4-3, onde ω_c representa a frequência de canto.

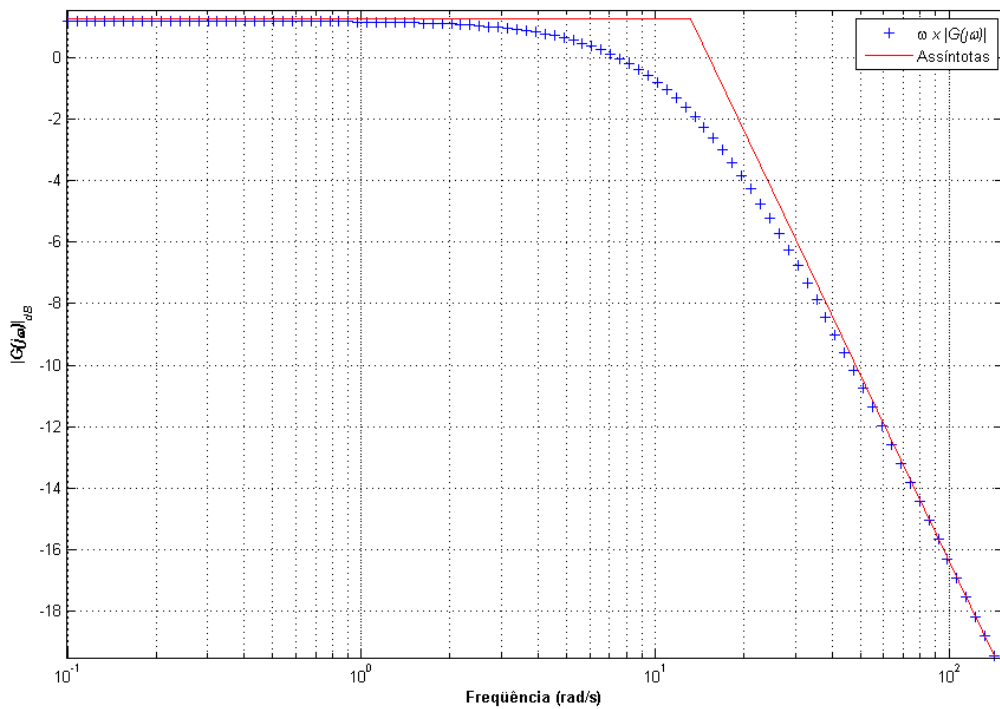


Figura 4-5 – Diagrama de Bode de módulo e assíntotas

Parâmetros	Valores
\bar{K}	1.2432
ω_c	13.3481
τ	0.0749

Tabela 4-3 – Valores obtidos a partir do diagrama de Bode de módulo

Note que o valor de \bar{K} obtido a partir do experimento 4-2 e do algoritmo 4-1 (tabela 4-3) está bem próximo daquele obtido pelo experimento 4-1 e algoritmo 4-1 (tabela 4-2). As unidades de ω_c e τ são respectivamente, rad/s e s.

4.4 Determinação dos parâmetros R_a , L_a , J e f , utilizando o ganho K_g^0 .

Para se aplicar o desenvolvimento teórico apresentado na seção 2.3.5, a fim de determinar os parâmetros R_a , L_a , J e f , deve-se realizar o seguinte experimento.

Experimento 4-3:

1. Conecte os terminais de armadura do motor cc ao amplificador de potência, fazendo com que um dos fios passe pelo sensor de Hall da placa de condicionamento de sinal de corrente.
2. Conecte os terminais do amplificador de potência que estão conectados ao motor cc a uma das entradas analógicas da placa de aquisição de dados, a fim de se fazer a aquisição do sinal de tensão na armadura do motor.
3. Conecte os terminais de saída da placa de condicionamento de sinal de corrente, os terminais do tacômetro do motor cc e os terminais de saída de tensão do amplificador de potencia a canais de entradas analógicas da placa de aquisição de dados, a fim de fazer a aquisição de uma tensão referente ao sinal de corrente na armadura do motor, da tensão relativa à velocidade angular do motor e do sinal de tensão de entrada no motor.
4. Energize a placa de condicionamento de sinal de corrente com tensões de -15, 0 e +15 Volts.
5. Utilizando o *Simulink*, aplique um sinal de tensão do tipo *PRBS* nos terminais do circuito de armadura e faça a aquisição dos sinais $v_a(t)$, $i_a(t)$ e $v_t(t)$ nos instantes de amostragem $t = t_k$, onde $k = 0, 1, 2, 3 \dots, n$.
6. Monte no *Simulink* o diagrama de blocos mostrado na figura 4-6.

É necessário ressaltar que o sinal de tensão aplicado aos terminais da armadura deve ser um sinal do tipo *PRBS* limitado pela região linear de operação do motor, conforme explicitado na seção 2.3.1.

Para determinar uma aproximação inicial dos parâmetros eletromecânicos do modelo de segunda ordem em espaço de estados do motor de corrente contínua procede-se de acordo com o seguinte algoritmo:

Algoritmo 4-3:

1. Calcule $u_e(t_k) = v_a(t_k) - (K_g^0 / K_t)v_t(t_k)$ e $u_m(t_k) = K_g K_t i_a(t_k)$ e forme os vetores i_a e v_t , e as matrizes M_e e M_m , definidos nas equações (2.75) e (2.76).
2. Calcule Φ_e , γ_e , Φ_m e γ_m de acordo com as equações (2.77) e (2.78).
3. Use as expressões (2.79), (2.80), (2.81) e (2.82) para calcular R_a , L_a , f e J respectivamente.

Realizando o experimento 4-3 com o motor cc do laboratório de controle, obteve-se para os sinais $v_a(t)$, $v_t(t)$ e $i_a(t)$, as formas de onda representadas na figura 4-7. De posse desses valores, foram formados os vetores v_a , v_t e i_a e, utilizando o algoritmo 4-3, foram obtidos os parâmetros R_a , L_a , J e f listados na tabela 4-3. Vale a pena ressaltar que o algoritmo 4-3 foi implementado pela função do Matlab **parametros.m**, listada no apêndice A. Deve ser observado que as unidades de R_a , L_a , J , f e K_g são, respectivamente, Ω , H, $\text{kg.m}^2/\text{rad}$, $\text{N.ms}^2/\text{rad}$ e V.s/rad .

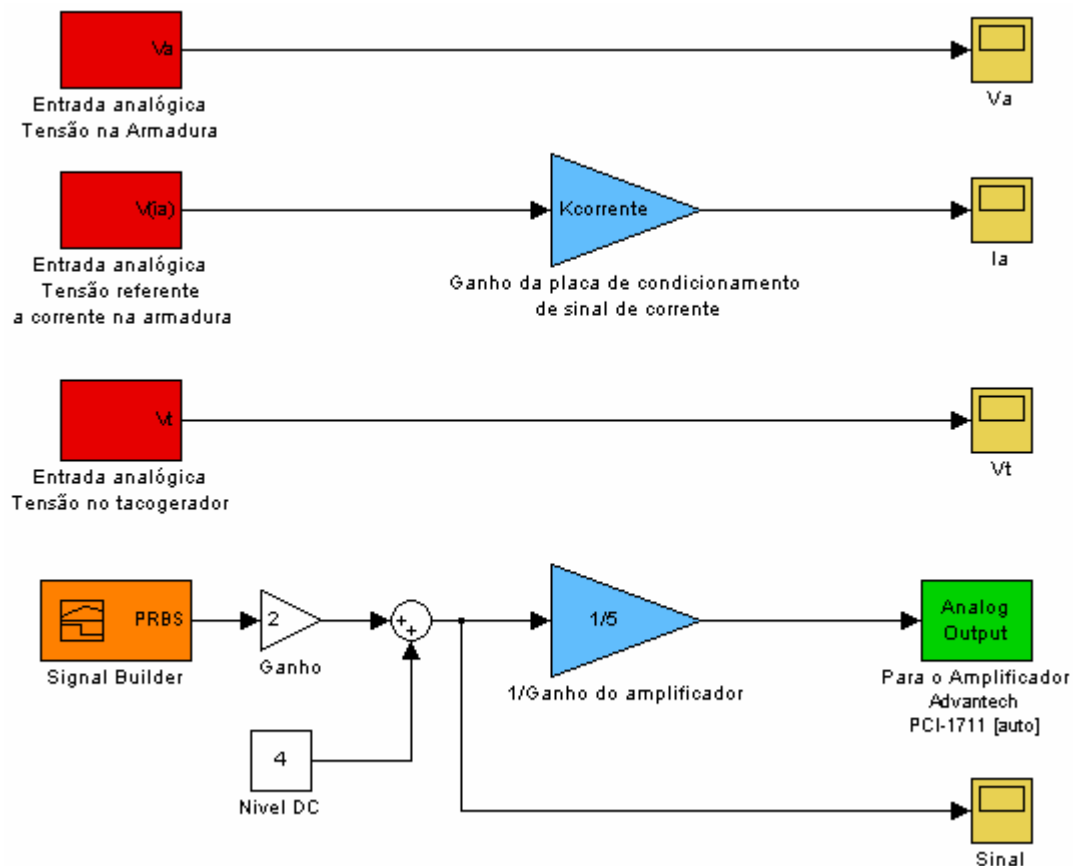


Figura 4-6 – Diagrama de blocos para o experimento 4-3.

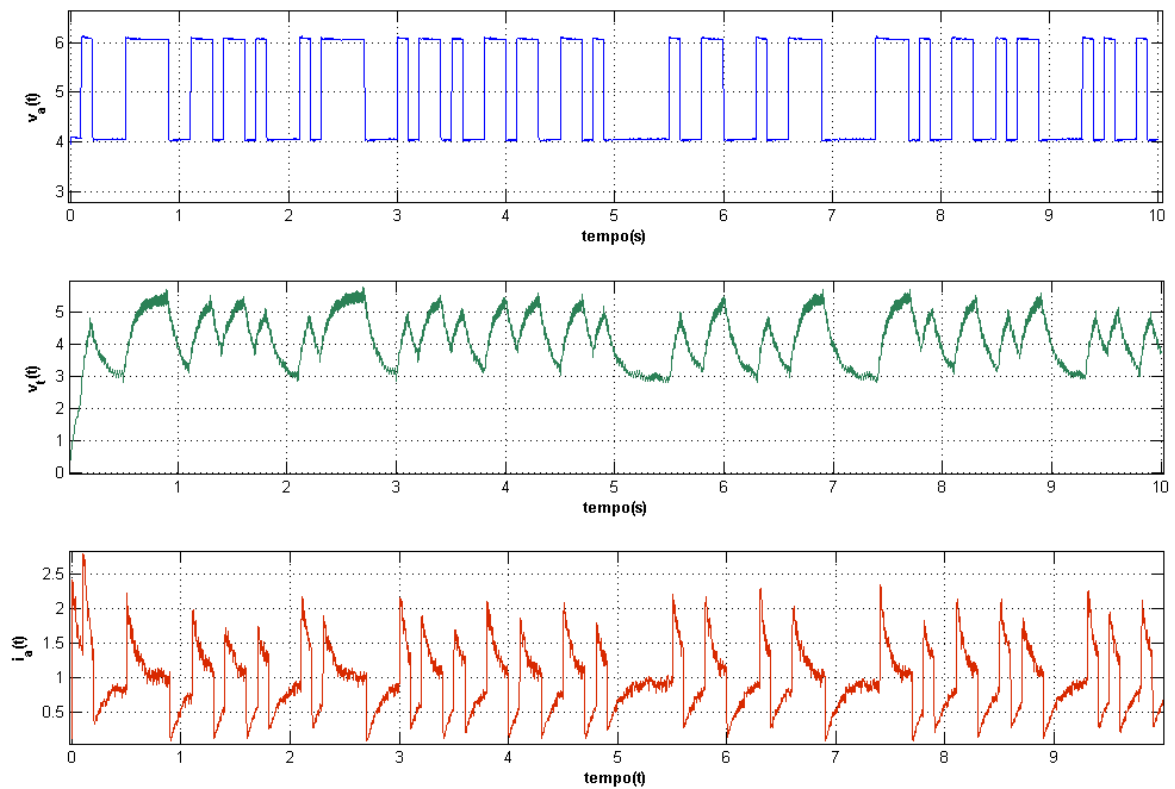


Figura 4-7 – Sinais de tensão e corrente obtidos no experimento 4-3

Parâmetros	Valores
R_a	1.7449
L_a	0.0046
J	8.3315e-4
f	0.0040
K_g	0.11975

Tabela 4-4 – Parâmetros do modelo do motor cc.

4.5 Observador em malha aberta e validação dos parâmetros R_a , L_a , J , f e K_g^0

A fim de se validar os parâmetros obtidos a partir do experimento proposto no algoritmo 4-2, o modelo de espaço de estados, descrito na seção 2.2.2, foi implementado no *Simulink* em forma de observador em malha aberta, cujo diagrama de blocos está mostrado na figura 4-8.

Definindo como entrada do modelo do *Simulink* o vetor contendo o sinal de tensão $v_a(t)$ utilizado no experimento proposto no algoritmo 4-2, obtêm-se nas saídas do observador a corrente e a tensão no tacômetro. Para comparar as saídas do observador em malha aberta e as respostas reais, é necessário representar as saídas, real e observada, em um mesmo gráfico.

Desse modo é possível comparar visualmente os sinais de corrente na armadura e tensão nos terminais do tacômetro, obtidos experimentalmente e os sinais obtidos a partir da simulação. Nas figuras 4-10 e 4-11 estão representados sinais de corrente e de tensão no tacômetro obtidos a partir da simulação e os sinais obtidos a partir do experimento com o motor cc.. Note que embora o valor de K_g tenha sido obtido a partir de uma aproximação, os resultados experimentais e os obtidos a partir da simulação (modelo) estão próximos. Na seção seguinte será apresentada uma maneira sistemática de se manipular K_g para aproximar a resposta do modelo à resposta do sistema real.

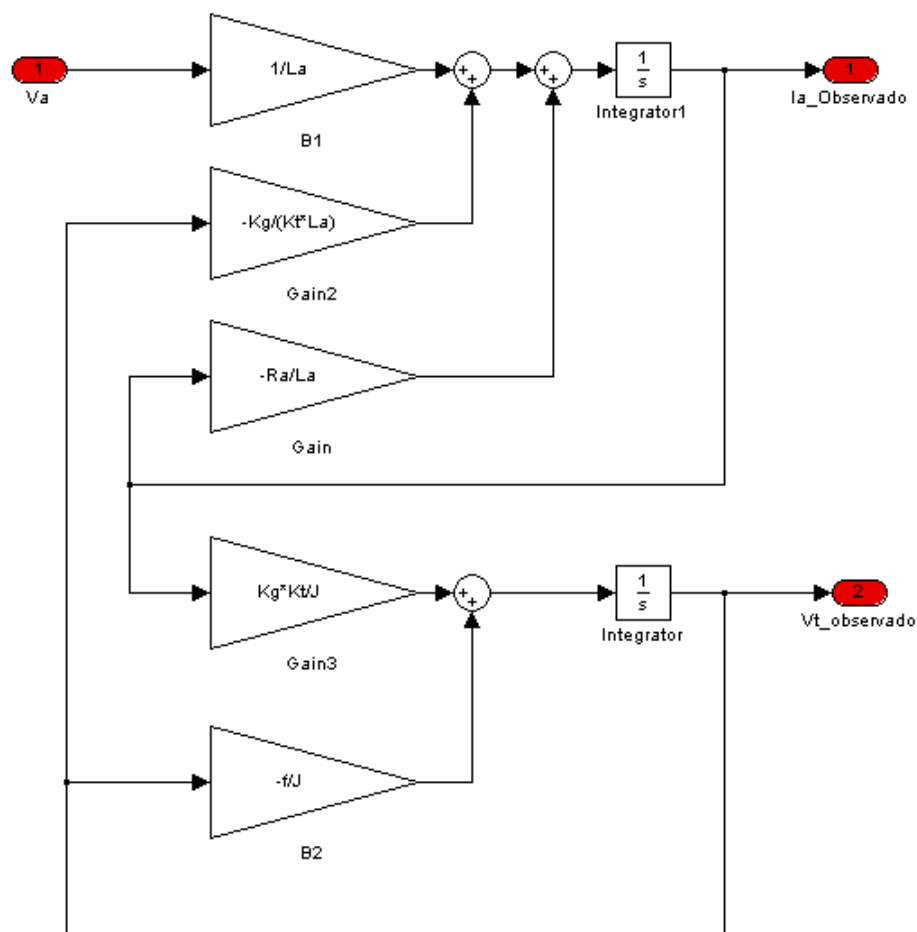


Figura 4-8 – Observador de estados em malha aberta.

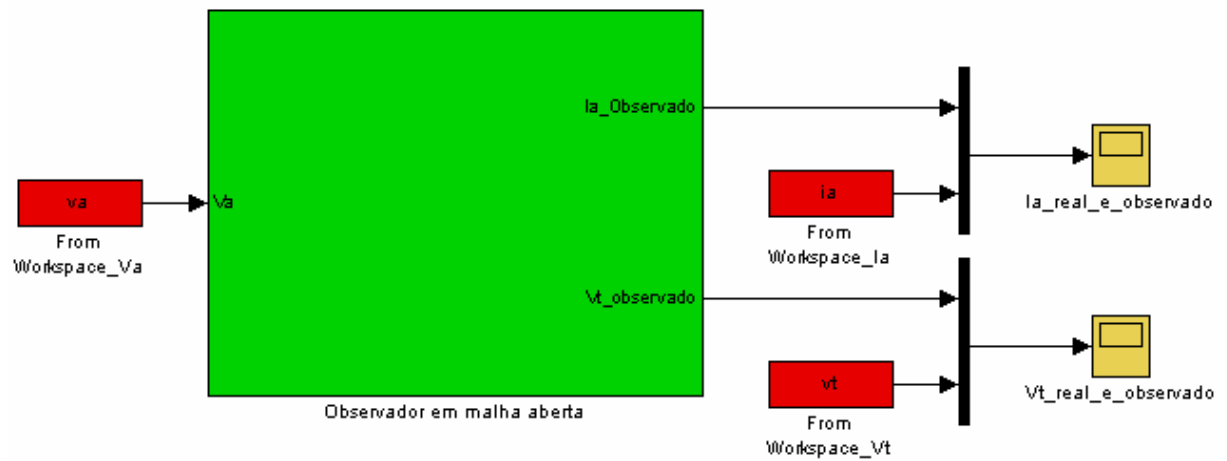


Figura 4-9 – Diagrama de blocos para a validação dos parâmetros obtidos utilizando-se o K_g inicial

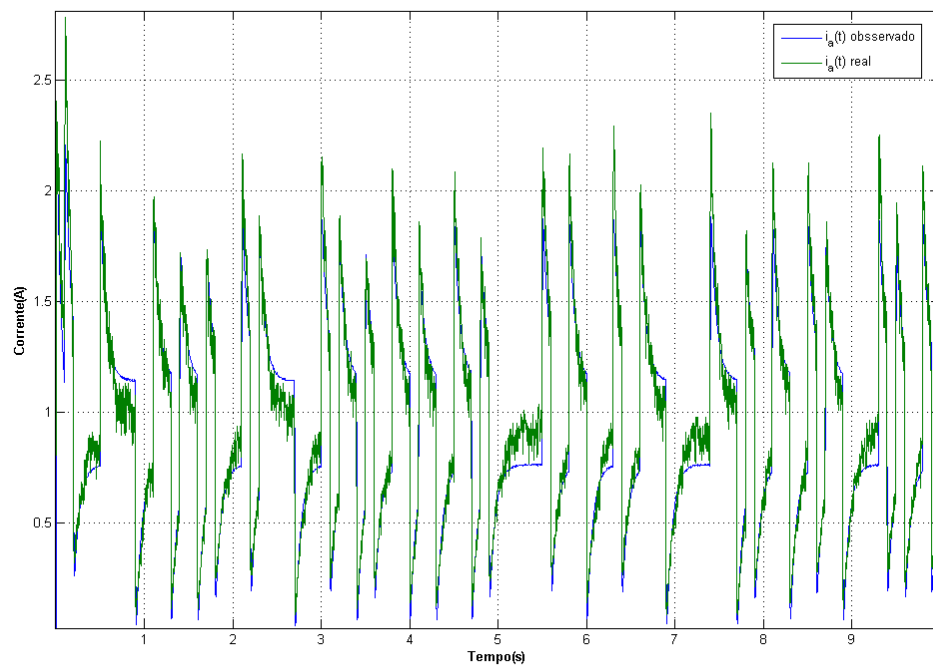


Figura 4-10 – Corrente na armadura real e corrente na armadura observada

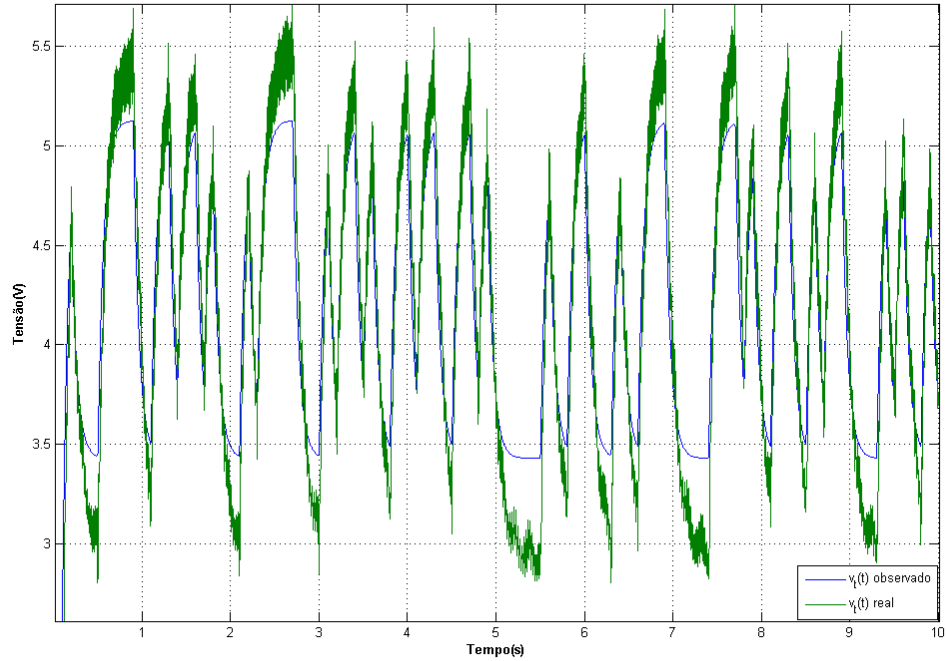


Figura 4-11 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada

4.6 Determinação de K_g^f e refinamento dos parâmetros R_a , L_a , J e f .

Conforme mencionado na seção 2.6, a determinação do ganho K_g^f é feita utilizando-se múltiplas simulações e escolhendo-se os valores dos parâmetros do motor cc que correspondem à simulação em que o erro integral do vetor de corrente observado for mínimo. Tal desenvolvimento é explicitado no algoritmo 4-4, mostrado a seguir e implementado no script de comandos do Matlab **kgfinal.m**, presente no apêndice.

Algoritmo 4-4

1. Defina os limites inferior e superior a serem investigados para a determinação do ganho K_g^f .
2. Crie um vetor contendo os valores de K_g a serem utilizados tais que $K_{g_{min}} < K_g^0 < K_{g_{max}}$
3. Obtenha os parâmetros eletromecânicos do modelo conforme explicitado na seção 2.6 para cada valor de K_g presente no intervalo
4. Obtenha os vetores de corrente na armadura e tensão no tacômetro para cada valor de K_g do intervalo

5. Calcule a integral do quadrado do erro $E(K_g) = \int_{t_0}^{t_f} [i_a(t) - \hat{i}_a(t)]^2 dt$ para os vetores de corrente real e observados e observados $[i_a(t_k) \text{ e } \hat{i}_a(t_k)]$, respectivamente, para cada valor de K_g presente no intervalo.
6. Obtenha o valor de K_g que incorra no menor valor de $E(K_g)$.
7. Utilizando o algoritmo 4-3, obtenha os parâmetros do modelo do motor cc a partir do ganho K_g obtido no passo 6.

Os parâmetros R_a , L_a , J e f obtidos através do algoritmo 4-4 proposto estão mostrados na tabela 4-4. Note que os valores finais obtidos para os parâmetros do motor são muito próximos dos valores iniciais. Pode-se concluir, portanto, que o valor obtido inicialmente para K_g , ou seja, K_g^0 , pode ser utilizado diretamente sem necessidade de refinamento. Os sinais de corrente na armadura e da tensão nos terminais do tacômetro obtidos experimentalmente e com os valores de R_a , L_a , J , f e de K_g^f , dados na tabela 4-4 estão mostrados nas figuras 4-12 e 4-13. Conforme pode ser notado nas figuras 4-12 e 4-13, existe um erro de estimação principalmente em relação à tensão nos terminais do tacômetro.

Substituindo-se os valores de R_a , L_a , J , f , K_g^f e K_t na equação (2.21), obtém-se o seguinte modelo de 2ª ordem para o motor cc.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -352.88 & -164.29 \\ 21.67 & -4.82 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 205.03 \\ 0 \end{bmatrix} v_a(t)$$

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

Note que os autovalores, elétrico e mecânico de A, são respectivamente, $\lambda_1 = -342.33$ e $\lambda_2 = -15.37$. Observe que os valores de λ_2 e ω_c (dado na tabela 4-3) estão bastante próximos, o que mostra a eficácia dos experimentos e algoritmos aqui propostos.

Parâmetros	Valores Iniciais	Valores Finais
R_a	1.7449	1.7211
L_a	4.6e-3	4.8773e-3
J	8.3315e-4	8.4065e-4
f	4.0e-3	4.0527e-3
K_g^0	0.11975	-
K_g^f	-	0.12083

Tabela 4-4 - Parâmetros do modelo do motor cc.

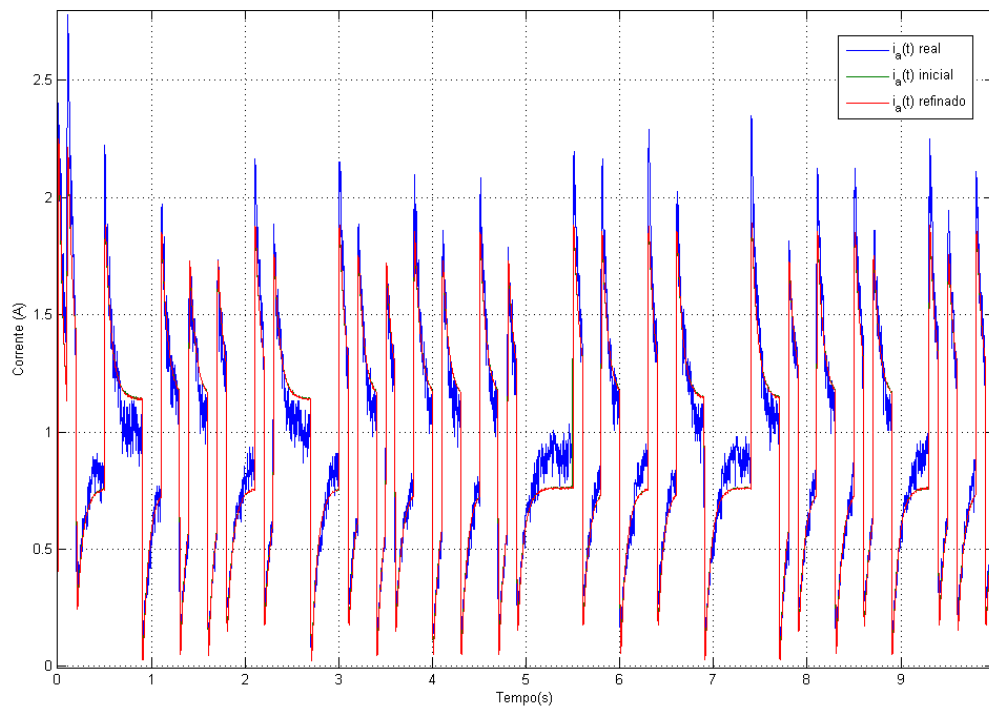


Figura 4-12 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada

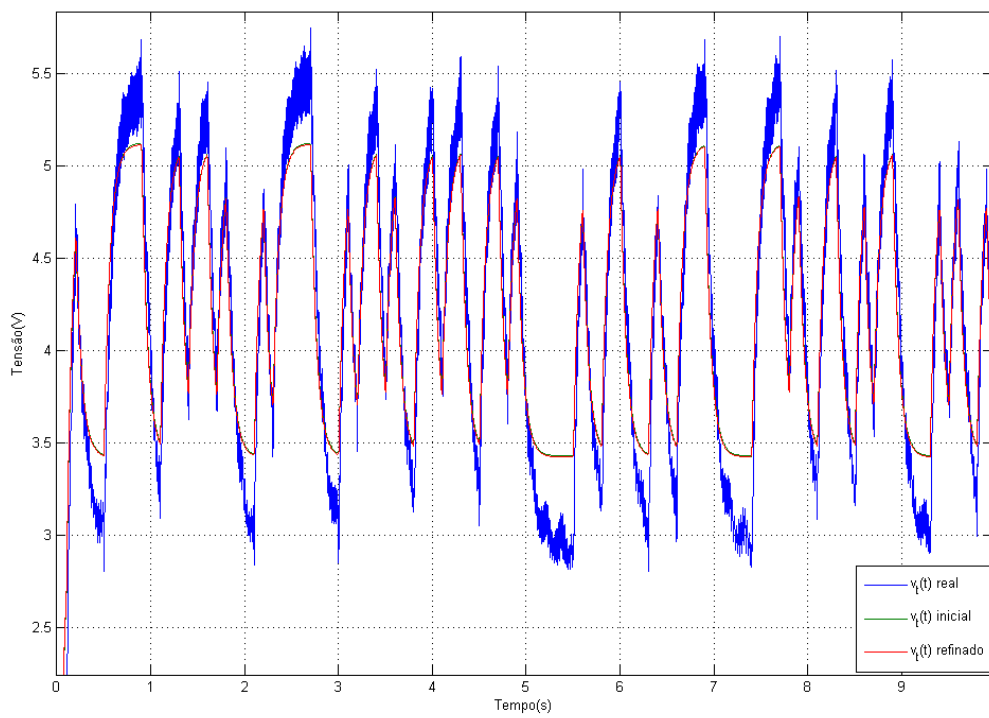


Figura 4-13 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada

4.7 Observador em malha fechada

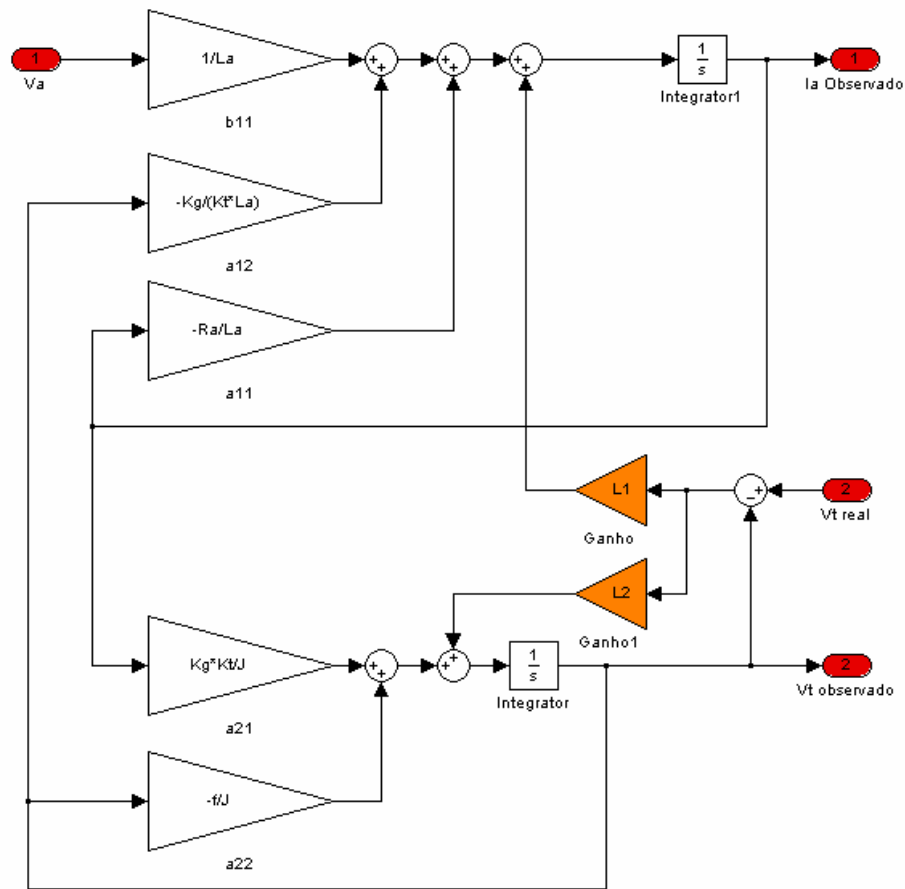


Figura 4-14 - Observador de estados em malha fechada.

Uma forma de implementar o observador de estados em malha fechada, descrito na seção 2.7.2, é através de um diagrama de blocos em *Simulink*, como aquele mostrado na figura 4-14. À entrada do modelo, deve-se aplicar o sinal de tensão $v_a(t)$, obtendo-se em suas saídas os valores estimados da a corrente e a tensão no tacômetro. Visando validar o observador em malha fechada desenvolvido nesse trabalho, será inicialmente realizada uma simulação e em seguida o observador será implementado no sistema real. Em ambos os casos, será utilizado o diagrama de blocos em *Simulink* mostrado na figura 4-14.

4.7.1 Projeto do observador de estados

De acordo com a equação (2.95), o problema é calcular o vetor l de forma que os autovalores de $A-lc$ sejam -342 e -150. A matriz de evolução de estados para o observador em malha fechada é então dada por:

$\hat{A} = A-lc = \begin{bmatrix} -352.88 & -101.85 \\ 21.67 & -139.12 \end{bmatrix}$. O polinômio característico de \hat{A} será, portanto:

$\hat{p}(\lambda) = \lambda^2 + 492\lambda + 51300$. A especificação adotada nesse trabalho é para se ter o autovalor do subsistema mais lento, dez vezes maior do que seu valor em malha aberta. Na tabela 4-5 estão mostrados os ganhos do vetor calculados para satisfazer as especificações de projeto, tendo sido obtidos utilizando-se a função do *Matlab* **ganhos.m** listada no Apêndice A. Com vistas a mostrar a eficácia do observador calculado, tem-se nas figuras 4-16 e 4-17, a representação dos sinais de corrente na armadura e de tensão nos terminais do tacômetro, obtidos experimentalmente e aqueles obtidos a partir da simulação do observador em malha fechada. Note que os sinais reais são rastreados após aproximadamente 10 ms.

Subsistemas/valores	Autovalores do observador em malha aberta	Autovalores do observador em malha fechada	Ganhos do observador em malha fechada
Elétrico	-342.33	-342.01	-62.44
Mecânico	-15.37	-150	134.3

Tabela 4-5 – Autovalores e ganhos para o observador em malha fechada

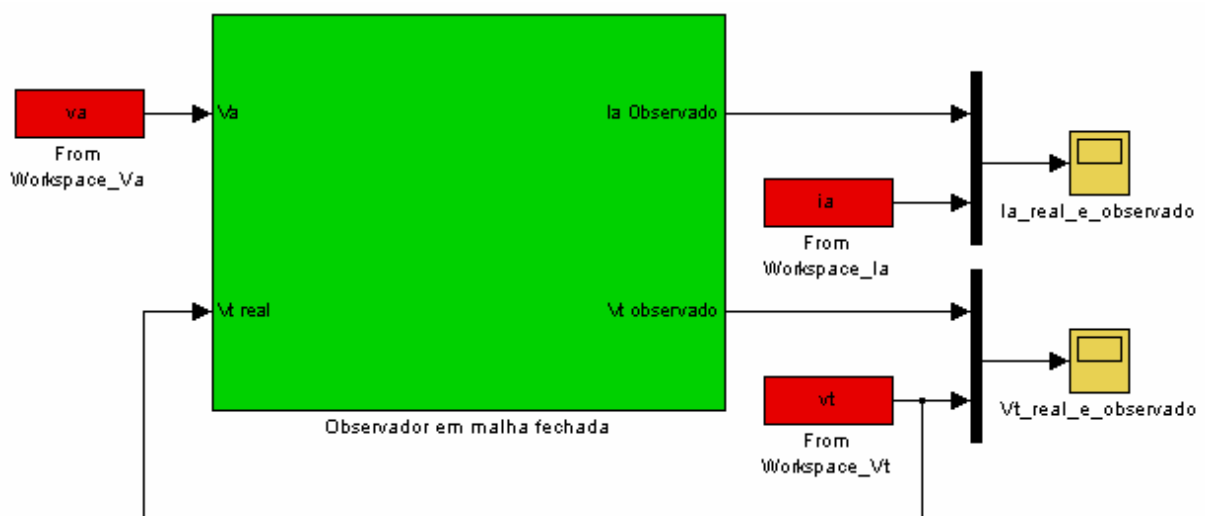


Figura 4-15 – Diagrama de blocos para o refinamento dos parâmetros.

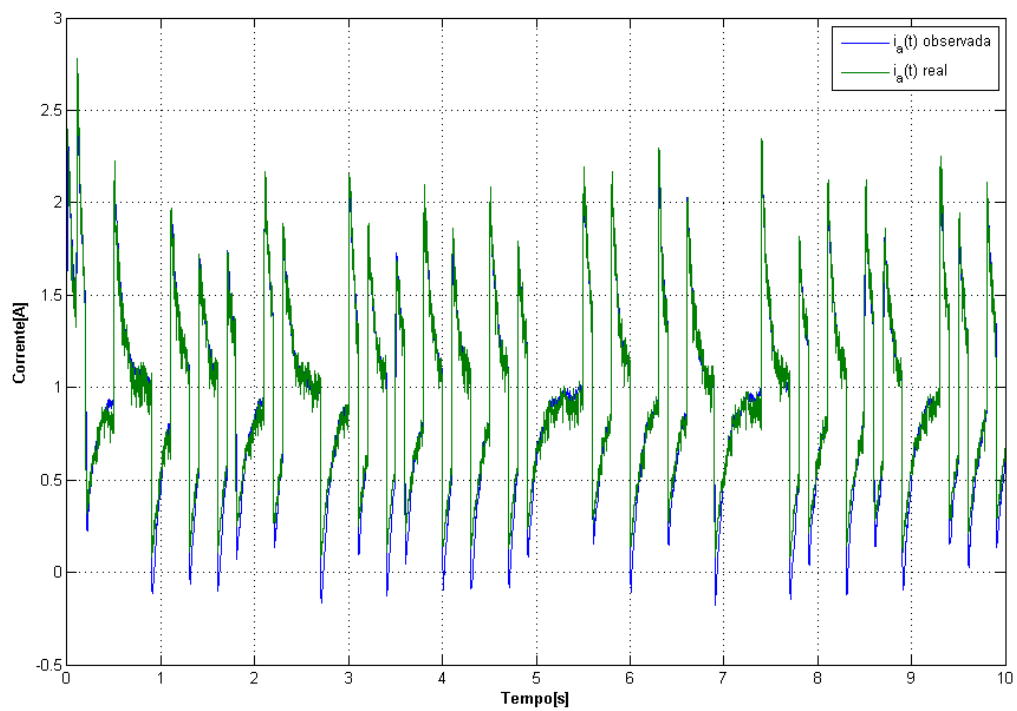


Figura 4-16 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada na simulação

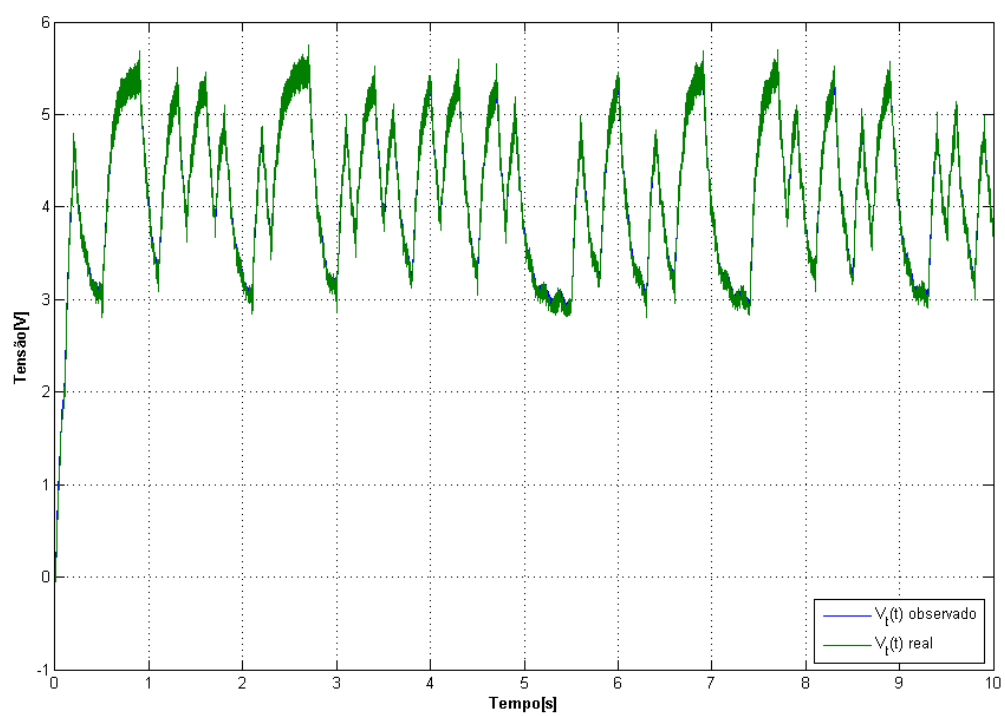


Figura 4-17 – Tensão no tacômetro real e tensão no tacômetro observada na simulação

4.7.2 Implementação em *Real-Time*

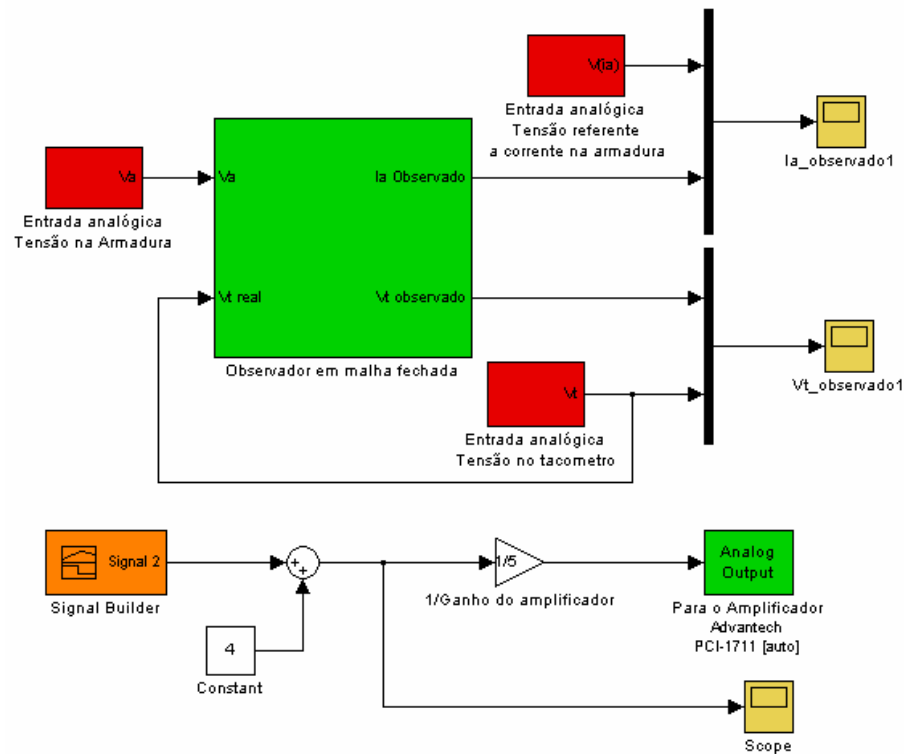


Figura 4-18 – Observador em malha fechada em tempo real

A implementação do observador de estados em malha fechada em tempo real, utilizando os ganhos calculados na seção anterior, é feita utilizando-se o diagrama de blocos da figura 4-18. A verificação da eficácia do observador foi feita em duas etapas: na primeira parte sem perturbação externa e na segunda parte, aplicando-se uma carga manual no intervalo de [3.2, 4.8] segundos no eixo do motor cc. Os sinais de corrente na armadura e de tensão nos terminais do tacômetro medidos, para o experimento sem carga são mostrados junto aos sinais observados, nas figuras 4-19 e 4-20, respectivamente, e os sinais para a situação com carga, são dispostos nas figuras 4-21 e 4-22, respectivamente. Note que, mesmo diante da perturbação inserida, o observador rastreia os sinais reais de corrente e tensão.

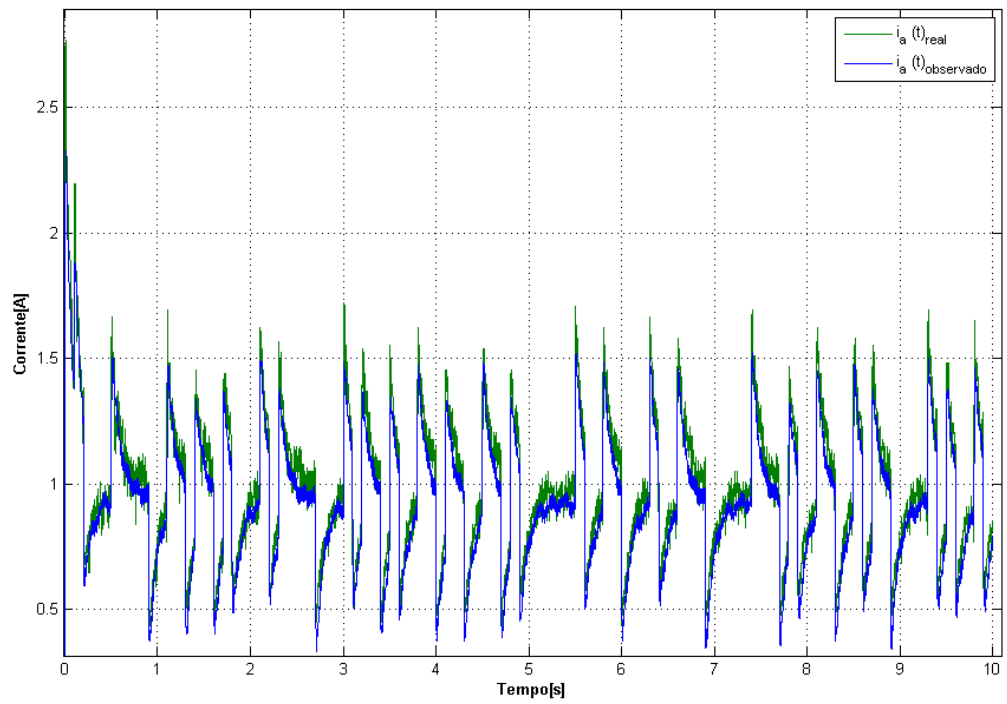


Figura 4-19 – Corrente na armadura (real e observada) no experimento em Real-Time sem perturbação

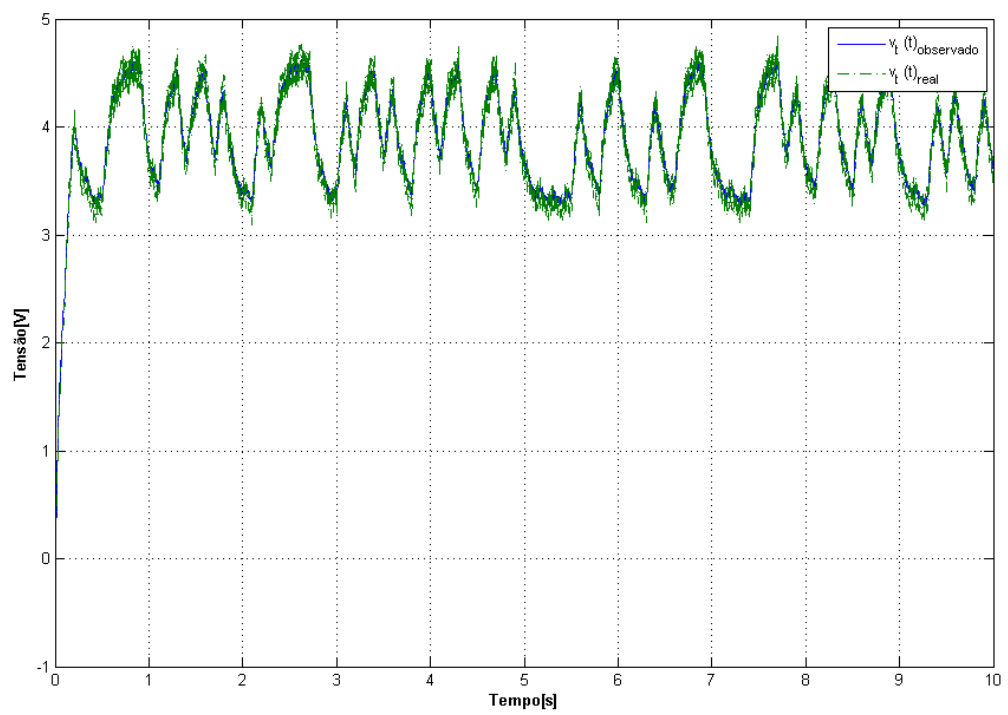


Figura 4-20 – Tensão no tacômetro (real e observada) no experimento em Real-Time sem perturbação

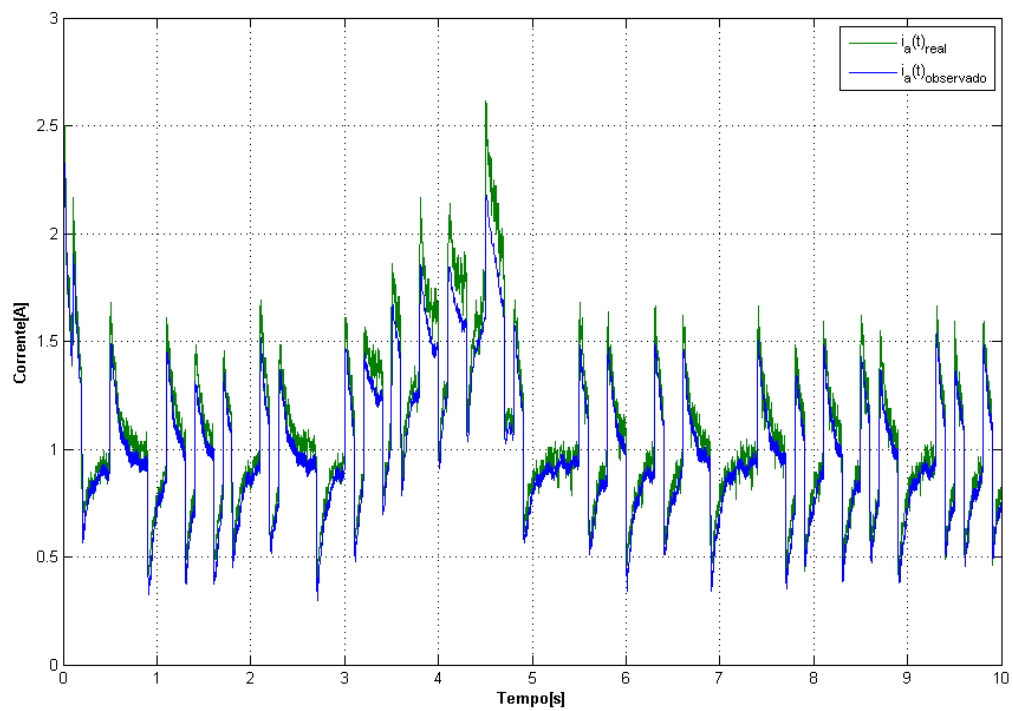


Figura 4-21 – Corrente na armadura (real e observada) no experimento em Real-Time com perturbação externa

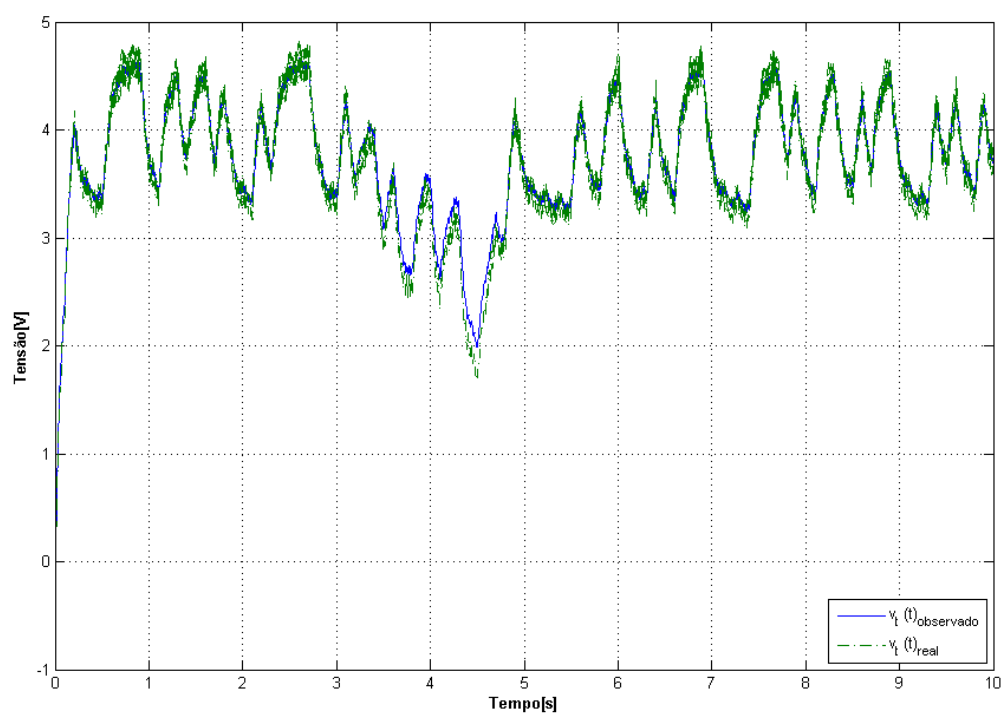


Figura 4-22 – Tensão no tacômetro (real e observada) no experimento em Real-Time com perturbação externa

4.8 Realimentação de estados a partir do observador em malha fechada

Nessa seção será mostrado como pode ser feita a realimentação de estados a partir de um observador em malha fechada. Será feita também a realimentação de saída, seguida da introdução de um controlador integral com vista a dotar o sistema da capacidade de rastrear sinais do tipo degrau e rejeitar perturbações.

As equações de estado do sistema realimentado com o observador em malha fechada, desenvolvido na seção anterior, e com o integrador puro (equação (2.112)) podem ser escritas como:

$$\dot{x}_f(t) = \begin{bmatrix} -352.88 + 205.03k_1 & -164.29 + 205.03k_2 & 205.03k_i & -205.03k_1 & -205.03k_2 \\ 21.670 & -4.82 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -352.88 & -164.29 - l_1 \\ 0 & 0 & 0 & 21.670 & -4.82 - l_2 \end{bmatrix} x_f(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} r(t)$$

$$y(t) = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] x_f(t)$$

4.8.1 Projeto do sistema realimentado e simulação

Note que, os cálculos do vetor de ganhos l (observador) e da realimentação de estados e de saída ($K_f^T = [K_r \quad K_i]$) podem ser feitos separadamente. Assim, l será aquele obtido na seção anterior. Para o cálculo de K_f devem ser arbitrados os pólos do sistema realimentado, a menos dos pólos do observador. Considere, inicialmente, a seguinte escolha: $\lambda_1 = -150$, $\lambda_2 = -342$, $\lambda_3 = -20$. Essa escolha foi feita mantendo-se o pólo elétrico do sistema, arbitrando-se um dos pólos próximo do pólo mecânico e o outro, dez vezes o pólo mecânico. O vetor de ganhos K_f pode ser obtido utilizando a função **ganhos.m** presente no Apêndice A. Para esse caso $K_{f1}^T = [-0.7520 \quad -12.4 \quad 230.92]$.

A fim de testar a realimentação de estados a partir do observador em malha fechada, deve-se montar o diagrama de blocos da figura 4-23 no *Simulink*. Como entrada do sistema, utiliza-se um degrau de amplitude unitária, aplicado em um segundo e com valor inicial de 3 volts. Isso é necessário para que, no momento de aplicação do degrau, o sistema esteja operando em sua região linear. O bloco da planta foi montado de maneira idêntica ao do

observador em malha fechada, com exceção de um bloco de sinal de ruído branco adicionado em sua saída, ou seja, em $V_t \text{ real}$.

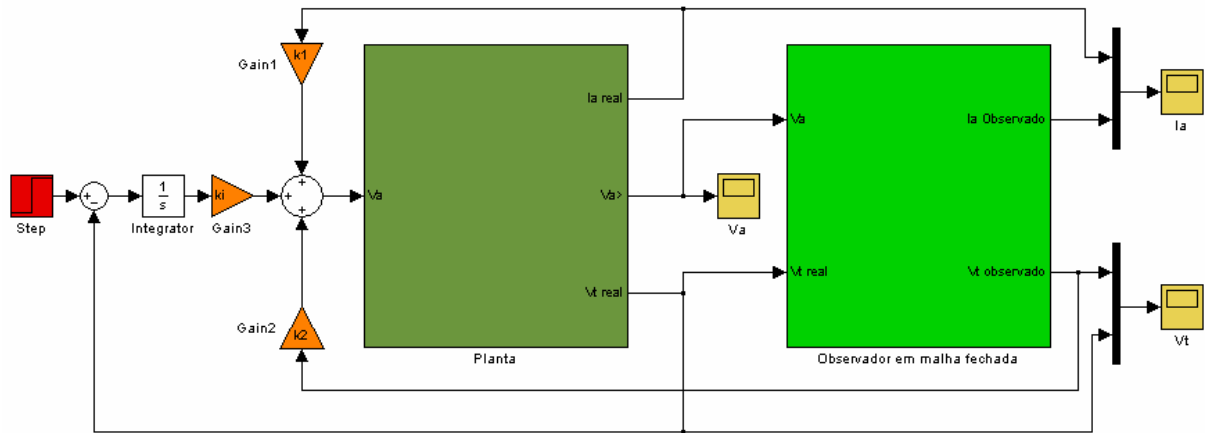


Figura 4-23 – Diagrama de blocos para a simulação da realimentação de estados pelo observador em malha fechada

A simulação com os valores de K_{fj} , não apresentou problemas de convergência nem instabilidade, tendo o observador rastreado os sinais reais e o modelo da planta rastreado o degrau. Os sinais de corrente na armadura e de tensão do tacômetro para esta simulação, estão representados, juntamente com seus sinais observados nas figuras 4-24 e 4-25. O sinal de controle, ou seja, o sinal de tensão na armadura se encontra na figura 4-26. Note que conforme esperado, a dominância do pólo alocado em -20 rad/s se traduz em um tempo de acomodação próximo de 0.2 segundos.

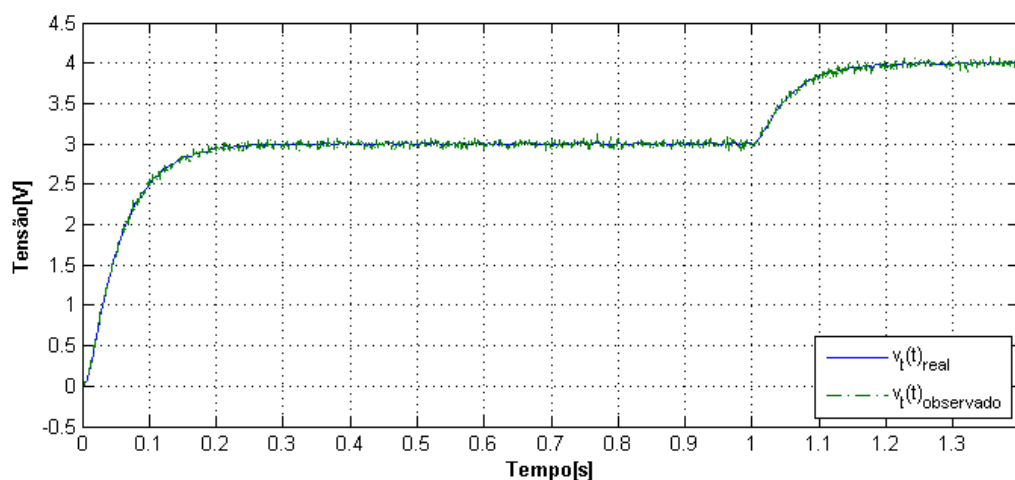


Figura 4-24 – Tensão no tacômetro (real e observada) para a simulação com pólos em $[-342 \ -150 \ -20]$

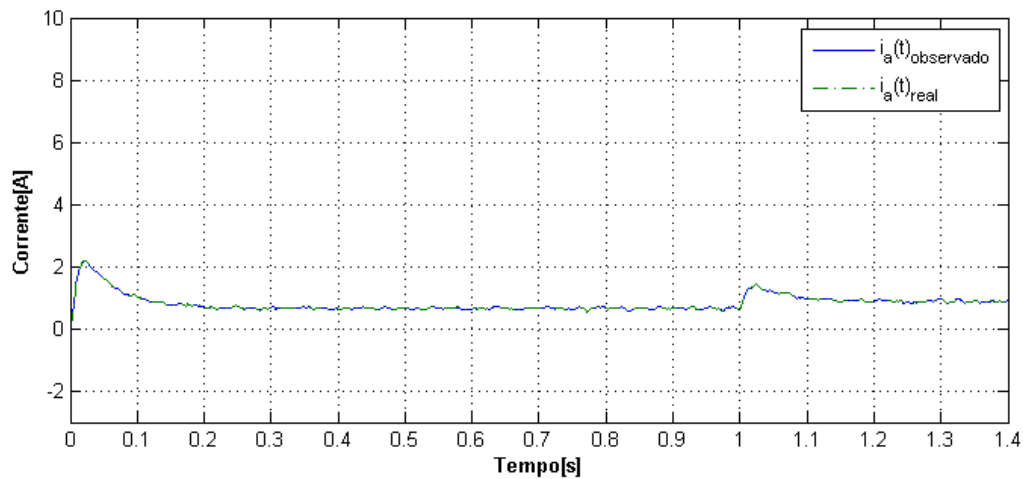


Figura 4-25 – Corrente na armadura (real e observada) para a simulação com pólos em [-342 -150 -20]

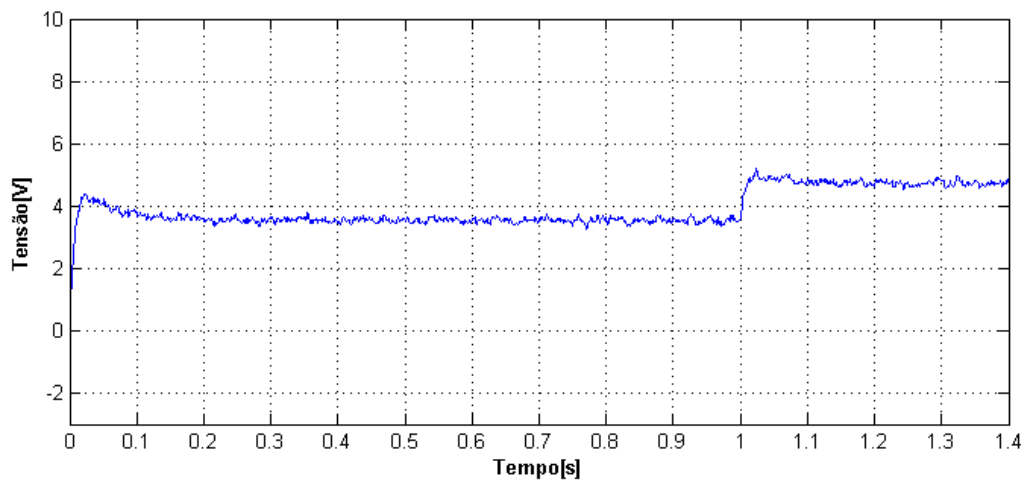


Figura 4-26 – Tensão na armadura (real e observada) para a simulação com pólos em [-342 -150 -20]

A fim de melhorar a resposta transitória do sistema, os pólos do sistema serão arbitrados novamente levando-se a uma nova escolha para o vetor K_f . O pólo elétrico do sistema assim como o pólo equivalente a dez vezes o pólo mecânico, serão mantidos. O terceiro pólo será agora alocado em -40 rad/s e, em uma simulação subsequente, em -60 rad/s. Para estas, segunda e terceira, tentativas, $K_{f2}^T = [-0.8500 \ -14.6 \ 461.84]$ e $K_{f3}^T = [-0.9476 \ -16.8 \ 692.67]$. Os pólos alocados assim como os ganhos calculados para as três simulações realizadas, se encontram listados na tabela 4-6.

Simulação/valores	Pólos do sistema em malha fechada	Ganhos de realimentação de estados e de saída (k_1 , k_2 e k_i).
Primeira	[-342 -150 -20]	[-0.7520 -12.4 230.92]
Segunda	[-342 -150 -40]	[-0.8500 -14.6 461.84]
Terceira	[-342 -150 -60]	[-0.9476 -16.8 692.67]

Tabela 4-6 – Autovalores e ganhos para o sistema realimentado

Os sinais de corrente na armadura e de tensão do tacômetro referentes à planta, obtidos nas duas simulações subseqüentes, estão representados respectivamente, nas figuras 4-27 e 4-28 e os sinais de controle, isto é, os sinais de tensão na armadura, encontram-se na figura 4-29. Para estas simulações os sinais observados estão omitidos nas representações gráficas, pois, assim como nas figuras 4-24, 4-25 e 4-26, estes se encontram estritamente junto aos sinais reais simulados.

Novamente, as simulações transcorreram sem problemas de instabilidade ou de convergência, tendo, o observador rastreado os sinais reais e o modelo da planta, rastreando o degrau de referência. Note que conforme esperado, ocorre uma melhora na resposta transitória do sistema em relação à primeira simulação, tendo em contrapartida um aumento do sinal de controle e do pico de corrente na armadura.

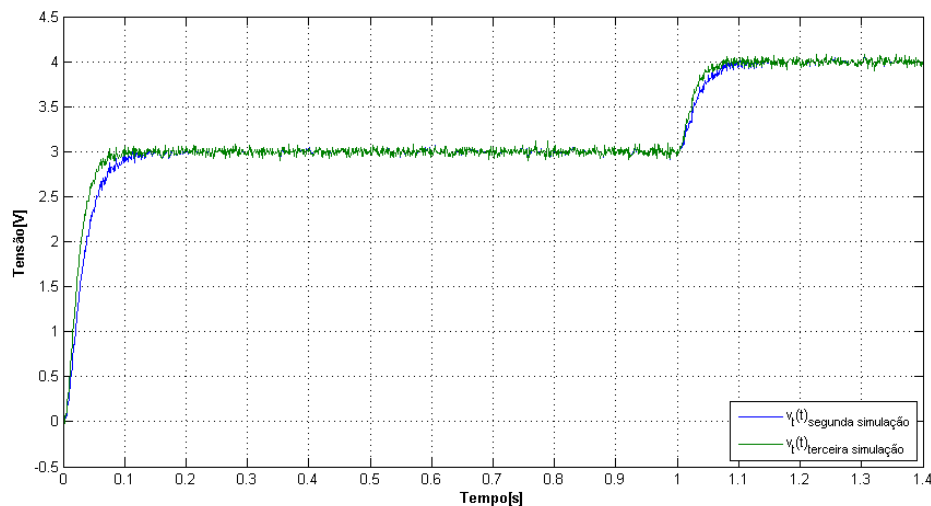


Figura 4-27 – Tensão no tacômetro (real e observada) para a simulação com os pólos em $[-342 \ -150 \ -40]$ e $[-342 \ -150 \ -60]$

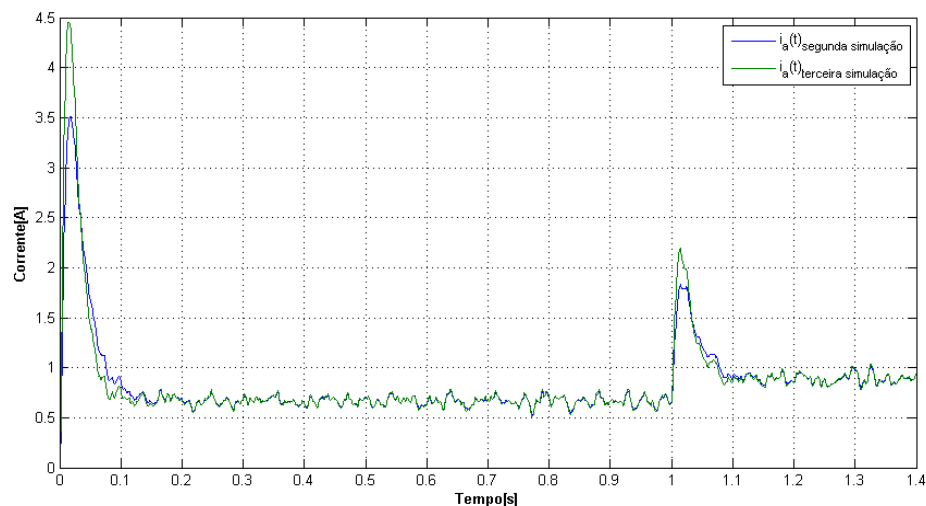


Figura 4-28 – Corrente na armadura (real e observada) para a simulação com os pólos em $[-342 \ -150 \ -40]$ e $[-342 \ -150 \ -60]$

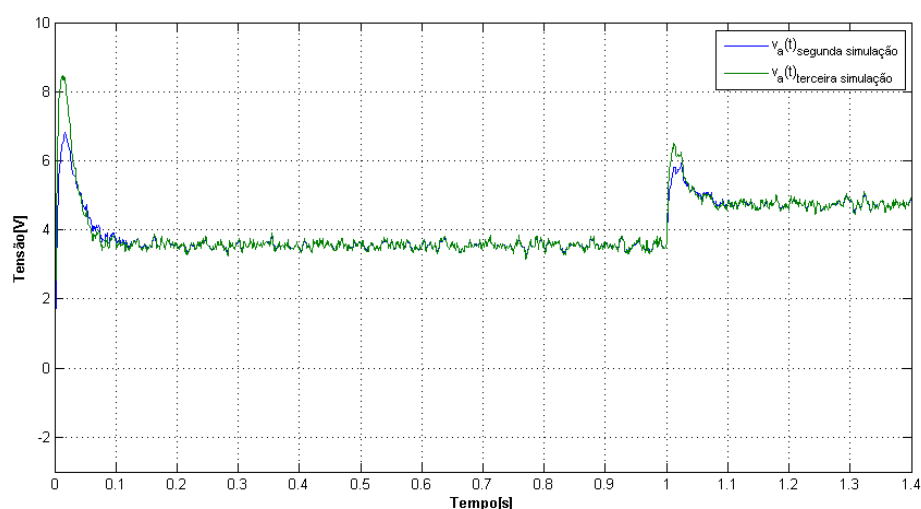


Figura 4-29 – Tensão na armadura (real e observada) para a simulação com os pólos em $[-342 -150 -40]$ e $[-342 -150 -60]$

4.8.2 Implementação em Real-Time

Conforme mencionado na seção 3.4, as saídas do conversor D/A, da placa de aquisição de dados, somente operam nos intervalos de 0 a 10V. Uma forma de contornar a impossibilidade de operar nos quatro quadrantes é através do ajuste de escala proposto na figura 4-26.

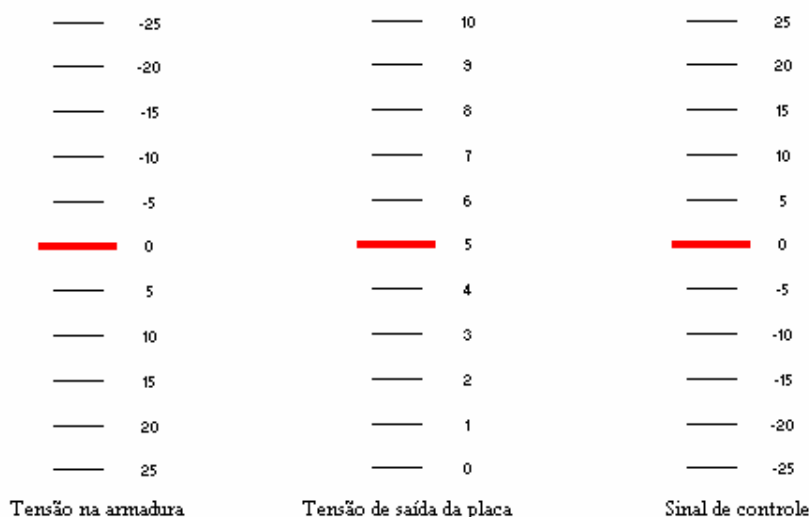


Figura 4-30 – Realimentação de estados utilizando o observador em malha fechada

Para implementar tal ajuste de escala, o diagrama de blocos da figura 4-27 pode ser construído no *Simulink*. Note que, tomando-se o sinal de controle como zero, a saída da placa será de 5 volts e conseqüentemente a saída nos terminais do amplificador será de -25 volts (conforme mencionado na seção 3.4, a saída é negativa, pois este é um amplificador inversor com ganho igual a 5). Utilizando-se o potenciômetro localizado no painel do amplificador,

faz-se com que a tensão seja reajustada para zero, com isso, para sinais de controle negativos, a saída do conversor D/A resultará em um valor menor que cinco volts e conseqüentemente a saída do amplificador será agora positiva. Com o ajuste de escala proposto, o sinal de controle então poderá variar no intervalo $[-25, +25]$ volts.

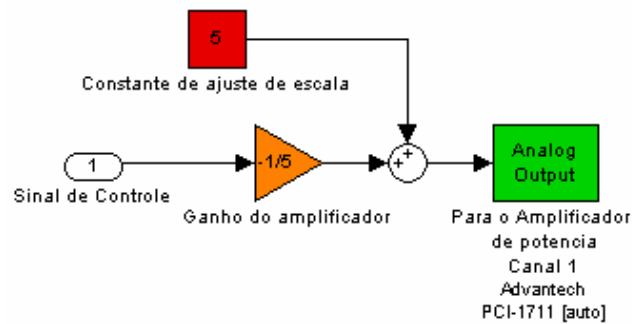


Figura 4-31 – Correção de escala para a saída D/A da placa a fim de operar o motor nos 4 quadrantes.

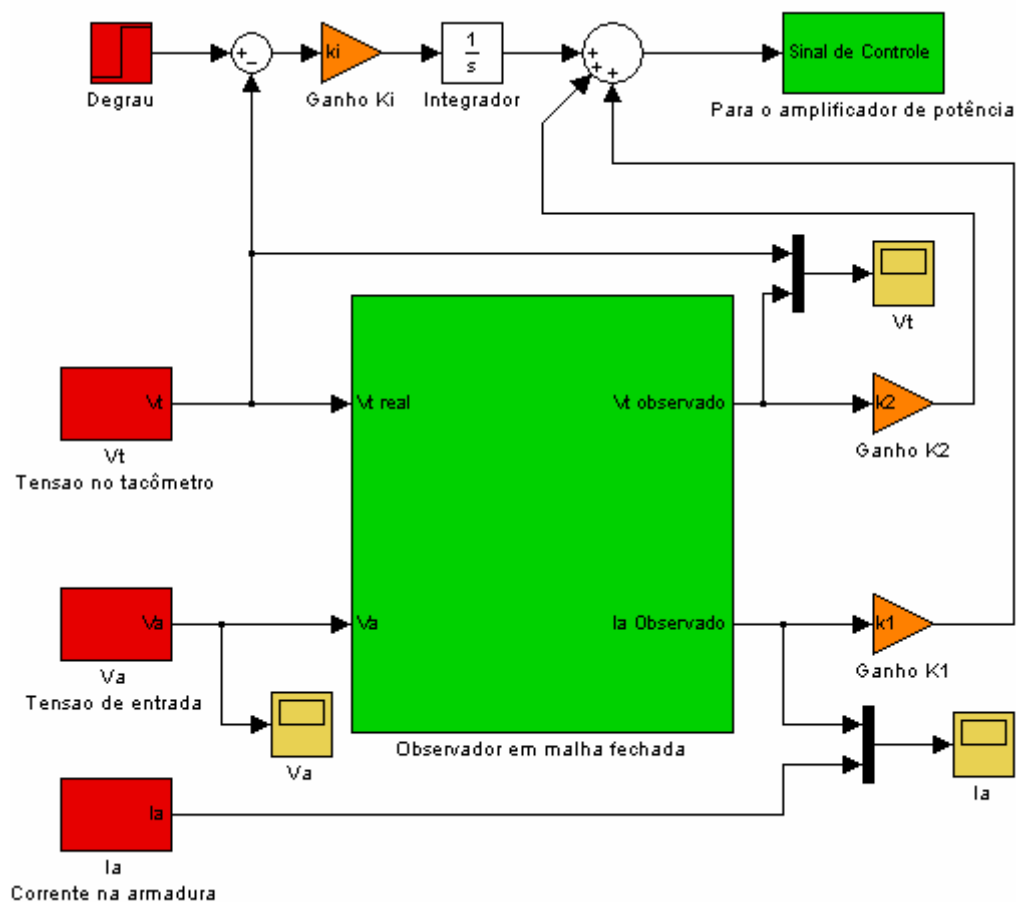


Figura 4-32 – Realimentação de estados e de saída utilizando o observador em malha fechada

Para implementar a realimentação de estados e de saída em tempo real, a partir do observador de estados em malha fechada, utilizando-se os ganhos calculados na seção anterior, deve-se construir o diagrama de blocos da figura 4-28. O sinal de referência é um sinal do tipo degrau unitário com valor inicial igual a 3 aplicado após um segundo. O valor inicial é necessário para garantir que o motor seja operado na região linear.

As três implementações foram feitas sem nenhum problema tendo o sinal de referência sido rastreado pelo sistema e este sido rastreado pelo observador. Os sinais de tensão no tacômetro, para as três implementações, juntamente com seus respectivos pares observados, se encontram dispostos nas figuras 4-33, 4-34 e 4-35. Os sinais de corrente na armadura, juntamente com seus respectivos pares observados, se encontram dispostos nas figuras 4-36, 4-37 e 4-38. O sinal de controle, ou seja, a tensão na armadura, para cada uma das implementações, encontram-se dispostos nas figuras 4-39, 4-40 e 4-41. Conforme esperado, há uma melhora na resposta transitória do sistema em detrimento de um aumento nos picos dos sinais de corrente e de controle (tensão na armadura) e também de um aumento na amplitude do ruído deste último.

Os tempos de acomodação da resposta real do sistema para as três implementações são dados respectivamente por: $t_{ss1} = 160\text{ms}$, $t_{ss2} = 95\text{ms}$ e $t_{ss3} = 65\text{ms}$. Os picos de corrente na aplicação do degrau para cada uma das implementações chegam, respectivamente, a 2, 3 e 4 Amperes e os picos de tensão na armadura chegam, respectivamente, a 6, 7.8 e 8.4 volts. Note que, conforme a velocidade do motor aumenta e, conseqüentemente, a tensão nos terminais do tacômetro, a frequência da componente senoidal também aumenta, de maneira que para velocidades de rotação muito altas, o observador não consegue mais acompanhar o ruído real do sistema. A fim de melhorar a convergência do observador, uma nova tentativa será feita.

Considere agora os autovalores do observador alocados em $\lambda_1 = -342$, $\lambda_2 = -350$. Os ganhos de realimentação do observador para essa nova alocação são: $l_1 = -162.84$ e $l_2 = 334.3$. Considere ainda que os pólos do sistema devam ser mantidos em $[-342 \ -150 \ -60]$ rad/s. Assim, é possível realizar uma comparação entre as respostas de sistemas com os mesmos pólos, porém com observadores de dinâmicas diferentes.

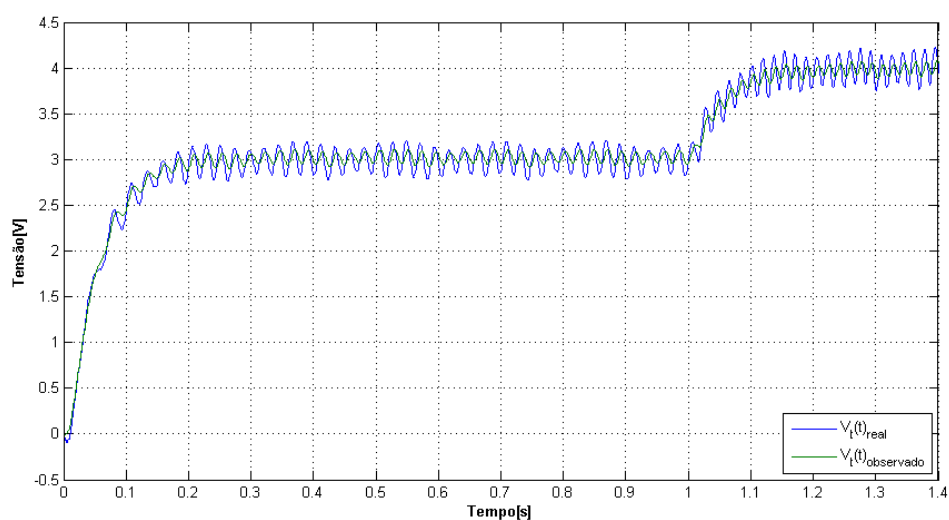


Figura 4-33 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]

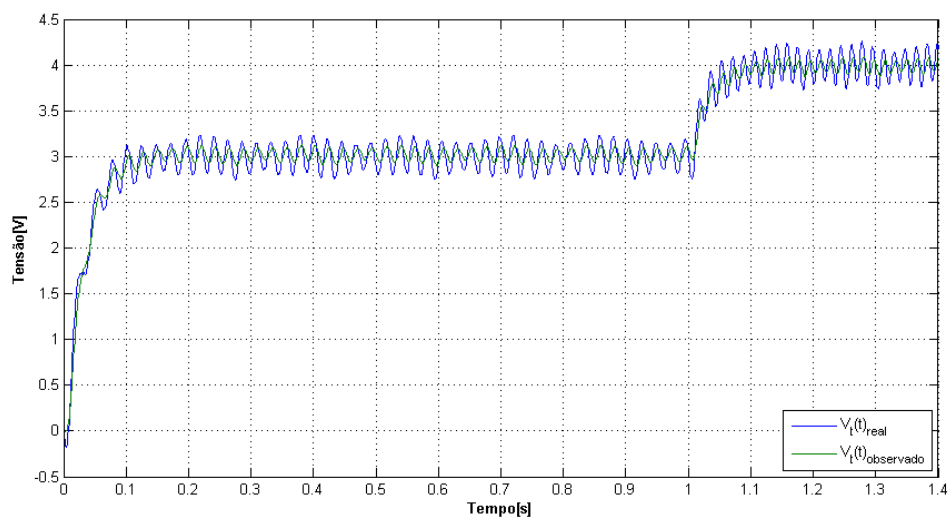


Figura 4-34 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]

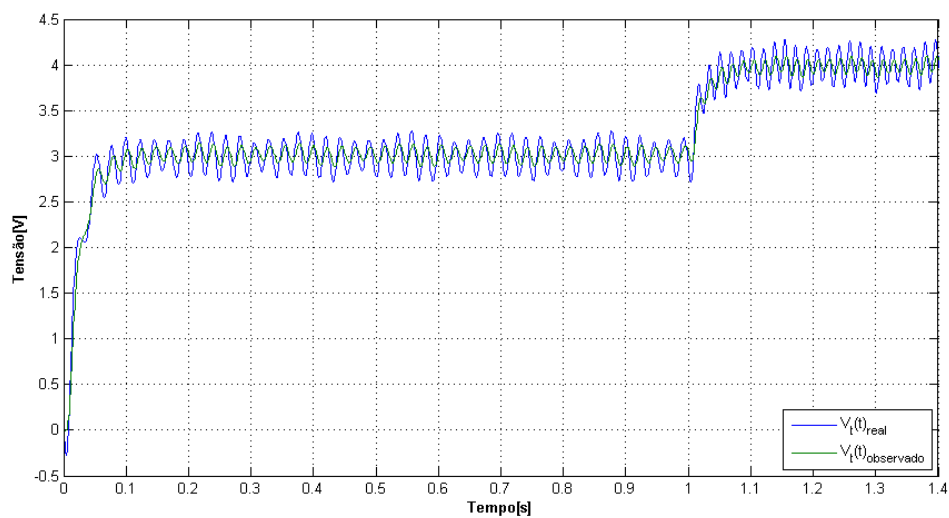


Figura 4-35 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]

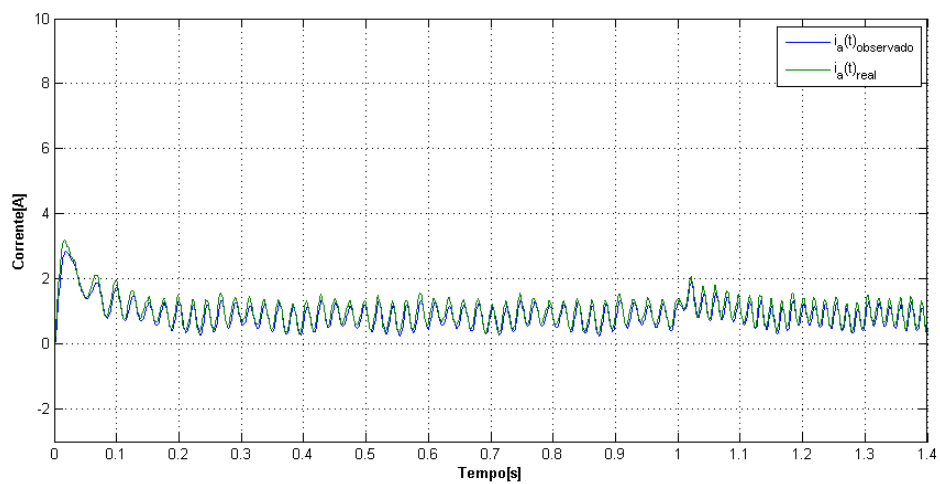


Figura 4-36 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]

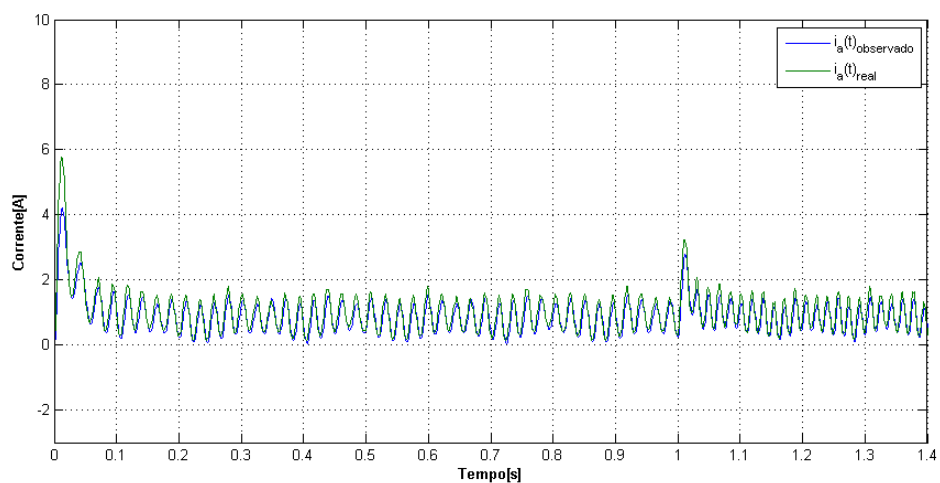


Figura 4-37 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]

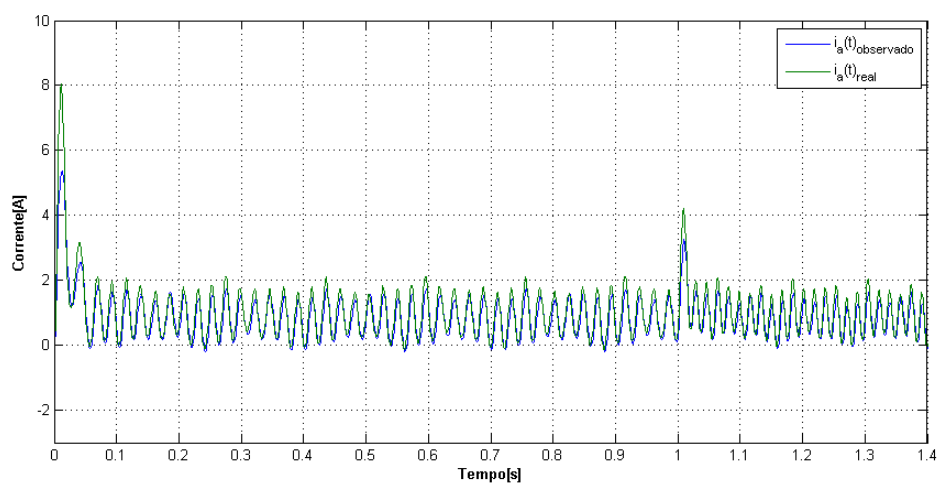


Figura 4-38 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]

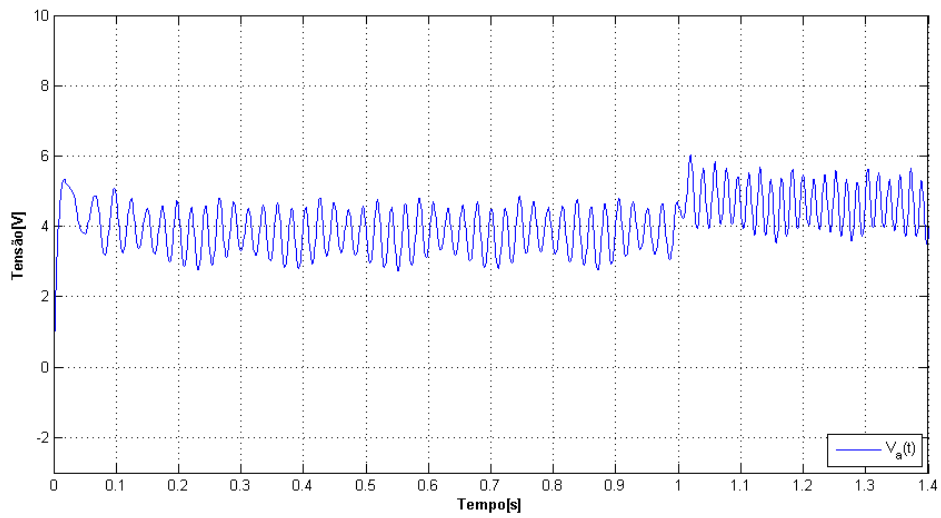


Figura 4-39 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -20]

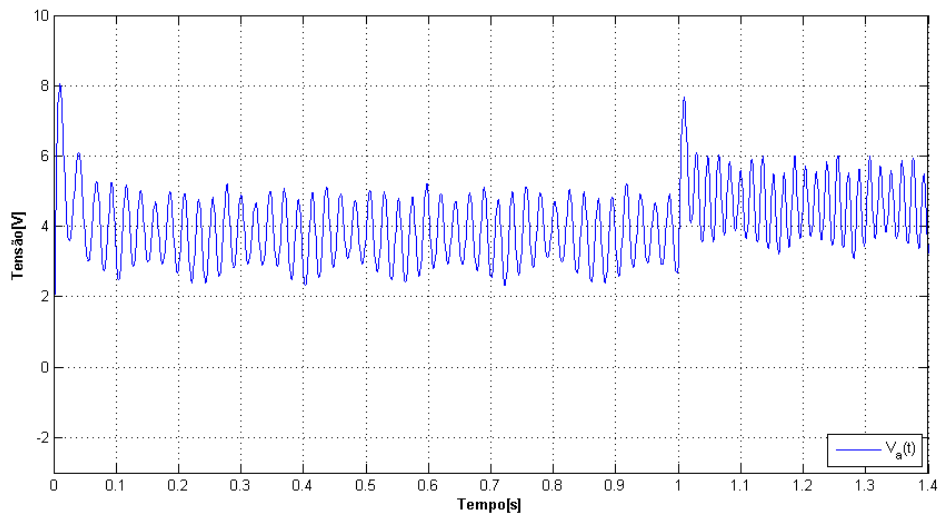


Figura 4-40 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -40]

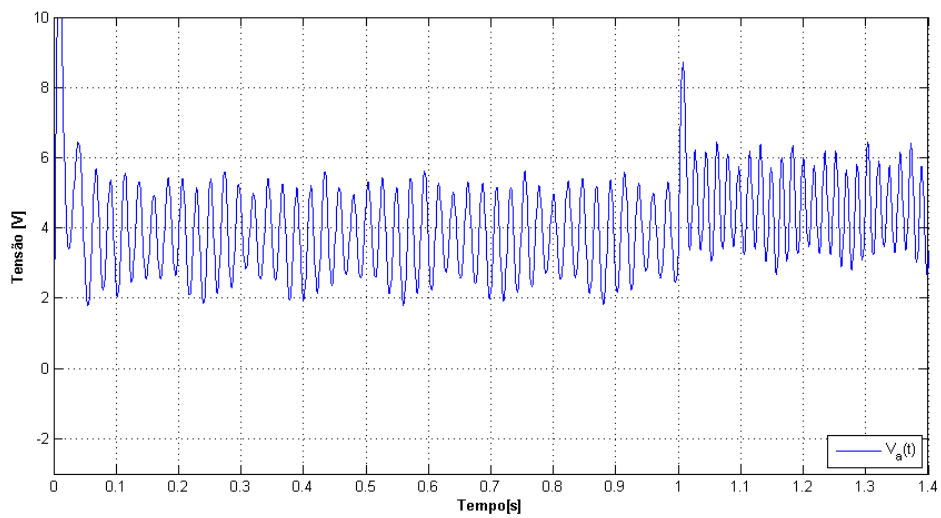


Figura 4-41 – Tensão na armadura em Real-Time com pólos em [-342 -150 -60]

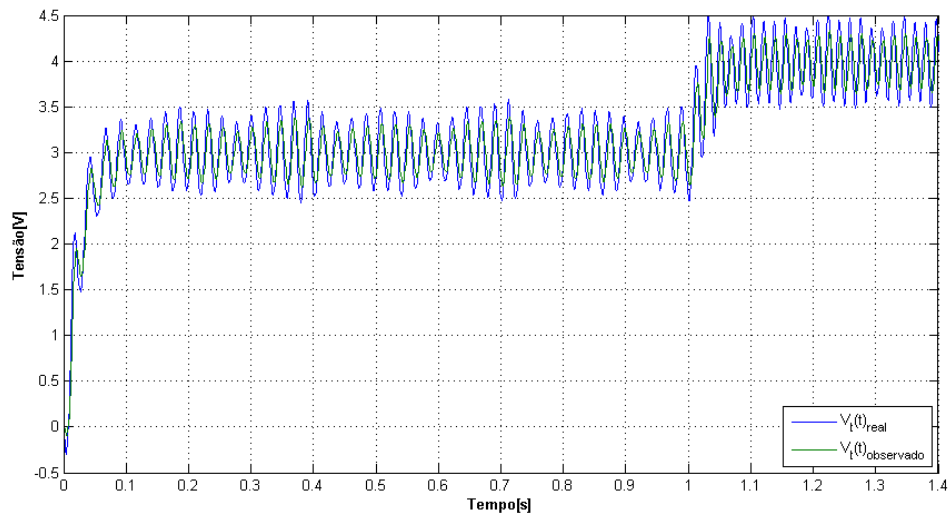


Figura 4-42 – Tensão no tacômetro (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em $[-342 -350]$

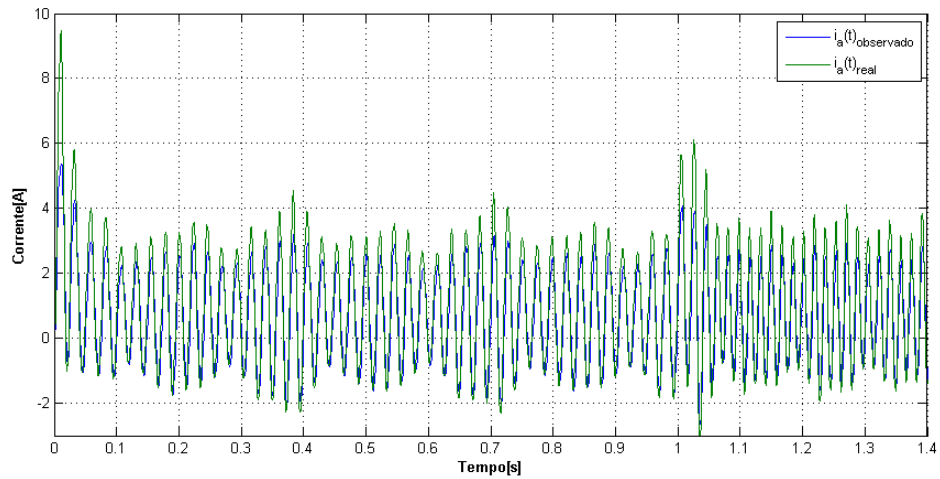


Figura 4-43 – Corrente na armadura (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em $[-342 -350]$

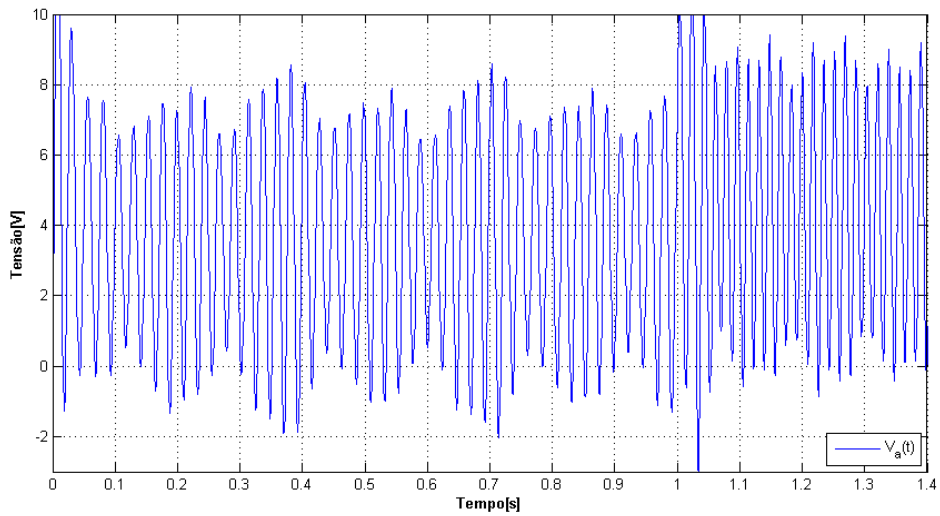


Figura 4-44 – Tensão na armadura (real e observada) em Real-Time para o observador com os pólos em $[-342 -350]$

Os sinais de tensão no tacômetro, corrente na armadura, juntamente com seus pares observados bem como o sinal de controle (tensão na armadura), estão representados nas figuras 4-42, 4-43 e 4-44, respectivamente. Comparando as respostas das duas últimas implementações, pode-se chegar a algumas conclusões. A melhora da dinâmica do observador faz com que o sinal observado de tensão no tacômetro acompanhe melhor a componente senoidal do ruído da resposta real. Uma consequência direta disto é que, como a realimentação de estados é feita a partir do observador, o sinal realimentado através do ganho K_2 também será mais ruidoso, causando um aumento na amplitude do ruído do sinal de controle que por sua vez gera mais ruído nos estados e na saída do sistema. Esta característica sugere uma nova utilidade para o observador que é a filtragem do ruído em um sistema realimentado. Através de uma escolha adequada de autovalores para o observador, é possível fazer com que este mantenha a convergência aos estados do sistema a menos de um ruído. Para uma correta escolha dos autovalores seria necessário um maior detalhamento do comportamento do ruído do sistema em malha aberta, que poderia ser feito através de uma modelagem simples em torno de sua componente fundamental.

Capítulo 5 – Conclusões

Neste trabalho foi feita a obtenção dos parâmetros dos modelos de primeira e segunda ordem de um motor de corrente contínua de ímãs permanentes. Foi também proposto um novo método para obtenção da constante de força contra-eletromotriz (K_g). A motivação para se desenvolver um novo método de estimar K_g vem do fato dos novos motores não serem conectados como grupos motores-geradores. Os experimentos desenvolvidos neste trabalho além de apresentar e validar o método de obtenção de K_g proposto, também vêm confirmar a aplicabilidade do trabalho de estimação paramétrica realizado em [1], que foi utilizado para a obtenção dos parâmetros eletromecânicos do motor. Ainda neste trabalho apresentou-se uma maneira mais simples e direta de se obter a zona morta e a região linear de operação para os motores de corrente contínua, através da aplicação de um sinal do tipo rampa de baixa inclinação.

A obtenção dos parâmetros do motor cc a partir de [1] permitiu a realização do objetivo principal deste trabalho, ou seja, o desenvolvimento de observadores de estado em malha fechada e a posterior utilização destes na realimentação de estados e de saída para o motor cc. O desacoplamento presente entre o observador de estados e a realimentação do sistema (de estados e de saída), se mostrou um elemento simplificador no cálculo dos ganhos de realimentação de um sistema utilizando um observador em malha fechada. A simplificação vem do fato que, devido ao desacoplamento entre eles, tais cálculos podem ser feitos de forma independente, tendo, para cada conjunto de ganhos (observador ou realimentação) um critério de projeto diferente. Os resultados experimentais sugerem ainda que observadores de estado em malha fechada na realimentação de sistemas, podem ser utilizados na redução dos ruídos de medição em sistemas com ruído em seus estados ou saídas, podendo o observador ser utilizado como um filtro a fim de eliminar frequências indesejáveis que possam vir a prejudicar o sinal de controle e proporcionando a utilização de ganhos ou alocação de autovalores antes impensáveis devido à piora que isso geraria no sinal de controle. Tal característica pode ser explorada em trabalhos futuros. Uma questão a ser considerada para futuros projetos, seria a reformulação do observador de maneira que o sinal de entrada passe a ser a corrente na armadura. Tal mudança traz uma simplicidade nos casos onde os motores se encontram distantes do sistema de potência e/ou de controle, e precisam ser alimentados por uma linha de transmissão. Outra implementação futura seria a adequação do método desenvolvido em [1] para sistemas com “encoder”, visto que a utilização destes na indústria é

grande e a obtenção da posição e/ou velocidade é feita de maneira transparente pela maioria dos processadores existentes no mercado (PIC, Motorola, Texas).

Referências Bibliográficas

- [1] J.C. Basilio e M.V. Moreira, “*State space parameter identification in a second laboratory*”, *IEEE Transactions on Education*, vol. 47, n° 2, páginas 204-210, Maio, 2004.
- [2] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 4th ed., New Jersey Prentice-Hall, 2002.
- [3] C. T. Chen, *Linear System Theory and Design*, 3th ed., New York: Oxford Univ. Press, 1999.
- [4] J.C. Basílio, *Laboratório de Sistemas de Controle II*, Escola de Engenharia, UFRJ, Rio de Janeiro, 2006.
- [5] Advantech, Manual em CD-ROM da placa PCI-1711.
- [6] Mathworks, *Matlab, The Language of Thechnical Computing*, The Mathworks, Inc., Natick, MA, 2006.
- [7] Kepco, *Power Supply Instruction Manual BOP 50-8M*, KEPCO Inc., Flushing, N.Y., U.S.A, 2003.
- [8] R.N. Calvo, “Relatório de estágio supervisionado”, Escola Politécnica, UFRJ, Rio de Janeiro, 2006.
- [9] J.C. Basílio e C.V. Botinhão, “Uma biblioteca em MATLAB para o ensino de Controles Industriais”. Anais do XXVI Congresso Brasileiro de Engenharia, Rio de Janeiro, Brasil, 2003.
- [10] J.C. Basilio, “*A laboratory for a first course in control systems*”, *International Journal of Electrical Engineering Education*, vol. 39, páginas 54-70, 2002.
- [11] K. J. Åström, B. Wittnmark, *Computer Controlled Systems – Theory and Design*, 3rd ed., Prentice-Hall International, 1997.

Apêndice A

```
function [Ra,La,J,f] = parametros(va,vt,ia,Kg,Kt,h)
%
%[Ra,La,J,f]=parametros(va,vt,ia,Kg,Kt,h)
%
%
%Esta função retorna os parametros do modelo de segunda ordem para um motor
%de corrente continua.
%
%O modelo utilizado tem por constantes os seguintes parametros:
%
%Ra -> Resistencia do motor
%La -> Indutancia do motor
%f -> Coeficiente de atrito viscoso
%J -> Momento de inercia
%
%Os dados necessários para a entrada são:
%
%va -> Vetor do tipo "structure with time" contendo a informação sobre a
%forma de onda de tensão aplicada nos terminais da armadura do motor
%
%vt -> Vetor do tipo "structure with time" contendo a informação sobre a
%forma de onda de tensão obtida nos terminais do tacometro acoplado ao
%motor
%
%Kg -> Constante de força contraeletromotriz
%
%Kt -> Constante associada ao ganho do tacometro
%
%
%Referencia bibliografica:
%
%Apostila de laboratorio de controle 2
%
%Basilio, J.C. e Moreira, M.V., "State space parameter identification in a
%second laboratory", IEEE Transactions on Education, Vol. 47, no 2, pg 204-
%210, May, 2004.

%Igualando Kg e Ka
Ka=Kg;

%Passando de "structure with time" para variaveis normais
t=va.time;
va=va.signals.values;
vt=vt.signals.values;
ia=ia.signals.values;

%Formando vetores de entrada do sistema linear a ser resolvido por MMQ

%vetor associado ao subsistema eletrico
ue=va-(Kg/Kt)*vt;

%vetor associado ao subsistema mecanico
um=Ka*Kt*ia;
```



```

%Matriz associada ao subsistema eletrico
Me=[ia(1:(end-1)),ue(1:(end-1))];

%Matriz associada ao subsistema mecanico
Mm=[vt(1:(end-1)),um(1:(end-1))];

%Utilizando minimos quadrados atraves da multiplicação da matriz
%pseudo-inversa para determinar o vetor contendo PHIE e TAUe
xe=(Me'*Me)^-1 * Me'*ia(2:end);

%Utilizando minimos quadrados atraves da multiplicação da matriz
%pseudo-inversa para determinar o vetor contendo PHIm e TAUm
xm=(Mm'*Mm)^-1 * Mm'*vt(2:end);

%Determinação de PHIE, TAUe, PHIm, TAUm.

PHIE = xe(1,1);
TAUe = xe(2,1);

PHIm = xm(1,1);
TAUm = xm(2,1);

%Determinação dos parametros eletromecanicos do motor DC

Ra = (1-PHIE)/TAUe;

La = -Ra*h/log(PHIE);

f = (1 - PHIm)/TAUm;

J = -f*h/log(PHIm);

```

```

function k = ganhos(a,b,c,h1,flag);
%
%k = ganhos(a,b,c,h1,flag);
%
%Seja um modelo em espaço de estados dados por
%

$$\frac{dx(t)}{dt} = a.x + b.u$$


$$y(t) = c.x$$

%
%Esta função tem por objetivo calcular os ganhos de realimentação de
%estado e de saída assim como os ganhos de fechamento de malha de um
%observador de estados implementados a partir do modelo proposto.
%
%Os parametros de entrada são as matrizes e vetores do modelo em espaço de
%estados(a,b,c,d) e os vetores h1, h2 e h3, onde h1, h2 e h3 são:
%
%h1 -> Autovalores alocados para a realimentação de estados;
%h2 -> Autovalor alocado para a realimentação de saída;
%h3 -> Autovalores alocados para o observador de estados de malha fechada
%
%O parametro de entrada flag é utilizado para sinalizar se o calculo dos
%ganhos será feito para a reslimentação de estados, de estados + de
%saida ou para o observador de estado, de maneira que:
%
% flag = 0 -> realimentação de estados + saída
% flag = 1 -> realimentação de estados somente
% flag = 2 -> observador de estados
%
%Os parametros de saída são dados por:
%
%k -> Vetor de ganhos de realimentação de estados tal que
%k = [k1, k2,..., kn]' onde k1, k2... kn são os ganhos de realimentação
%associados aos estados x1, x2,... xn, ou são os ganhos de realimentação
%associado ao erro de estimação dos estados[x1^, x2^,..., xn^] do
%observador.
%
%ki -> Ganho de realimentação de saída
%
%
%Os ganhos são calculados a partir da utilização da biblioteca simbolica do
%Matlab.
%
%Os ganhos do observador e de realimentação do sistema podem ser calculados
%separadamente conforme pode ser visto em [1]
%
%Observação: Esta função possui uma limitação em que só é possível
%utiliza-la para sistemas com ordem inferior a 10 e em algumas situações
%pode ser que uma mensagem de aviso de que ela tentou solucionar um sistema
%sobredeterminado porem linearmente dependente, possa ocorrer.
%
%
%Autor: Raphael das Neves Calvo, Universidade Federal do Rio de Janeiro,
Escola de Engenharia, Departamento de Eletrotecnica, 2006.
%
%
%Bibliografia
%
% [1] C.T. Chen, "Linear System Theory"

```

```

%cria as variaveis simbolicas ki e x do tipo real
syms ki x real

%cria um vetor k tal que k=[k1 k2 k3 ...k9]
k = vvs(length(a));

%cria um vetor l tal que k=[l1 l2 l3 ...l9]
l = vvs(length(a));

%Escolhe entre realimentação de estados ou de estados + saída a partir da
%flag de entrada
if flag==0
    a_feedback = [a+b*k b*ki;-c 0];
elseif flag==1
    a_feedback=[a-b*k];
elseif flag==2
    a_feedback=[a-l'*c]
end

%Calcula o polinomio caracteristico da matriz aumentada do sistema
polinomio_caracteristico = collect(poly(a_feedback));

%Calcula o polinomio caracteristico desejado para a matriz do sistema
polinomio_caracteristico_desejado = (poly(hl))';

%elimina a variavel x do polinomio caracteristico transformando-o em um
%vetor contendo os coeficientes simbolicos expressos nas variaveis de k
k=eliminax(polinomio_caracteristico,polinomio_caracteristico_desejado);

%Transforma os numeros do polinomio caracteristico desejado em numeros
%simbolicos para serem utilizados com a função solve masi a frente
polinomio_caracteristico_desejado=sym(polinomio_caracteristico_desejado);

%Encontra os valores dos ganhos a partir de uma função que transforma todas
%as equações em k em uma unica string de maneira que todas elas sejam
%solucionadas ao mesmo tempo (pois fazem parte de um sistema linear) pela
%função solve
%
k=resolve(k,polinomio_caracteristico_desejado)
vpa(convert2vector(k)')
l=0;
autovalores_alocados = substitui(k,a_feedback)

function k = vvs(n);
%
%k = vvs(n);
%
%A função vvs (Vetor de variaveis simbolicas) cria um vetor de variaveis
%simbólicas to tipo [k1 k2 k3... kn] de dimensao n onde n < 10. Esta função
%eh responsável pela limitação de dimensão da função ganhos.m

syms k real
if n < 10
    for i = 1:(n-1)
        k = [k char([107 49+i])];
    end
    k = k(2:end);
    k = ['k1' k];
else k=[];

```

```
end
```

```
function k=elimina(p,pc)
%
%k=elimina(p,pc)
%
%Função auxiliar utilizada para transformar a expressão simbólica do
%polinômio característico da matriz do sistema em um vetor contendo equações
%com variáveis sendo os coeficientes do polinômio tal que os coeficientes
%sejam os ganhos desejados para o sistema realimentado.
syms x k1 k2 k3 k4 k5 k6 k7 k8 k9 ki real
dim=length(sym2poly(vpa(pc)));
while dim>0
    p_de_zero=subs(p,x,0);
    vector_func(dim)=p_de_zero;
    p=p-p_de_zero;
    p=simple(p/x);
    dim=dim-1;
end
k=vector_func;
k=k';
pc=pc';
```

```
function k=resolve(k,polinomio_caracteristico_desejado)
%
%Função utilizada para formar um array de caracteres com todas as equações
str=[];
for i=1:length(k);
    str = [char('') char(k(i)) '=']
    char(polinomio_caracteristico_desejado(i)) char('') char(',') str];
end
str=str(1:end-1);
k = solve(str);
```

```
function autovalores_alocados = substitui(k,a_feedback);
syms ki real
ganhos=convert2vector(k);
k = vvs(length(ganhos)-1);
k=[k ki];
autovalores_alocados=vpa(eig(subs(a_feedback,k,ganhos)));
```

```

%Este Script obtém os parametros do modelo do motor, através de simulação
%feita com diferentes valores de Kg, que incorre no menor erro de estimação
%de corrente.

%Carrega o arquivo contendo as variáveis e os vetores va(t), ia(t) e vt(t)
%no workspace.
load('C:\Arquivos de
programas\MATLAB704\work\Calvo\IC\ProjetoFinal\PRBS\prbs.mat')

%Definição dos limites inferior e superior a serem investigados para
%determinação do ganho Kg
Kgmin = Kg*0.8;
Kgmax = Kg*1.2;

%Determinação do passo de variação no vetor a ser formado
Passo = Kg*0.001;

%Intervalo a ser investigado
RangeKg=(Kgmin:Passo:Kgmax);

%Tamanho do vetor
n = length(RangeKg);

%Processo iterativo onde para cada iteração(i) é utilizado um ganho Kg do
%intervalo definido em RangeKg. Para cada valor de Kg os valores
%para os parametros do modelo do motor de corrente contínua(Ra, La, J e f)
%são obtidos utilizando-se a funcao parametros.m, sendo que em cada uma das
%iterações é feita uma simulação que retorna os vetores de corrente na
%armadura e de tensão no tacômetro.
for i=1:n

[Ra_vector(i),La_vector(i),J_vector(i),f_vector(i)]=parametros(va,vt,ia,RangeKg(i),Kt,h); %Obtém os parametros do modelo
    Ra=Ra_vector(i);La=La_vector(i);J=J_vector(i);f=f_vector(i);
    sim('observador_malha_aberta')
%Realiza a simulação no Simulink
    vt_tensor(i)=vt_vector;
    ia_tensor(i)=ia_vector;
end

%Transposição dos vetores
Ra_vector=Ra_vector';
La_vector=La_vector';
J_vector=J_vector';
f_vector=f_vector';

%Mudança de variável
vt_vector=vt_tensor;
ia_vector=ia_tensor;

%Apaga variáveis desnecessárias
clear Kgmin Kgmax Intervalo n i Ra La J f ia_tensor vt_tensor tout

%Chamada da função errominimo.m onde se obtém o indice do vetor ia_vector
%fornecido que incorre na simulação de menor erro para a corrente
%observada.
indice = errominimo(ia_vector);

%Atribui a Kg_antigo o Kg inicial
Kg_antigo=Kg;

```

```

%Atribui a Kg o valor de RangeKg(indice) o qual contem o Kg_final
Kg=RangeKg(indice);

%Obtém-se os parametros finais para o modelo do motor cc
La=La_vector(indice);
Ra=Ra_vector(indice);
J=J_vector(indice);
f=f_vector(indice);

%Apaga váriaveis desnecessárias
clear La_vector Ra_vector J_vector f_vector RangeKg indice ans ganhoDC

function [indice] = errominimo(ia_vector)
%[indice] = errominimo(ia_vector)
%
%Através desta rotina se obtém o indice do vetor ia_vector fornecido que
%incorre no indice do menor erro de estimação dos parametros do subsistema
%elétrico do motor DC.

%Inicializa o indice
indice = 1;

%Atribui a n a dimensão do vetor de corrente
n=length(ia_vector);

%Loop para calcular a norma entre a diferença dos vetores contendo os
%sinais de corrente real e observado para cada valor de i no intervalo de 1
%a n
for i=1:n
    ia_erro(i).signals.values=trapz((ia_vector(i).signals.values(:,1)
    -ia_vector(i).signals.values(:,2))^2, ia_vector(i).time);
    temp(i) = ia_erro(i).signals.values;
end

%Obtem o menor valor do erro e seu indice
[tempmin,indice]=min(temp);

```

Apêndice B

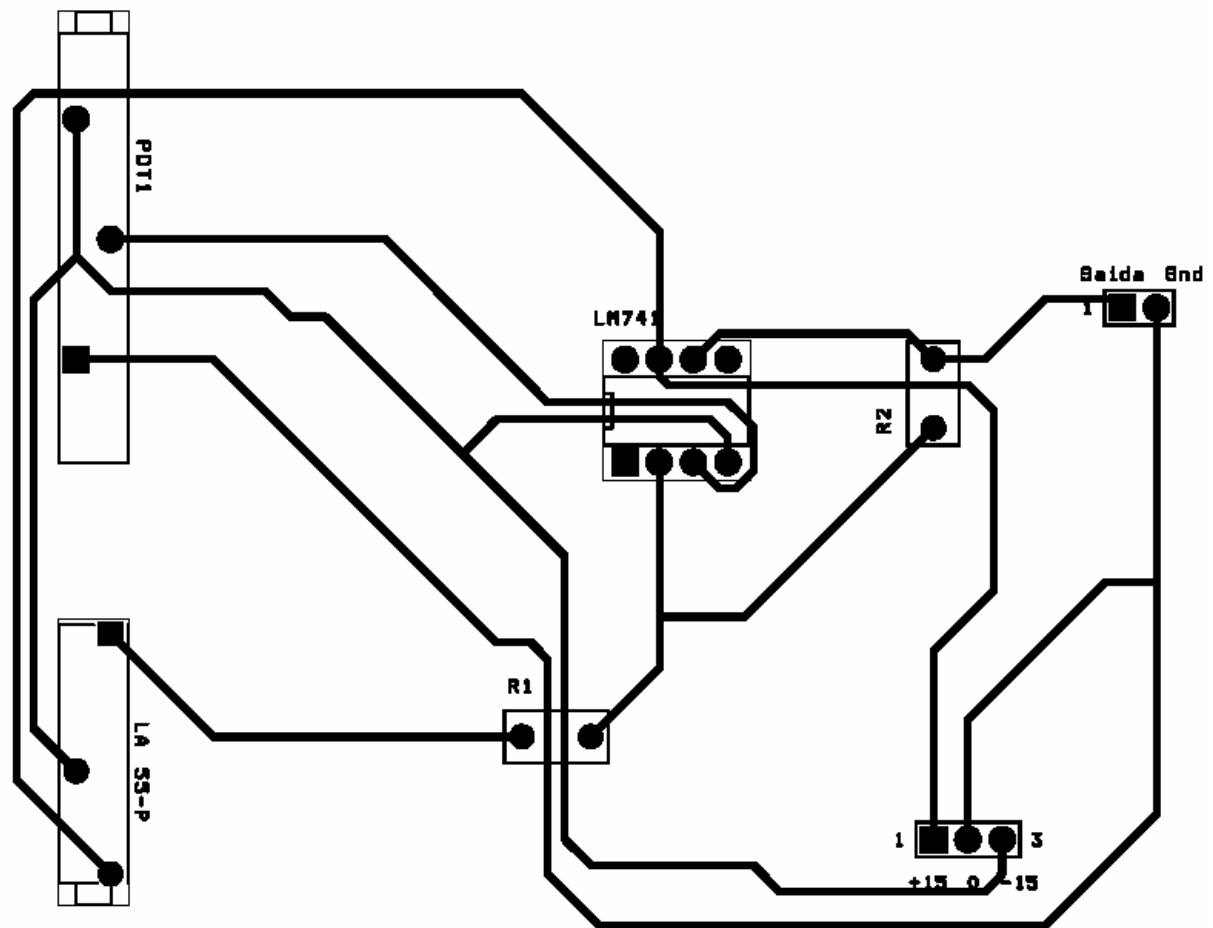


Figura B-1 – PCB da placa de condicionamento de sinal de corrente.