

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

CONTROLADORES ADAPTATIVOS DE VARIÂNCIA
MÍNIMA E DAHLIN: UMA REVISÃO E NOVAS
CONCEPÇÕES DE PROJETO

GERSON LUÍS FONTOURA VAZ

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

FLORIANÓPOLIS-SC
MARÇO/1999

CONTROLADORES ADAPTATIVOS DE VARIÂNCIA MÍNIMA E DAHLIN: UMA REVISÃO E NOVAS CONCEPÇÕES DE PROJETO

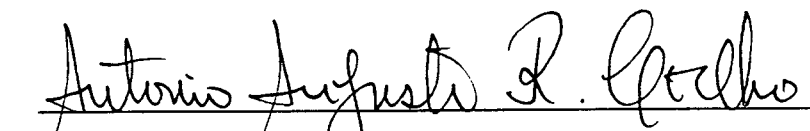
GERSON LUÍS FONTOURA VAZ

"ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ÁREA DE CONCENTRAÇÃO EM
CONTROLE, AUTOMAÇÃO E INFORMÁTICA INDUSTRIAL**

E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO"



PROF. DR. ANTONIO AUGUSTO RODRIGUES COELHO

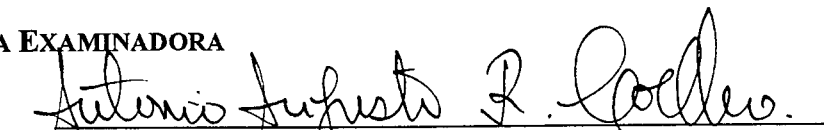
ORIENTADOR



PROF. ILDEMAR CASSANA DECKER, D. SC.

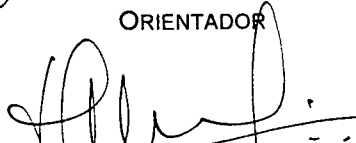
COORDENADOR DO CURSO

BANCA EXAMINADORA



PROF. ANTONIO AUGUSTO RODRIGUES COELHO, DR.

ORIENTADOR



PROF. EDSON ROBERTO DE PIERI, DR.



PROF. JOÃO BOSCO DA MOTA ALVES, DR.

Ao *Seu Chagas*, pelo eterno exemplo de caráter ...

À *Dona Lourdes*, pelo infinito amor de mãe ...

AGRADECIMENTOS

À Adriane e ao Gabriel por sua infindável compreensão e incentivo nos momentos em que minha ausência se fez necessária para a conclusão deste trabalho.

Ao grande amigo Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, por seu contínuo incentivo e compreensão demonstrados ao longo de todo o tempo em que trabalhamos juntos.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC, pela oportunidade de crescimento que me foi concedida.

A todos os meus companheiros, sem distinção, das várias repúblicas pelas quais passei, que de uma forma ou de outra colaboraram para meu crescimento como ser humano.

A todos os amigos que herdei de Santa Maria e aos que fiz aqui, pelos momentos alegres que me proporcionaram e pela valiosa amizade e incentivo nos momentos difíceis.

À Dígito Tecnologia Ltda. pelas oportunidades profissionais oferecidas e pela preocupação demonstrada com meu crescimento profissional.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	1
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	3
2. CONTROLE ADAPTATIVO.....	5
2.1 INTRODUÇÃO	5
2.2 HISTÓRICO.....	6
2.3 CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL	8
2.3.1 <i>Modelo do Processo</i>	9
2.3.2 <i>Estimação de Parâmetros</i>	10
2.3.3 <i>Estratégias de Controle</i>	12
2.4 VARIÂNCIA MÍNIMA.....	13
2.4.1 <i>Descrição</i>	14
2.4.2 <i>Caso Servo</i>	16
2.4.2.1 <i>Estratégia MV Sobre o Sinal $y_r(t)-y(t)$</i>	17
2.4.2.2 <i>Estratégia MV Sobre a Saída $y(t)$</i>	18
2.4.3 <i>Características</i>	20
3. CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA	21
3.1 INTRODUÇÃO	21
3.2 CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA.....	22
3.2.1 <i>Lei de Controle</i>	22
3.2.2 <i>Análise do Sistema em Malha Fechada</i>	25
3.3 CRITÉRIOS DE PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLADOR GMV	26
3.3.1 <i>Ponderação Incremental Sobre o Sinal de Controle</i>	26
3.3.2 <i>Modelo Incremental para o sistema original (CARIMA)</i>	27
3.3.3 <i>Referência Para o Sinal de Controle (Controlador de Favier e Hassani)</i>	30
3.3.4 <i>Ponderação Adaptativa Para a Referência</i>	34
4. CONTROLE DE DAHLIN-VARIÂNCIA MÍNIMA.....	36
4.1 INTRODUÇÃO	36
4.2 CONTROLADOR DMV	37
4.3 CONTROLADOR MDMV	43
4.4 TÉCNICAS ALTERNATIVAS DE PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLADOR DMV.....	46
4.4.1 <i>Q Incremental</i>	46
4.4.2 <i>Critério de Favier e Hassani</i>	46
4.4.3 <i>Equivalências e Extensões do Controlador de Dahlin</i>	49
5. IMPLEMENTAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	50

5.1	INTRODUÇÃO	50
5.2	CARACTERÍSTICAS	50
5.2.1	<i>Processo a Controlar</i>	50
5.2.2	<i>Sinal de Referência</i>	51
5.2.3	<i>Identificação do Processo</i>	52
5.2.4	<i>Critérios de Projeto</i>	53
5.2.5	<i>Índices de Desempenho</i>	54
5.3	EQUACIONAMENTO E SIMULAÇÕES	54
5.3.1	<i>GMV Com Q Incremental</i>	55
5.3.2	<i>GMV Com Modelo CARIMA</i>	59
5.3.3	<i>GMV - Favier e Hassani</i>	63
5.3.4	<i>GMV com Ponderação Adaptativa Para Referência</i>	67
5.3.5	<i>DMV - Al-Chalabi e Khalil</i>	71
5.3.6	<i>MDMV - Vaz e Coelho</i>	75
5.3.7	<i>DMV - Favier e Hassani</i>	79
5.4	ANÁLISE DOS RESULTADOS	83
6.	CONCLUSÕES	85
	ANEXO A -SERVOMOTOR CC CONTROLADO POR ARMADURA	92
	ANEXO B - LISTAGENS DOS SCRIPTS DE SIMULAÇÃO	95

NOMENCLATURA

Nesta seção é apresentada a nomenclatura dos principais símbolos utilizados ao longo do trabalho. Procurou-se adotar a notação encontrada com mais frequência na literatura.

A notação utilizada para polinômios é:

$$A(z^{-1}) = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a}$$

e, para fins de simplificação da notação, a dependência de z^{-1} é omitida sempre que possível. Por exemplo, $A = A(z^{-1})$. A presença do acento circunflexo (por exemplo, $\hat{A}(z^{-1})$) indica uma estimativa da variável indicada. A presença do til (por exemplo, $\tilde{\theta}$) indica o erro em relação à variável original θ . Símbolos em negrito (por exemplo, θ) representam vetores.

A	Polinômio do denominador do modelo discreto de um sistema qualquer
B	Polinômio do numerador do modelo discreto de um sistema qualquer
C	Polinômio do numerador do modelo discreto de um ruído incidindo sobre um sistema qualquer
D_0	Controlador Equivalente em Malha Aberta de uma estrutura de controle qualquer
$E[f(x)]$	Operador Média sobre a função $f(x)$
F e G	Polinômios utilizados na resolução de identidades polinomiais
$\mathbf{H}(t)$	Matriz de Covariância para estimação de parâmetros
J	Função Custo utilizada para expressar critérios de desempenho em termos de otimização

k	Atraso de transporte discreto
$L(t)$	Vetor de atualização dos parâmetros estimados
P, Q e R	Polinômios de Projeto dos controladores GMV
p	Parâmetro de ajuste de Dahlin
t	Índice de tempo para sistemas discretos
T	Período de amostragem
$u(t)$	Sinal de entrada em um sistema discreto
$u_r(t)$	Referência para o sinal de entrada de um sistema discreto
$x(t)$	Vetor de medidas de um sistema, utilizado para estimação de parâmetros
$y(t)$	Saída de um sistema discreto
$y_s(t)$	Saída suplementar para os Controladores DMV e MDMV
$y_t(t)$	Saída total para os controladores DMV e MDMV
$\hat{y}(t)$	Estimativa da saída atual de um sistema discreto
$y_r(t)$	Sinal de referência para um sistema discreto
z	Operador de deslocamento no tempo em sistemas discretos (argumento para Transformada-Z)

SÍMBOLOS GREGOS

$\varepsilon(t)$	Erro atual da estimação de parâmetros, em relação à saída real do sistema
$\phi(t)$	Saída de um Sistema Generalizado, usado no desenvolvimento de controladores GMV
λ	Parâmetro de ajuste de Dahlin
θ	Vetor de parâmetros originais de um sistema, para fins de estimação de parâmetros
$\hat{\theta}$	Vetor de parâmetros estimados no algoritmo de estimação de parâmetros
τ	Atraso de transporte associado a um processo qualquer
$\xi(t)$	Seqüência de ruído branco
Δ	Operador diferença, onde $\Delta=1-z^{-1}$

ABREVIACÕES

CARIMA (ARIMAX)	<i>Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average</i> - modelo de "Média Móvel Auto-Regressivo Integrado Controlado" (ou com entrada eXogena). Modelo matemático para representação discreta de sistemas. Leva em conta incrementos no modelo do ruído incidindo sobre o sistema;
CARMA (ARMAX)	<i>Controlled Auto-Regressive Moving Average</i> - modelo de "Média Móvel Auto-Regressivo Controlado" (ou com entrada eXogena). Modelo matemático para representação discreto de sistemas;
DMV	<i>Dahlin-Minimum Variance</i> - refere-se ao Controlador de Dahlin-Variância Mínima;
GMV	<i>Generalized Minimum Variance</i> - refere-se ao Controlador de Variância Mínima Generalizada;
GPC	<i>Generalized Predictive Controller</i> - refere-se ao Controlador Preditivo Generalizado;
GPP	<i>Generalized Pole Placement</i> - refere-se ao Controlador por Alocação de Pólos Generalizado;
IMC	<i>Internal Model Control</i> - refere-se aos Controladores Por Modelo Interno;
LQG	<i>Linear-Quadratic-Gaussian</i> - refere-se a um conjunto de técnicas de controle desenvolvidas com base na Teoria de Controle timo;
MDMV	<i>Modified Dahlin-Minimum Variance</i> - refere-se ao Controlador de Dahlin-Variância Mínima Modificado;
MIMO	<i>Multi-Input Multi-Output</i> - refere-se a sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas. Também conhecidos como Sistemas Multivariáveis;
MPC	<i>Model Predictive Control</i> - refere-se aos Controladores Preditivos por Modelo;
MQR	Mínimos Quadrados Recursivo - algoritmo de identificação <i>on-line</i> ;
MRAS	<i>Model Reference Adaptive System</i> - refere-se ao Controlador Adaptativo por Modelo de Referência;
MV	<i>Minimum Variance</i> - refere-se ao Controlador de Variância Mínima;
PID	refere-se ao controlador Proporcional-Integral-Derivativo;
RLS	<i>Recursive Least Squares</i> - refere-se ao algoritmo de identificação dos Mínimos Quadrados Recursivo;
STR	<i>Self-Tuning Regulator</i> - refere-se ao Regulador Auto-Ajustável;
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i> - refere-se a sistemas que possuem apenas uma

entrada e apenas uma saída. Também conhecidos como Sistemas Monovariável;

ZOH

Zero-Order Holder - Segurador de Ordem Zero. Dispositivo que amostra e mantém como saída por um determinado tempo o valor instantâneo de um sinal aplicado em sua entrada;

RESUMO

Os controladores adaptativos têm apresentado um significativo desenvolvimento nos aspectos teórico e de aplicações nos últimos anos, sendo empregados em problemas de controle onde as estruturas com ganhos fixos não apresentam bom desempenho. Na Teoria de Controle Adaptativo, destacam-se os Controladores de Variância Mínima, representados pelas estratégias de Variância Mínima, Variância Mínima Generalizada e Dahlin-Variância Mínima.

Na literatura existem diversas aplicações industriais destes controladores, devido a características importantes como robustez frente a variações na dinâmica do processo, restrições no controle, perturbações e, adicionalmente, um bom desempenho no rastreamento de referências.

Neste trabalho, analisa-se as técnicas de controle para garantir erro médio nulo em regime permanente para os controladores de Variância Mínima Generalizada e de Dahlin-Variância Mínima. Apresenta-se o equacionamento básico das estruturas de controle enfatizando as propriedades das estabilidades dinâmica e relativa, bem como as condições a serem atendidas para garantir erro nulo em regime. São desenvolvidas técnicas atuais e apresentados resultados recentes na parametrização dos controladores de forma a atender às restrições de projeto. O comportamento dinâmico destas estruturas, por sua vez, é avaliado através de simulações.

ABSTRACT

Adaptive controllers have shown a significant theoretical and industrial development over the last years, being applied to control problems where fixed gain structures do not show a good performance. In Adaptive Control Theory, Minimum Variance Controllers (Minimum Variance, Generalized Minimum Variance and Dahlin-Minimum Variance) are distinguished strategies.

Literature presents several industrial applications of these controllers, due to important features like robustness to variations in process dynamics, control constraints, perturbations and, additionally, a good performance in setpoint tracking.

In this work, some setpoint tracking parameterization techniques for Generalized Minimum Variance and Dahlin-Minimum Variance Controllers are analyzed. Basic derivation of the control structures are presented, pointing out transient and steady-state stability, as well as constraints to provide setpoint tracking.

New Techniques are developed and recent results on controller parameterization are presented. Dynamic behavior of these structures is evaluated through computer simulations.

1. INTRODUÇÃO

1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

A Teoria de Controle Realimentado possibilita o desenvolvimento de controladores robusto frente a perturbações e variações no processo. De fato, com todo o avanço apresentado pelas estratégias de controle atuais, uma estimativa apresentada por Seborg (1994) mostra que cerca de 90 % das malhas industriais de controle em operação foram projetadas com base em controladores a ganhos fixos (PI, PID, etc.).

Às vezes, entretanto, tais variações são tão significativas que os sistemas de controle lineares a ganhos fixos não apresentam desempenho aceitável, forçando a adoção de estratégias de controle mais elaboradas. Um exemplo clássico destas dificuldades foram as primeiras tentativas de desenvolvimento de estratégias de controle para projeto de pilotos automáticos para mísseis e aeronaves. Tais sistemas apresentam comportamento não-linear e variações nos parâmetros em condições reais de vôo, Seborg (1986).

Os primeiros estudos sobre controladores adaptativos foram inspirados nestas aplicações na década de 50. De lá para cá, a Teoria de Controle Adaptativo apresentou uma grande evolução, incorporando o conhecimento de outras áreas de pesquisa e ao mesmo tempo criando ramificações em suas abordagens. Atualmente a área de Controle Adaptativo é tão extensa que é difícil - senão impossível - encontrar trabalhos fechados sobre o assunto. A tendência notada na literatura hoje é de especialização ao invés de generalização. Seborg (1986) apresenta uma classificação para as diversas técnicas de controle adaptativo, dividindo-as em quatro categorias:

1. Controladores projetados através de Funções-Custo Quadráticas;
2. Métodos de projeto baseados na Teoria de Estabilidade;
3. Técnicas de Alocação de Pólos e Zeros;
4. Outras abordagens.

Na classe 1, estão incluídas estratégias como variância mínima (MV), Variância Mínima Generalizada (GMV), Dahlin-Variância Mínima (DMV) e o Controlador Preditivo Generalizado (GPC). O interesse por controladores de variância mínima teve início em meados dos anos 70, com a publicação do conhecido Regulador Auto-Ajustável (STR) por Åström e Wittenmark (1973).

Atualmente, os controladores de variância mínima apresentam-se como uma classe de controladores amadurecida e com diversas aplicações industriais, por apresentar bom desempenho frente a requisitos como robustez frente a variações na dinâmica do processo e um bom desempenho em seguimento de referências. A questão da robustez é certamente a mais discutida na literatura, uma vez que insensitividade e atenuação de perturbações é um dos objetivos básicos de qualquer estrutura de controle.

Já a questão de seguimento de referências não tem recebido tanta atenção por ser um requisito secundário na parametrização do controlador. Em alguns casos, a estratégia de sintonia do controlador adotada para seguimento de referências é simplesmente a de tentativa e erro. Em outros casos, opta-se por simplesmente incluir um integrador na malha de controle para garantir ganho unitário em regime, sem levar em consideração a na estabilidade relativas do sistema de controle.

Esta deficiência serviu como motivação principal para o desenvolvimento deste trabalho. Os objetivos principais são descrever algumas estratégias de controle de variância mínima, identificar as restrições para garantia de erro nulo em regime e apresentar técnicas de parametrização para atender a estas restrições. Em particular, foram selecionadas duas estratégias de variância mínima: o controlador de Variância Mínima Generalizada e o controlador de Dahlin-Variância Mínima. O primeiro por ser uma estrutura clássica do Controle Adaptativo e o segundo por apresentar alguns problemas relacionados com seguimento de trajetória. Apesar de ter seu equacionamento apresentado no início do trabalho, o controlador de Variância Mínima não é examinado com profundidade devido ao fato de atender a uma classe relativamente simples de problemas de controle, completamente coberta por outros controladores mais avançados. O GPC não foi incluído no trabalho por fazer parte de uma geração de controladores avançados, onde o problema de seguimento de referência é contornado na própria modelagem do sistema, não apresentando maiores desafios na sintonia

de seus parâmetros.

Os objetivos traçados não são pretensiosos a ponto de torná-lo um tratado definitivo sobre o tema. Ao contrário, serve como uma primeira leitura a respeito do assunto, se propõe a levantar alguns problemas e a apresentar algumas soluções de projeto. Por isso, são evitadas deduções puramente formais e sem sentido prático. Ao contrário, o equacionamento apresentado requer conhecimentos de Transformada-Z, Sistemas Amostrados e Sistemas em Tempo Real para interpretação dos principais resultados. Ao leitor interessado em descrições e deduções aprofundadas são indicadas referências adicionais que apresentam informações mais detalhadas. As estruturas de controle abordadas são demonstradas através de simulações em computador. Ao final são incluídos os *scripts* para MATLAB utilizados nas principais simulações, com o objetivo de permitir que os resultados sejam reproduzidos em computador. Tomou-se um cuidado especial em manter a clareza e simplicidade na implementação dos algoritmos de controle para permitir que os *scripts* sirvam de base para a implementação em outras simulações e aplicações práticas.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O capítulo 2 faz uma discussão sobre a expressão “Controle Adaptativo”. São apresentados alguns conceitos ligados à área e destacados aqueles adotados ao longo do trabalho. Apresenta-se também o ciclo evolutivo do Controle Adaptativo desde os primeiros trabalhos na década de 50 até os dias atuais são descritos. Longe de ser uma divulgação histórica completa, são citados apenas os resultados de maior interesse para a evolução da Teoria de Controle Adaptativo e aqueles relacionados com os controladores de variância mínima abordados ao longo do trabalho.

O objetivo do capítulo 3 é avaliar o projeto do controlador de Variância Mínima Generalizada enfatizando o aspecto de eliminação de erro em regime permanente. Primeiramente, é apresentado o desenvolvimento do controlador e analisado seu comportamento em malha fechada. São destacadas as restrições impostas ao controlador para garantir ganho unitário em regime e as técnicas de sintonização dos parâmetros para atender a estas restrições.

O capítulo 4 trata de uma estrutura híbrida de controle conhecida como controlador DMV, analisa suas características e limitações e sugere modificações na estrutura original para contornar suas deficiências ao mesmo tempo em que tenta manter suas características positivas.

No capítulo 5 são apresentadas implementações de todos os controladores descritos nos capítulos anteriores. Evitou-se uma comparação entre os algoritmos de controle abordados, tentando mostrar que uma estratégia é melhor que a outra. Ao invés disso, procurou-se destacar as características positivas de cada estratégia.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas a análise dos resultados obtidos, conclusões e sugestões para futuros trabalhos.

2. CONTROLE ADAPTATIVO

2.1 INTRODUÇÃO

A despeito do volume considerável de trabalhos publicados desde a década de 50 até os dias atuais, não existe hoje um conceito de “Controle Adaptativo” que seja aceito com unanimidade pelos especialistas no assunto. Esta é uma discussão antiga: Åström e Wittenmark (1989) citam um Simpósio realizado no ano de 1961 no qual, após horas de um acirrado debate, chegou-se à seguinte definição: *“Um sistema adaptativo é qualquer sistema físico que tenha sido projetado sob uma ótica adaptativa”*. Embora não se possa dizer que esteja incorreto, tal conceito não acrescenta nada em termos de definição do termo.

Ao longo dos anos, vários autores apresentaram visões próprias a respeito do tema. Najim e Saad (1991) definem sistemas adaptativos da seguinte forma: “Sistemas adaptativos consistem em adaptar os parâmetros do modelo da planta (controlador) para alcançar assintoticamente um objetivo de controle pré-especificado em termos da dinâmica para regulação e/ou servo”.

Åström (1996a) por sua vez, apresenta o seguinte conceito: “Grosseiramente falando, um controlador adaptativo é um controlador que tenta aprender o funcionamento do sistema e de seu ambiente e modifica seu comportamento quando a planta ou as perturbações são alteradas”.

Para os propósitos do trabalho, adotou-se o seguinte conceito: “Controladores Adaptativos constituem-se numa classe de controladores que adaptam seus parâmetros de acordo com as variações do sistema a ser controlado, de forma a atender a algum critério de

desempenho pré-estabelecido”.

Outro conceito que não encontra unanimidade é para a expressão *auto-ajustável*. Quando um sistema é “auto-ajustável” ou “adaptativo”? Wellstead e Zarrop (1991) citam que alguns autores consideram que o mecanismo auto-ajustável foi originalmente concebido como um método de ajuste adaptativo *inicial* dos parâmetros de um controlador. Uma vez alcançados valores que atendam às especificações impostas, tal mecanismo seria desabilitado e os parâmetros não seriam mais alterados. Por outro lado, se este mecanismo nunca fosse desabilitado, os controladores apresentariam um ajuste adaptativo *contínuo* de seus parâmetros.

A diferença entre os dois conceitos é que um controlador adaptativo é visto como sendo um sistema que apresenta ajuste contínuo de parâmetros ao longo do tempo, enquanto que um controlador auto-ajustável é um sistema de ajuste inicial dos parâmetros.

A despeito desta conceituação, adotou-se ao longo do trabalho o uso das expressões “Auto-Ajustável” e “Adaptativo” indistintamente para fazer referência a sistemas que possuem mecanismos de ajuste *contínuo* de seus parâmetros.

O objetivo principal deste capítulo é situar a estratégia de Variância Mínima no contexto de Controle Adaptativo. Assim, na seção 2.2 é apresentada uma revisão histórica do assunto, salientando os principais trabalhos que formaram a linha evolutiva que resultou nos controladores de variância mínima. Na seção 2.3 são apresentados os elementos principais de um sistema de controle adaptativo, nos moldes que são utilizados ao longo do trabalho. Por fim, na seção 2.4 é descrita a estratégia de variância mínima, evidenciando suas vantagens e desvantagens. O objetivo desta seção não é apresentar soluções completas de controle, uma vez que são aplicáveis apenas a uma classe bastante restrita de problemas de controle. A finalidade maior é apresentar uma primeira visão da estratégia, introduzindo conceitos que serão utilizados nos próximos capítulos.

2.2 HISTÓRICO

Åström (1996a) cita que uma das primeiras referências a sistemas de controle ditos adaptativos data do início dos anos 50. Consistia em um controlador PID em que os parâmetros eram ajustados pneumaticamente.

O interesse pelo tema cresceu significativamente na metade dos anos 50, e sua motivação maior foi a utilização de estruturas adaptativas de controle no desenvolvimento de pilotos automáticos para aeronaves de combate e mísseis, Åström (1996b).

Uma vez que a resposta desses sistemas varia significativamente em condições de voo, os controladores clássicos de parâmetros fixos não apresentam um desempenho satisfatório. Por isso, foram realizadas muitas pesquisas com sistemas adaptativos neste período e muitas das estruturas de controle adaptativo que conhecemos atualmente foram concebidas naquela época. Por exemplo o controlador por Modelo de Referência (MRAS) e a primeira versão do Regulador Auto-Ajustável, Kalman (1958). Este período é hoje lembrado na literatura como *The Brave Era*, em uma menção aos procedimentos de projeto adotados na época. Existia um período muito curto entre a concepção de uma idéia e os primeiros testes em condições reais de voo. Não havia muita preocupação nem ferramentas matemáticas adequadas que permitissem uma análise mais criteriosa do sistema projetado. A situação permaneceu neste estado por alguns anos, até que o interesse começou a desaparecer devido à falta de *hardware* adequado, de uma fundamentação teórica consistente e em parte devido a um acidente ocorrido em um teste de voo, Åström e Wittenmark (1989).

Os anos 60 trouxeram vários avanços na Teoria de Controle. Novas teorias como a de espaço de estados e a de estabilidade, aliadas ao desenvolvimento dos primeiros computadores digitais, ajudaram a reacender o interesse pelo Controle Adaptativo. Ainda neste período foram feitos vários avanços na área de estimação e identificação de sistemas, Åström e Wittenmark (1989), Åström (1996b).

A década de 70 presenciou uma evolução impressionante na história do Controle Adaptativo, impulsionada entre outras coisas, pelo advento dos microprocessadores no início da década. Åström (1970) e Peterka (1970) apresentam em linhas gerais o que viria a ser o algoritmo de Variância Mínima (MV), e Åström e Wittenmark (1973) apresentam um algoritmo MV mais detalhado. Este trabalho representa um marco na evolução do controle adaptativo devido a dois teoremas que relacionam a convergência do algoritmo de estimação com a estabilidade do sistema em malha fechada. Seguindo a mesma filosofia, Clarke e Gawthrop (1975) e (1979) apresentam o Controlador de Variância Mínima Generalizada (GMV). Estes trabalhos formaram uma linha evolutiva de Controladores de Variância Mínima e serviram como base para o desenvolvimento do Controlador Preditivo Generalizado (GPC), de Clarke *et al.* (1987a e b), que possui atualmente uma ampla gama de aplicações industriais, Qin (1996).

É importante salientar também os trabalhos relacionando estes algoritmos com a filosofia de Alocação de Pólos. Wellstead *et al.* (1979) apresentam um procedimento de parametrização do regulador MV através de alocação de pólos. Um Controlador GMV que incorpora alocação de pólos é apresentado por Allidina e Hughes (1980). Lelic e Zarrop

(1987) e Lelic e Wellstead (1987) apresentam o Método de Alocação de Pólos Generalizado (GPP), que é incorpora alocação de pólos a um algoritmo bastante semelhante ao GPC.

Este breve histórico apresenta a evolução dos controladores adaptativos ao longo das últimas quatro décadas. À medida que os mesmos vinham sendo aprimorados, novos recursos eram incorporados para permitir maior flexibilidade e atender a classes mais amplas de problemas de controle. Apesar desta evolução, os controladores adaptativos têm mantido ao longo dos anos uma estrutura básica herdada dos primeiros trabalhos na área. Assim, antes de se abordar as estratégias de controle propriamente ditas, é importante apresentar alguns comentários sobre os componentes de um controlador adaptativo típico, Qin (1996).

2.3 CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

A estrutura mais comum para projeto de controladores adaptativos consiste em estimar os parâmetros do modelo *on-line* e ajustar os parâmetros do controlador conforme as estimativas mais atuais, Seborg *et al.* (1986). A figura 2.1 mostra um diagrama de blocos bastante genérico que ilustra os elementos componentes da estrutura de controle.

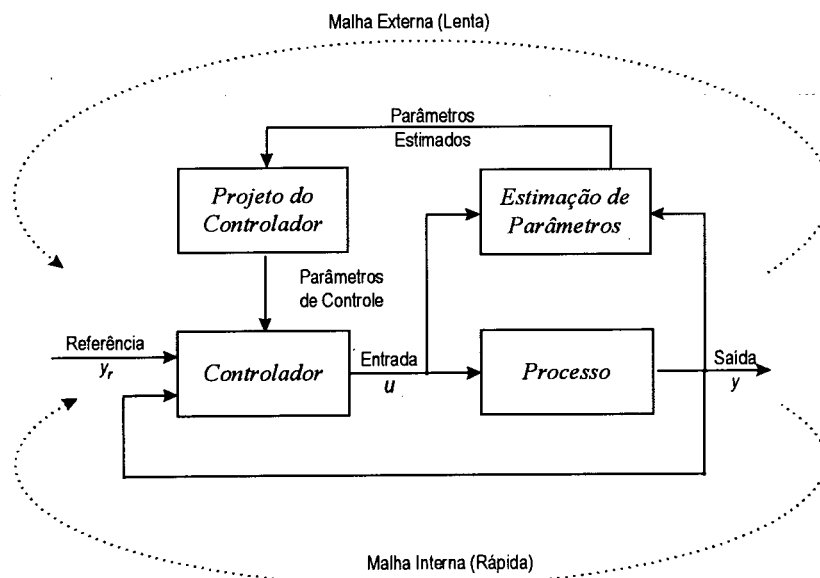


Figura 2.1 — Diagrama de blocos do controlador auto-ajustável

O sistema possui duas malhas distintas, Clarke (1996): a malha interna (mais rápida) é composta do processo e de um controlador qualquer; a malha externa (mais lenta) é composta por um bloco de estimação de parâmetros e de um estágio de projeto do controlador. A cada instante de amostragem, os parâmetros do modelo são atualizados recursivamente através das

informações de entrada e saída do processo e os parâmetros do controlador são então alterados.

A propriedade de tratar os parâmetros do modelo estimado como se fossem os parâmetros do processo real, desprezando incertezas na modelagem e estimação, é conhecido como *Certainty-Equivalence Principle*.

A estrutura da figura 2.1 é extremamente genérica e permite um grande variedade de modelos do processo, de algoritmos de identificação, de critérios de sintonia do controlador e até da própria estrutura do controlador. A seguir são apresentados alguns comentários sobre as características dos controladores abordados ao longo do trabalho.

2.3.1 Modelo do Processo

A representação mais comum do processo é a Equação a Diferenças Linear, descrita por:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_n y(t-n) = b_0 u(t-k) + \dots + b_m u(t-k-m) + \eta(t) \quad (2.1)$$

onde $y(t)$ é a saída discreta e $u(t)$ é a entrada discreta do processo. Utilizando a notação da Transformada-Z, a equação 2.1 pode ser reescrita como:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k} B(z^{-1})u(t) + \eta(t) \quad (2.2)$$

onde:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m} \end{aligned}$$

Na equação 2.2, k é o atraso de transporte associado ao sistema e assume o valor mínimo de 1, devido à presença do segurador de ordem zero (ZOH); $\eta(t)$ representa uma perturbação externa incidindo sobre o processo.

A equação 2.2 é bastante genérica e existem na literatura várias estruturas derivadas da mesma. As mais conhecidas são os modelos CARMA (ARMAX) e CARIMA (ARIMAX). Ambas estruturas apresentam uma modelagem estatística da perturbação. O modelo CARMA é dado por:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k} B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (2.3)$$

onde $C(z^{-1})$ é um polinômio estável ponderando uma seqüência não-correlacionada $\xi(t)$ com média zero. O modelo CARIMA é representado por:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + \frac{C(z^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (2.4)$$

onde $\Delta=1-z^{-1}$ é operador diferença discreto. Este modelo apresenta a vantagem de forçar a inclusão de integradores na estrutura dos controladores, Lambert (1987).

2.3.2 Estimação de Parâmetros

O objetivo da estimação de parâmetros é identificar os parâmetros do modelo adotado, baseado nas informações disponíveis em cada período de amostragem. Os parâmetros do modelo então substituem os parâmetros reais do sistema original no cálculo da Lei de Controle.

Os algoritmos de Mínimos Quadrados Recursivo (RLS) e Mínimos Quadrados Recursivo Estendido (ERLS) são os mais utilizados no bloco de identificação, embora algoritmos como Variável Instrumental e *Maximum Likelihood* tenham também recebido alguma atenção, Wellstead e Zarrop (1991).

Existem basicamente duas abordagens para a estimação de parâmetros: a *Abordagem Direta* ou Implícita e a *Abordagem Indireta* ou Explícita.

Na abordagem direta, os coeficientes do próprio controlador são estimados e logo após utilizados diretamente no cálculo da Lei de Controle. Na abordagem indireta, os coeficientes dos polinômios A , B e C do modelo do sistema original são estimados e empregados no cálculo da Lei de Controle.

Embora ambas abordagens possam ser utilizadas nos controladores apresentados ao longo do trabalho, está fora do escopo deste trabalho um estudo comparativo entre elas. Por isso, será utilizada apenas a abordagem indireta.

A dinâmica de funcionamento do Método dos Mínimos Quadrados pode ser visualizada através do diagrama da figura 2.2.

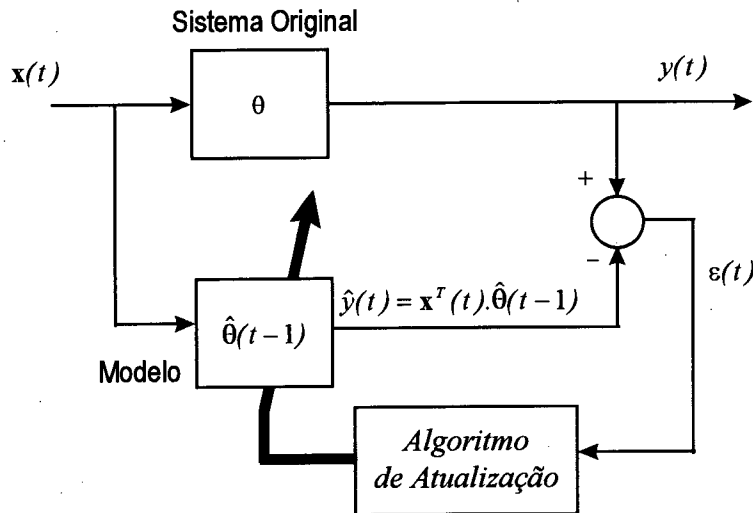


Figura 2.2 — Estrutura Para Estimação *On-Line* de Parâmetros

A cada instante de amostragem novas informações de entrada e saída são incorporadas ao sistema. O modelo $\hat{\theta}(t-1)$, determinado com base nas informações obtidas até o instante $t-1$, é usado para obter uma estimativa $\hat{y}(t)$ da saída atual do sistema. Este valor é comparado com a saída real $y(t)$ do sistema, gerando um erro $\varepsilon(t)$. O erro então é utilizado no Algoritmo de Atualização para corrigir o modelo.

O Algoritmo dos Mínimos Quadrados Recursivo pode ser resumido como segue¹.

No instante $t+1$:

(i) Montar o vetor de medidas $\mathbf{x}(t+1)$, incorporando as novas informações de entrada e saída do sistema;

(ii) Calcular o Erro de Estimação $\varepsilon(t)$:

$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \mathbf{x}^T(t+1)\hat{\theta}(t)$$

(iii) Calcular o Vetor de Atualização $\mathbf{L}(t+1)$:

$$\mathbf{L}(t+1) = \frac{\mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t+1)}{1 + \mathbf{x}^T(t+1)\mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t+1)}$$

(iv) Atualizar o Vetor de Parâmetros de forma a obter $\hat{\theta}(t+1)$:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \mathbf{L}(t+1)\varepsilon(t+1)$$

(v) Atualizar a Matriz de Covariância \mathbf{H} :

$$\mathbf{H}(t+1) = \mathbf{H}(t) - \mathbf{L}(t+1)[\mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t+1)]^T$$

¹ O desenvolvimento detalhado deste algoritmo pode ser encontrado em Wellstead e Zarrop (1991).

(vi) Esperar o próximo instante de amostragem e retornar para (i).

A preferência pelo algoritmo RLS é justificada pelas vantagens que o mesmo apresenta. Dentre elas pode-se citar a taxa de convergência relativamente alta e facilidade de implementação, Lambert (1987).

O algoritmo RLS pode apresentar alguns problemas em determinadas situações. Dentre eles os principais são instabilidade numérica e perda de adaptatividade. Entretanto, existem na literatura diversas modificações no equacionamento básico para contornar estes problemas. Algumas boas referências a respeito do assunto são: Wellstead e Zarrop (1991), Malik *et al.* (1991), Sripada e Fisher (1987), Seborg *et al.* (1986) e Shah e Cluett (1991).

2.3.3 Estratégias de Controle

Seborg (1994) apresenta uma classificação para as diversas estratégias de controle de processos, baseada em sua utilização na indústria. A mesma é dividida em cinco categorias, reproduzidas na tabela 2.1.

Categoria I	Estratégias Convencionais <ul style="list-style-type: none"> • Controle Manual • Controle PID • Controle em Cascata • Controle Realimentado
Categoria II	Controle Avançado: Técnicas Clássicas <ul style="list-style-type: none"> • <i>Gain Scheduling</i> • Compensação de <i>Time Delay</i> • Controle Desacoplado • Controladores Seletivos
Categoria III	Controle Avançado: Técnicas Largamente Utilizadas <ul style="list-style-type: none"> • Controle Preditivo Por Modelo (MPC) • Controle Estatístico de Qualidade • Controle Por Modelo Interno (IMC) • Controle Adaptativo
Categoria IV	Controle Avançado: Técnicas com Algumas Aplicações Industriais <ul style="list-style-type: none"> • Controle Ótimo (LQG) • Sistemas Especialistas • Controle Não-Linear • Controladores Neurais • Controladores <i>Fuzzy</i>
Categoria V	Controle Avançado: Novas Técnicas Propostas

Tabela 2.1–Classificação das Estratégias de Controle de Acordo Com Sua Utilização na Indústria

A tabela 2.1 enquadra o Controle Adaptativo na Categoria III, dos controladores largamente utilizados na indústria. Esta posição de destaque é resultado da boa fundamentação teórica utilizada nos controladores adaptativos. Outro fator que influencia a

sua utilização é a diversidade de estratégias desenvolvidas ou modificadas para enquadrá-las na ótica adaptativa. As estratégias de projeto de controladores adaptativos mais encontradas na literatura são a Minimização de Funções Quadráticas, a Alocação dos Pólos do sistema em malha fechada e os métodos baseados na Teoria de Estabilidade. Embora menos comuns, é possível encontrar trabalhos com estruturas do tipo *Dead-Beat*, Isermann (1981) e PID, Wittenmark (1979), Gawthrop (1982).

A ênfase deste trabalho está na abordagem de Minimização de Funções Quadráticas. Mais especificamente a estrutura GMV e algumas de suas variações, bem como o algoritmo de Dahlin-Variância Mínima (DMV), Al-Chalabi e Khalil (1994), Vaz e Coelho (1996a e b). Ambas estruturas derivam da estratégia de Variância Mínima. Por isso, na seção 2.4 são apresentados o desenvolvimento e algumas características do controlador MV. Os tópicos abordados servirão de base para os próximos capítulos.

2.4 VARIÂNCIA MÍNIMA

O objetivo da estratégia de variância mínima, em sua formulação básica, é regular a saída de um sistema estocástico para uma referência constante (zero), minimizando-se a variância da mesma. Esta formulação pode ser expressa em termos de otimização como uma Função-Custo do tipo:

$$J = E[y^2(t+k)] \quad (2.5)$$

onde $E[\cdot]$ representa a média do sinal. A cada instante de amostragem t , deve-se determinar um sinal de controle que minimize esta função, onde k é o atraso de transporte do sistema. A inclusão de k é uma consideração razoável, uma vez que qualquer sinal de controle $u(t)$ apenas afetará a saída $y(s)$ do sistema para $s \geq t+k$. Três suposições principais são respeitadas no desenvolvimento do controlador:

- i.* O polinômio B deve possuir todos os zeros dentro do círculo unitário. (Sistemas de fase mínima);
- ii.* O atraso de transporte deve ser conhecido;
- iii.* A ordem do sistema deve ser conhecida ou, pelo menos, deve ser estabelecido um limite para a mesma;

Com relação à suposição *i*, mesmo que o sistema seja de fase não-mínima, a utilização da estratégia aqui descrita ainda conduz a um desempenho de variância mínima. Entretanto, a

dinâmica do sistema em malha fechada será tão sensível que a menor variação nos parâmetros resultará em um comportamento instável no sistema. Estas observações indicam que a Estratégia de Variância Mínima não é uma técnica robusta.

Atualmente existem na literatura várias estratégias que compartilham a mesma filosofia e atenuam o problema de robustez. O preço a ser pago é, em algumas estratégias, um comportamento sub-ótimo do sistema em malha fechada, Peterka (1972). Em outros casos, a robustez é alcançada às custas de aumento na complexidade do algoritmo, como no caso dos controladores GMV.

2.4.1 Descrição

Considere o sistema descrito pelo modelo CARMA

$$Ay(t) = z^{-k} Bu(t) + C\xi(t) \quad (2.6)$$

onde $u(t)$ é a variável de controle, $y(t)$ é a saída do sistema e $\xi(t)$ representa um ruído branco incidindo sobre o sistema. A , B e C são os polinômios característicos do processo.

Para obter-se a equação do modelo no instante $t+k$, multiplica-se ambos os lados da equação 2.6 por z^k e obtém-se:

$$y(t+k) = \frac{B}{A} u(t) + \frac{C}{A} \xi(t+k) \quad (2.7)$$

Seja a identidade polinomial definida por:

$$C = AF + z^{-k} G \quad (2.8)$$

onde:

$$\begin{aligned} F &= 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{k-1} z^{-(k-1)} \\ G &= g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{n_g} z^{-n_g} \\ n_g &= \max(n_a - 1, n_c - k) \end{aligned} \quad (2.9)$$

de tal forma que F representa os primeiros k termos da expansão de C/A .

Substituindo-se a Identidade 2.8 na equação do sistema 2.7 obtém-se:

$$y(t+k) = \frac{B}{A} u(t) + \frac{G}{A} \xi(t) + F\xi(t+k) \quad (2.10)$$

Observa-se que no instante t , o segundo termo do lado direito da equação 2.10 envolve os termos $\xi(t)$, $\xi(t-1)$, etc. Estes termos podem ser obtidos isolando-se $\xi(t)$ na equação 2.6:

$$\xi(t) = \frac{A}{C}y(t) - z^{-k} \frac{B}{C}u(t) \quad (2.11)$$

Substituindo a equação 2.11 na equação 2.10 obtém-se:

$$y(t+k) = \left[\frac{BF}{C}u(t) + \frac{G}{C}y(t) \right] + F\xi(t+k) \quad (2.12)$$

Chega-se assim a uma expressão para $y(t+k)$ formada por dois termos: a primeira parcela, composta por informações até e incluindo o instante t , e a segunda parcela, formada por informações futuras, não disponíveis neste instante. Por isso, pode-se assumir a expressão:

$$\hat{y}(t+k|t) = \left[\frac{BF}{C}u(t) + \frac{G}{C}y(t) \right] \quad (2.13)$$

como sendo a melhor previsão de $y(t+k)$ baseada nos dados disponíveis no instante t .

Substituindo a equação 2.13 na equação 2.12, tem-se:

$$y(t+k) = \hat{y}(t+k|t) + F\xi(t+k) \quad (2.14)$$

Este resultado pode agora ser incluído na Função-Custo dada pela equação 2.5.

$$\begin{aligned} J &= E[y^2(t+k)] = E[\hat{y}(t+k|t) + F\xi(t+k)]^2 \\ J &= E[\hat{y}(t+k|t)]^2 + (1 + f_1^2 + \dots + f_{k-1}^2)\sigma_e^2 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Na equação 2.15 observa-se que a Função-Custo é minimizada igualando-se a predição da saída a zero. Logo,

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+k|t) &= 0 \\ BFu(t) + Gy(t) &= 0 \\ u(t) &= \frac{-G}{BF}y(t) \end{aligned} \quad (2.16)$$

A equação 2.16 mostra claramente que o controlador resultante incorpora o

cancelamento dos zeros do sistema em malha aberta. Se os mesmos estiverem fora do círculo unitário, qualquer variação paramétrica conduzirá a um comportamento instável do sistema em malha fechada.

Por fim, tem-se que a saída do sistema é dada por:

$$y(t) = F\xi(t) \tag{2.17}$$

e a Variância Mínima da saída do sistema é:

$$J_{min} = (1 + f_1^2 + \dots + f_{k-1}^2) \sigma_e^2 \tag{2.18}$$

A estratégia de Variância Mínima pode ser implementada conforme a figura 2.3.

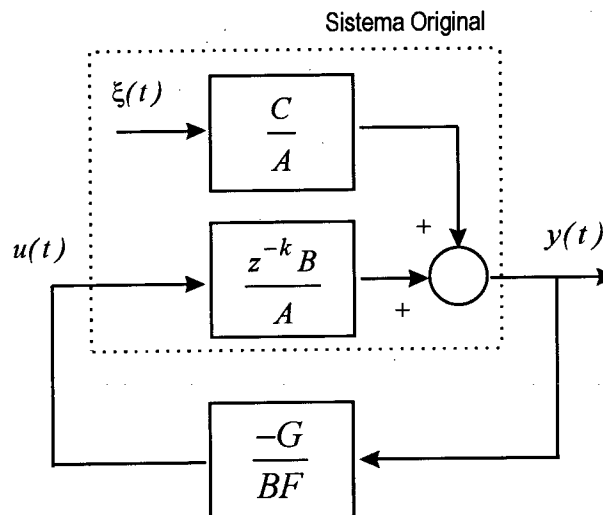


Figura 2.3 — Regulador de Variância Mínima

2.4.2 Caso Servo

O desenvolvimento apresentado na seção anterior foi originalmente projetado para regulação de processos. Nesta seção são abordadas duas modificações que permitem incluir uma referência ao sinal de saída do sistema. A primeira consiste em aplicar a estratégia MV sobre o sinal $y_r(t) - y(t)$, Wellstead e Zarrop(1991), Santos (1998). Na segunda, a estratégia MV é aplicada sobre o sinal de saída $y(t)$. Infelizmente, nenhuma destas modificações garante erro médio nulo em regime permanente ao sistema em malha fechada. Desta forma, a finalidade de sua apresentação nesta seção é servir de material introdutório aos próximos capítulos.

2.4.2.1 Estratégia MV Sobre o Sinal $y_r(t)-y(t)$

Para incluir o sinal de referência $y_r(t)$ é necessário que a Função-Custo seja modificada conforme a equação 2.19:

$$J = E\left[\left(y_r(t) - y(t+k)\right)^2\right] \quad (2.19)$$

onde $E[.]$ representa a média do sinal, $y_r(t)$ é o sinal de referência e $y(t+k)$ é a saída do processo k instantes de amostragem à frente, onde k é o atraso de transporte associado ao processo. O modelo de processo utilizado é o CARMA:

$$Ay(t) = z^{-k} Bu(t) + C\xi(t) \quad (2.20)$$

O equacionamento desenvolvido para esta Função-Custo é similar ao apresentado na seção 2.4.1. Assim, a Lei de Controle resultante é:

$$u(t) = \frac{G}{BF} [y_r(t) - y(t)] \quad (2.21)$$

onde G e F são obtidos através da solução da seguinte identidade polinomial:

$$C = AF + z^{-k}G \quad (2.22)$$

com $n_f = k-1$ e $n_g = \max(n_a-1, n_c-k)$.

O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é mostrado na figura 2.4 e a equação do sistema em malha fechada é dada por:

$$y(t) = y_r(t) - \frac{FA}{C} y_r(t) + F\xi(t) \quad (2.23)$$

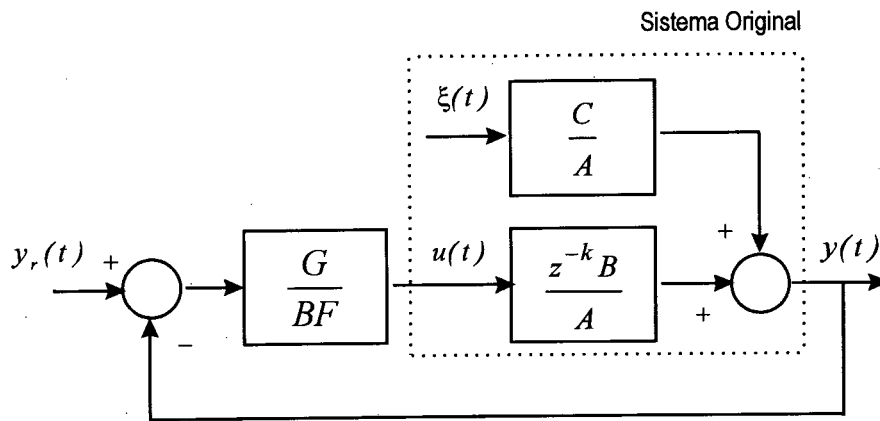


Figura 2.4 — Controlador de Variância Mínima-Versão 1

A equação 2.21 mostra que esta versão do controlador também possui a característica de cancelamento de zeros de malha aberta do sistema, indicando que o sistema apresenta dificuldades com processos de fase não-mínima. A equação 2.23 mostra que a saída do sistema converge para a referência apenas em alguns casos particulares onde:

$$\left. \frac{FA}{C} \right|_{z=1} = 0$$

Como os termos desta condição dependem dos parâmetros estimados do sistema não existe uma forma explícita de ajuste do controlador para garantir erro médio nulo em regime permanente para esta configuração MV.

Uma forma de contornar este problema é incluir um integrador na malha direta do diagrama da figura 2.4. Wellstead e Zarrop (1991) apresentam uma discussão das vantagens e desvantagens desta modificação.

2.4.2.2 Estratégia MV Sobre a Saída $y(t)$

A Função-Custo a ser utilizada é a mesma da seção 2.4.2.1, dada pela equação 2.19. O equacionamento em linhas gerais também é o mesmo. A Lei de Controle é modificada conforme a equação 2.24.

$$u(t) = y_r(t) - \frac{G}{BF} y(t) \tag{2.24}$$

onde G e F são obtidos através da solução da identidade polinomial 2.22.

O Diagrama de Blocos do sistema é apresentado na figura 2.5.

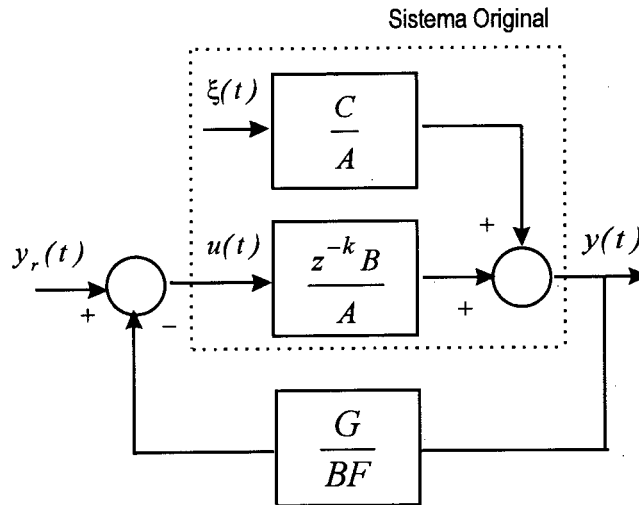


Figura 2.5 — Controlador de Variância Mínima-Versão 2

A equação do sistema em malha fechada é dada por:

$$y(t) = z^{-k} \frac{BF}{C} y_r(t) + F\xi(t) \quad (2.25)$$

Esta versão do controlador MV sofre do mesmo problema com sistemas de fase não-mínima que os anteriores, devido ao cancelamento dos zeros em malha aberta na equação 2.24. Por outro lado, a equação 2.25 mostra que a saída do sistema em malha fechada apresenta erro médio nulo em regime permanente apenas se a seguinte condição for verdadeira:

$$\left. \frac{BF}{C} \right|_{z=1} = 1$$

evidenciando que esta versão do controlador MV também converge para a referência apenas em processos com características bastante particulares, uma vez que todos os termos envolvidos dependem do processo a ser controlado. Não há presença de nenhum parâmetro de projeto que permita ajustar o comportamento do controlador.

Devido a estas limitações, um controlador deste tipo não apresenta muita aplicabilidade de forma isolada. No capítulo 4 é apresentada uma técnica que combina o controlador MV com outras estratégias, resultando em um controlador mais robusto frente a estes problemas.

2.4.3 Características

Em geral, a Estratégia de MV apresenta as seguintes características:

- *Requer o conhecimento do atraso de transporte.* A utilização de um atraso de transporte incorreto afeta o equacionamento do preditor utilizado. Isto altera a posição dos pólos do sistema em malha fechada, podendo fazer com que o sistema apresente comportamento instável;
- *O desempenho final do sistema é influenciado pelo atraso de transporte.* Quanto maior o atraso de transporte, maior tende a ser a variância mínima apresentada pelo sistema em malha fechada;
- *O desempenho final do sistema é influenciado pela posição dos pólos em malha aberta.* Comparando-se sistemas instáveis em malha aberta, a variância mínima alcançada pelo sistema tende a ser maior do que para sistemas estáveis;
- *O desempenho final do sistema é influenciado pelas raízes do polinômio C .* Se alguma delas estiver fora do círculo unitário, o sistema em malha fechada apresentará um comportamento instável;
- *A Estratégia MV não trata sistemas de fase não-mínima.* Devido ao fato de incluir o cancelamento dos zeros do sistema em malha aberta, a Estratégia MV torna-se extremamente sensível nestes casos;
- *A ausência de parâmetros de projeto não permite ao projetista garantir erro nulo em regime permanente.* Para contornar este problema, é necessário a inclusão de outros recursos na estrutura básica;
- *A estratégia MV não penaliza ações excessivas de controle.* Não existe parâmetros de projeto que possam ser usados para garantir ponderação do sinal de controle.

3. CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA

3.1 INTRODUÇÃO

No capítulo 2 são feitas algumas considerações a respeito dos controladores MV, que são obtidos através da Minimização de Funções Custo Quadráticas. A idéia básica destes controladores é prever as saídas futuras do sistema original a ser controlado através de um modelo matemático e utilizar estas informações no cálculo da ação atual de controle. O cálculo é feito de forma a minimizar uma Função-Custo determinada a partir de critérios de desempenho que determinam quais fatores devem ser levados em consideração para obtenção da Lei de Controle.

A estratégia de Variância Mínima, apesar de ser vantajosa pela sua simplicidade, apresenta algumas desvantagens. A principal delas é o fato de tratar apenas sistemas de fase mínima. Entretanto, a despeito de sua concepção já contar com mais de duas décadas, esta estratégia é ainda bastante respeitada nos dias de hoje pelo importante papel que desempenhou como base para o desenvolvimento de outras estratégias de controle que hoje são muito utilizadas na indústria, como o Controlador GMV, Clarke e Gawthrop (1975) e o Controlador GPC, Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a e b). Em última análise, estes controladores nada mais são do que generalizações da estratégia de Variância Mínima fundamentadas em um desenvolvimento teórico bastante consistente.

Este capítulo apresenta o estudo do controlador GMV, visando identificar e contornar suas deficiências, no que diz respeito à garantia de erro médio nulo em regime permanente. Inicialmente, é apresentado na Seção 3.2 o equacionamento básico do Controlador GMV. No

final da seção é apresentada a análise do comportamento em malha fechada e algumas observações gerais sobre o sistema, os parâmetros de projeto do controlador e ainda as restrições a serem atendidas para eliminar o erro em regime permanente. Na seção 3.3 são apresentadas diversas técnicas de parametrização e modificações no algoritmo básico do controlador, visando atender a estas restrições.

3.2 CONTROLADOR DE VARIÂNCIA MÍNIMA GENERALIZADA

3.2.1 Lei de Controle

A literatura apresenta diversas formas de se obter o equacionamento do controlador GMV. No trabalho original de Clarke e Gawthrop (1975), a Lei de Controle foi obtida através da minimização da própria Função-Custo associada ao controlador. Em Clarke e Gawthrop (1977) foi introduzido o conceito de *Sistemas Generalizados*.

O objetivo deste conceito é incluir no desenvolvimento do controlador alguns parâmetros de projeto que permitam atender às diversas especificações de projeto, conferindo maior flexibilidade à estrutura de controle. Adicionalmente, a utilização de tal conceito torna mais acessível a dedução da Lei de Controle.

Os Sistemas Generalizados são especificados pelo projetista e variam de acordo com os parâmetros a serem incluídos no cálculo do controlador, com o modelo do sistema original a ser adotado e com a própria estrutura da Função-Custo a ser minimizada.

Para o GMV, o Sistema Generalizado é dado por:

$$\phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})y_r(t) \quad (3.1)$$

onde $y(t+k)$ é a saída do sistema original k instantes de amostragem a frente, k é o atraso de transporte do sistema, $u(t)$ é o sinal de controle e $y_r(t)$ é a referência para a saída do sistema original no instante t . P , Q e R são polinômios de ponderação sobre os respectivos sinais e servem como parâmetros de projeto do GMV.

A estrutura do Sistema Generalizado para o Controlador GMV no instante t é mostrada na figura 3.1.

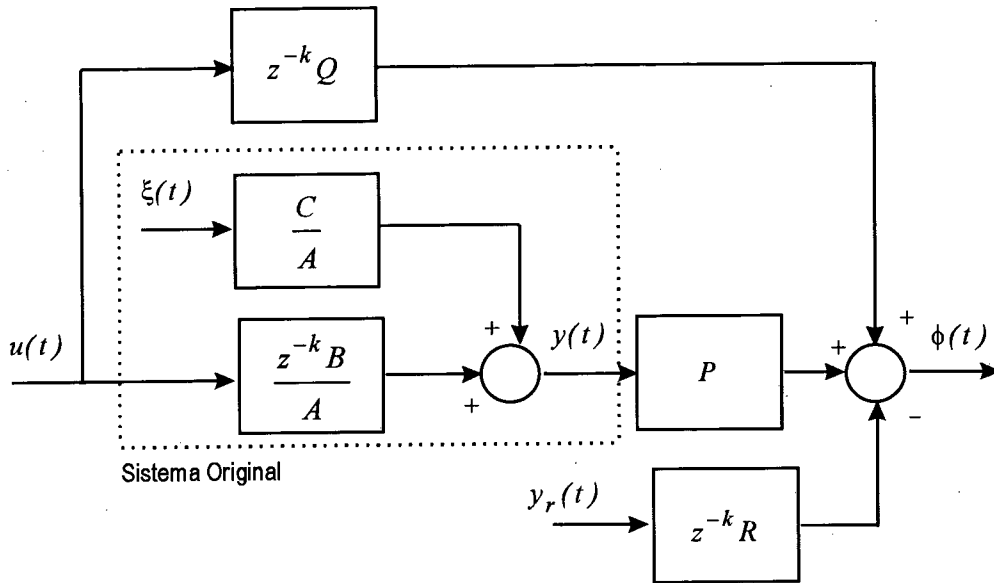


Figura 3.1 — Estrutura do Sistema Generalizado Para o Controlador GMV

O projeto do controlador consiste em minimizar a variância da saída do Sistema Generalizado, conforme a Função-Custo da equação 3.2:

$$J = E[\phi^2(t+k)] \quad (3.2)$$

onde $E[.]$ representa a média do sinal.

O sistema original é descrito pelo modelo CARMA:

$$Ay(t) = z^{-k}Bu(t) + C\xi(t)$$

multiplicando-se esta expressão por z^k e isolando-se a saída do sistema, tem-se:

$$y(t+k) = \frac{B}{A}u(t) + \frac{C}{A}\xi(t+k)$$

Substituindo esta expressão na equação 3.1, obtém-se:

$$\phi(t+k) = \frac{PB + AQ}{A}u(t) + \frac{PC}{A}\xi(t+k) - Ry_r(t) \quad (3.3)$$

De forma similar ao projeto do Controlador MV, para o GMV a equação de $\phi(t+k)$ também é dividida em duas partes: uma composta pelas informações disponíveis no instante t

e outra composta por informações futuras. Para isto, é utilizada a seguinte identidade polinomial:

$$PC = FA + z^{-k}G \quad (3.4)$$

onde

$$\begin{aligned} F &= 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{k-1} z^{-(k-1)} \\ G &= g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{n_g} z^{-n_g} \\ n_g &= \max(n_a - 1; n_p + n_c - k) \end{aligned}$$

Multiplicando-se a equação do sistema original por F e substituindo-se FA da equação 3.4 tem-se:

$$PCy(t+k) = BFu(t) + CF\xi(t+k) + Gy(t) \quad (3.5)$$

Adicionando-se $QCu(t) - CRy_r(t)$ a ambos os lados do resultado acima tem-se:

$$\phi(t+k) = \frac{1}{C} [(BF + CQ)u(t) + Gy(t) - CRy_r(t)] + F\xi(t+k) \quad (3.6)$$

Salienta-se que o termo entre colchetes da equação 3.6 é composto por informações conhecidas no instante t , enquanto que o termo $F\xi(t+k)$ é composto por informações futuras indisponíveis no instante t e não correlacionadas com nenhum outro termo da expressão.

Assim, a Função Custo 3.2 é minimizada igualando-se a primeira parcela da equação 3.6 a zero. A Lei de Controle GMV é então dada por:

$$u(t) = \frac{CRy_r(t) - Gy(t)}{BF + CQ} \quad (3.7)$$

A equação 3.7 mostra que o sinal de controle é função das entradas e saídas anteriores do sistema original e também da referência a ser seguida pelo mesmo. Adicionalmente, percebe-se que os parâmetros do sistema original aparecem direta e indiretamente envolvidos nesta expressão. Até o presente momento, estes parâmetros foram considerados conhecidos. Entretanto, na maioria das situações práticas, os mesmos são desconhecidos e variantes no tempo. Por isso, o algoritmo de controle deve incorporar algum sistema de identificação de

processos que atualize, a cada período de amostragem, os parâmetros do modelo do sistema original. Devido ao fato de que o algoritmo GMV utiliza o modelo CARMA para representar o processo a ser controlado, é possível utilizar-se o algoritmo dos Mínimos Quadrados para a identificação dos parâmetros do processo. O equacionamento utilizado ao longo do trabalho segue o algoritmo descrito na seção 2.3.2.

3.2.2 Análise do Sistema em Malha Fechada

Nesta seção são apresentadas as equações do sistema em malha fechada com o controlador GMV. Estas equações evidenciam a influência dos parâmetros de projeto no desempenho do sistema controlado.

Com base nestes resultados serão apresentados alguns critérios para seleção dos polinômios P , Q e R bem como modificações na própria estrutura do GMV, visando garantir erro médio nulo em regime permanente.

O sistema em malha fechada sob a Lei de Controle da equação 3.7 é apresentado na figura 3.2.

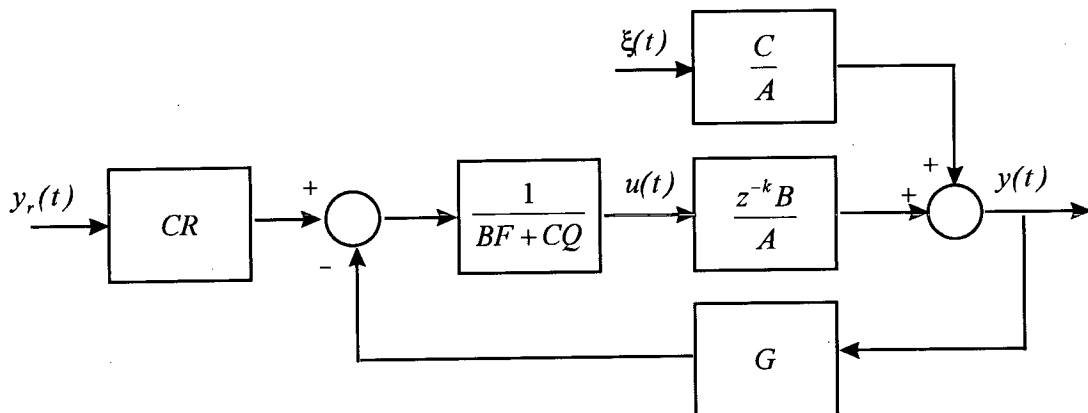


Figura 3.2 — Estrutura do Sistema em Malha Fechada

Após algumas manipulações algébricas e a utilização da Identidade Polinomial 3.4, encontra-se:

$$y(t) = \left[\frac{z^{-k}BR}{BP+QA} \right] y_r(t) + \frac{BF+CQ}{BP+QA} \xi(t)$$

que é a equação que descreve a dinâmica do sistema em malha fechada. A mesma evidencia várias particularidades do funcionamento do Controlador GMV:

1. O bom desempenho do controlador depende de uma boa especificação do atraso de

transporte k ;

2. O polinômio P exerce um importante papel no desempenho do sistema, pois influencia no posicionamento dos pólos em malha fechada;
3. O polinômio Q atua como ponderador do esforço de controle, impedindo que este aumente indefinidamente. Além do mais, influencia no comportamento em regime permanente e sua correta seleção pode garantir estabilidade no controle de sistemas instáveis em malha aberta e sistemas de fase não-mínima;
4. O polinômio R , quando adequadamente ajustado em conjunto com o polinômio P , influencia no comportamento transitório do sistema, permitindo ao projetista impor especificações de sobre-elevação na resposta transitória;
5. Se $Q=0$, $P=1$ e $y_r(t)=0$, o sistema reduz-se ao Regulador de Variância Mínima (MV);
6. Se $Q=0$ ocorre o cancelamento dos zeros de malha aberta do sistema original, tornando o sistema sensível quando utilizado para tratar sistemas de fase não-mínima;
7. Para garantir erro médio nulo em regime permanente, a condição da equação 3.8 deve ser satisfeita:

$$\left. \frac{BR}{BP + QA} \right|_{z=1} = 1 \quad (3.8)$$

A observação (7) constitui-se no resultado mais importante da análise do Controlador GMV em se tratando de eliminação do erro em regime permanente. Como será visto nas próximas seções, a literatura dispõe de várias técnicas de parametrização do controlador baseadas nesta equação.

3.3 CRITÉRIOS DE PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLADOR GMV

3.3.1 Ponderação Incremental Sobre o Sinal de Controle

Segundo Wellstead e Zarrop (1991), uma das formas mais simples de se atender à restrição imposta pela equação 3.8 é fazendo-se:

i. $R=P(1)$

ii. $Q(1)=0$

A condição (i) não impõe limitações sobre a estrutura do Polinômio P , permitindo ao projetista atender a especificações adicionais utilizando este parâmetro. A condição (ii) exige que o polinômio Q assuma uma estrutura incremental. A forma mais simples a ser adotada é:

$$Q(z^{-1}) = q_0(1 - z^{-1})$$

Ao adotar a ponderação incremental sobre o sinal de controle, o projetista deve especificar um valor inicial para o polinômio Q (dado por q_0) e a estrutura do polinômio P . Esta estrutura permite que sejam introduzidas novas especificações porém estas devem ser expressas de forma a respeitar as restrições (i) e (ii).

3.3.2 Modelo Incremental para o sistema original (CARIMA)

A filosofia do controlador GMV diz respeito à minimização de uma Função-Custo que garanta a minimização da variância da saída de um sistema generalizado. Entretanto, tal formulação não apresenta restrições quanto ao modelo utilizado para representar o sistema original, nem impõe uma estrutura rígida para o Sistema Generalizado. Esta particularidade do Controlador GMV tem sido amplamente explorada na literatura. Existem trabalhos apresentando deduções utilizando os mais diversos modelos do sistema, como por exemplo Funções Descritivas para sistemas não-lineares, Equações de Estado, Redes Neurais e o modelo CARIMA. A utilização destes modelos requer que sejam introduzidas alterações na estrutura do Sistema Generalizado e, eventualmente, na identidade polinomial associada ao sistema.

Dentre todas as alternativas ao modelo CARMA, certamente a mais popular é o modelo CARIMA. Através dele, o problema de otimização a ser resolvido é expresso em termos de $\Delta u(t)$ ao invés de $u(t)$, onde $\Delta u(t) = u(t) - u(t-1)$ representa um incremento no sinal de controle.

O modelo CARIMA, utilizado para descrever o sistema original, é dado por:

$$\Delta A y(t) = z^{-k} B \Delta u(t) + C \xi(t) \quad (3.9)$$

Para permitir o uso do modelo CARIMA, o sistema generalizado a ser utilizado na dedução da Lei de Controle é dado por:

$$\phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) + Q(z^{-1})\Delta u(t) - R(z^{-1})y_r(t) \quad (3.10)$$

onde $y(t+k)$ é a saída do sistema original k instantes de amostragem a frente, k é o atraso de transporte do sistema, $\Delta u(t)$ é o incremento no sinal de controle e $y_r(t)$ é a referência para a saída do sistema original no instante t . P , Q e R são polinômios de ponderação sobre os respectivos sinais e servem como parâmetros de projeto do controlador.

A estrutura do Sistema Generalizado para o GMV com modelo incremental no instante t é mostrada na figura 3.3:

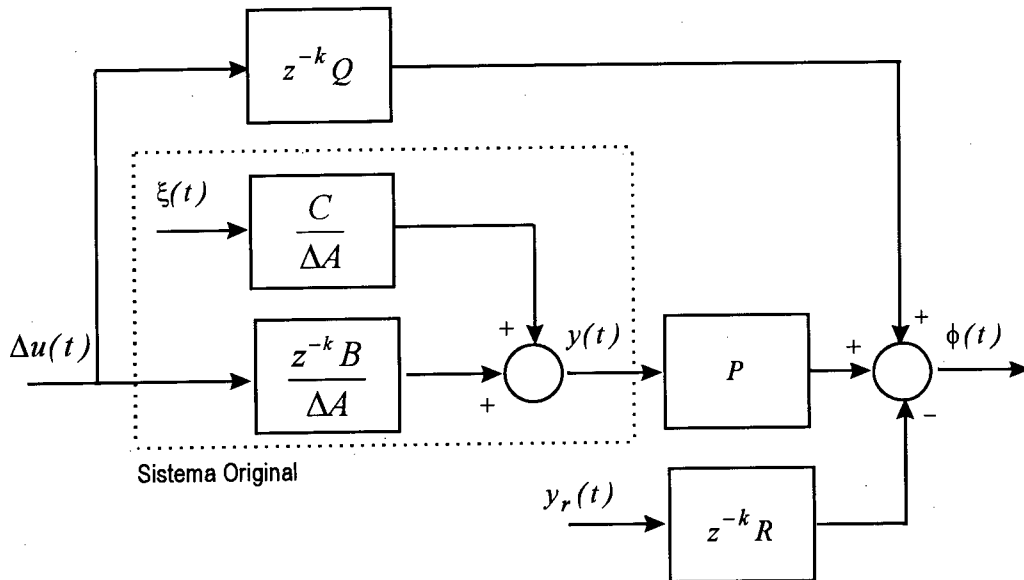


Figura 3.3 — Estrutura do Sistema Generalizado Para o Controlador GMV Com Modelo CARIMA

O projeto do controlador consiste em determinar uma Lei de Controle que minimize a variância da saída do sistema generalizado descrito pela equação 3.10, ou seja:

$$J = E[\phi^2(t+k)] \quad (3.11)$$

Multiplicando-se a equação 3.9 por z^k e isolando-se a saída do sistema, tem-se:

$$y(t+k) = \frac{B}{A}u(t) + \frac{C}{\Delta A}\xi(t+k)$$

Substituindo-se esta expressão na equação 3.10, obtém-se:

$$\phi(t+k) = \frac{PB + \Delta AQ}{A}u(t) + \frac{PC}{\Delta A}\xi(t+k) - Ry_r(t) \quad (3.12)$$

Para separar as informações disponíveis no instante t das informações futuras, é

utilizada a seguinte identidade polinomial:

$$PC = \Delta FA + z^{-k}G \quad (3.13)$$

onde

$$F = 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{k-1} z^{-(k-1)}$$

$$G = g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{n_g} z^{-n_g}$$

$$n_g = \max(n_a; n_p + n_c - k)$$

Seguindo um procedimento similar ao apresentado no item 3.2.1, obtém-se a seguinte Lei de Controle:

$$\Delta u(t) = \frac{CRy_r(t) - Gy(t)}{BF + CQ} \quad (3.14)$$

No que diz respeito à Estimação de Parâmetros, é possível utilizar-se neste caso um procedimento similar àquele descrito na seção 2.3.2. As únicas diferenças aparecem na montagem do vetor de medidas e no cálculo do erro de estimação. Ao invés de utilizar as informações de $u(\cdot)$ e $y(\cdot)$ usa-se $\Delta u(\cdot)$ e $\Delta y(\cdot)$. Ao invés de utilizar-se a saída real $y(\cdot)$ do processo para o cálculo do erro de estimação, usa-se $\Delta y(\cdot)$.

Utilizando estes resultados, pode-se então realizar a análise em malha fechada do sistema. O diagrama de blocos é mostrado na figura 3.4.

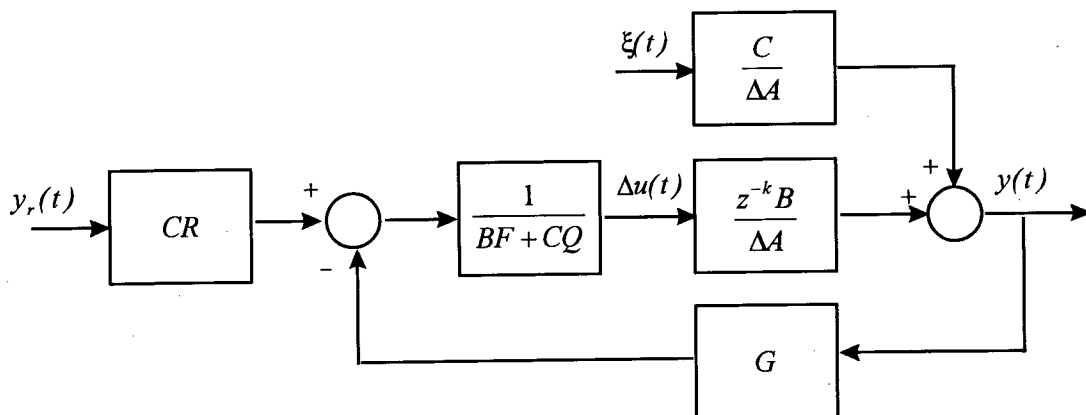


Figura 3.4 — Estrutura em Malha Fechada Para o Controlador GMV Com Modelo CARIMA

A figura 3.4 mostra que a equação que descreve a dinâmica em malha fechada do

sistema é dada por:

$$y(t) = \frac{z^{-k} BR}{BP + \Delta AQ} y_r(t) + \frac{BF + CQ}{BP + \Delta AQ} \xi(t) \quad (3.15)$$

Esta expressão mostra que:

1. Os parâmetros P , Q e R tem papéis similares aos exercidos no controlador GMV com modelo CARMA;
2. Se $Q=0$, $P=1$ e $y_r(t)=0$, o sistema reduz-se ao Regulador de Variância Mínima;
3. Se $Q=0$ ocorre cancelamento dos zeros de malha aberta do sistema original e a estrutura em malha fechada mostra-se instável no controle de sistemas de fase não-mínima;
4. Para garantir erro médio nulo em regime permanente, a condição da equação 3.16 deve ser satisfeita:

$$\left. \frac{BR}{BP + \Delta AQ} \right|_{z=1} = 1 \quad (3.16)$$

Nota-se que, devido à presença do operador Δ no denominador desta expressão, não existe restrição para a especificação do polinômio Q para garantir a eliminação do erro em regime permanente. Assim, o mesmo pode ser utilizado para atender a outras especificações de desempenho do sistema, tornando a estrutura mais flexível.

A despeito desta vantagem em relação ao Controlador GMV descrito na seção 3.3.1, a equação 3.16 mostra que a restrição $R=P(1)$ ainda deve ser respeitada.

3.3.3 Referência Para o Sinal de Controle (Controlador de Favier e Hassani)

Embora o volume de trabalhos abordando o Controlador GMV aplicado a sistemas SISO seja realmente considerável, o mesmo não acontece com os sistemas MIMO. A despeito desta discrepância, a literatura apresenta estudos interessantes do Controlador GMV para o caso multivariável. A maior parte deles são generalizações do algoritmo básico, acrescidas de mecanismos para contornar problemas inerentes a estes sistemas. Entretanto, existem casos de novas abordagens para o caso monovariável baseadas em particularizações e simplificações de estruturas projetadas para sistemas multivariáveis.

Koivo (1980), apresentou uma generalização multivariável do Controlador GMV monovariável, incorporando um integrador na ponderação do controle na Função Custo. A estratégia de Ponderação Incremental Sobre o Sinal de Controle, apresentada na seção 3.3.1

pode ser considerada um caso particular do controlador proposto por Koivo.

Favier e Hassani (1982), apresentam uma versão multivariável do Controlador GMV, e sugerem a inclusão de um vetor de referência para o sinal de controle como forma de garantir erro médio nulo em regime permanente. Embora originalmente projetado para tratar sistemas MIMO, o Controlador de Favier e Hassani pode ser particularizado para sistemas SISO.

A idéia básica é incluir no Sistema Generalizado uma referência para o sinal de controle que seja calculada a cada iteração, de modo a garantir que a saída do sistema original aproxime-se assintoticamente da referência quando o sinal de controle converge para sua referência associada. Embora não tendo sido explicitamente demonstrado no trabalho original de Favier e Hassani, existe uma restrição adicional no ajuste dos parâmetros de projeto do controlador para garantir o erro médio nulo em regime permanente.

Sob estas considerações, o Sistema Generalizado é descrito por:

$$\phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})y_r(t) + Q(z^{-1})[u(t) - u_r(t)] \quad (3.17)$$

onde $y(t+k)$ é a saída do sistema original k instantes de amostragem a frente, k é o atraso de transporte do sistema, $u(t)$ é o sinal de controle e $u_r(t)$ é a referência para este sinal. $y_r(t)$ é a referência para a saída do sistema original no instante t . P , Q e R são polinômios de ponderação sobre os respectivos sinais e servem como parâmetros de projeto do GMV.

A estrutura para o Sistema Generalizado para o GMV com Referência Para o Controle é mostrada na figura abaixo:

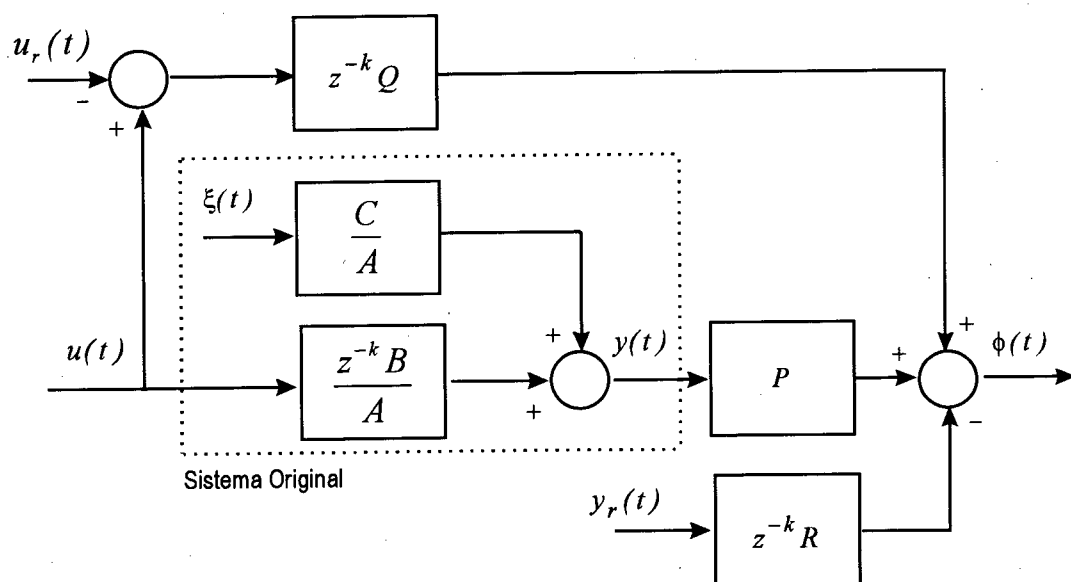


Figura 3.5 — Estrutura do Sistema Generalizado Para o Controlador de Favier e Hassani

Como nas versões anteriores, o projeto do controlador consiste em determinar uma Lei de Controle que minimize a variância da saída do sistema generalizado descrito pela equação 3.17, ou seja:

$$J = E[\phi^2(t+k)] \quad (3.18)$$

O Controlador de Favier e Hassani utiliza o modelo CARMA para representar o sistema original. Este modelo é dado por:

$$Ay(t) = z^{-k} Bu(t) + C\xi(t) \quad (3.19)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação 3.19 por z^k e isolando-se a saída do sistema obtém-se:

$$y(t+k) = \frac{B}{A} u(t) + \frac{C}{A} \xi(t+k)$$

Substituindo-se esta expressão na equação 3.17, obtém-se:

$$\phi(t+k) = \frac{PB + AQ}{A} u(t) + \frac{PC}{A} \xi(t+k) - Ry_r(t) - Qu_r(t) \quad (3.20)$$

Para separar as informações disponíveis no instante t das informações futuras, é utilizada a seguinte identidade polinomial:

$$PC = FA + z^{-k}G \quad (3.21)$$

onde

$$F = 1 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{k-1} z^{-(k-1)}$$

$$G = g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{n_g} z^{-n_g}$$

$$n_g = \max(n_a - 1; n_p + n_c - k)$$

Seguindo um procedimento similar ao apresentado nos itens anteriores, chega-se à seguinte Lei de Controle:

$$u(t) = \frac{CQu_r(t) + CRy_r(t) - Gy(t)}{BF + CQ} \quad (3.22)$$

Os resultados obtidos até o momento permitem que seja feita a análise do

comportamento em malha fechada do sistema. O diagrama de blocos é apresentado na figura 3.6.

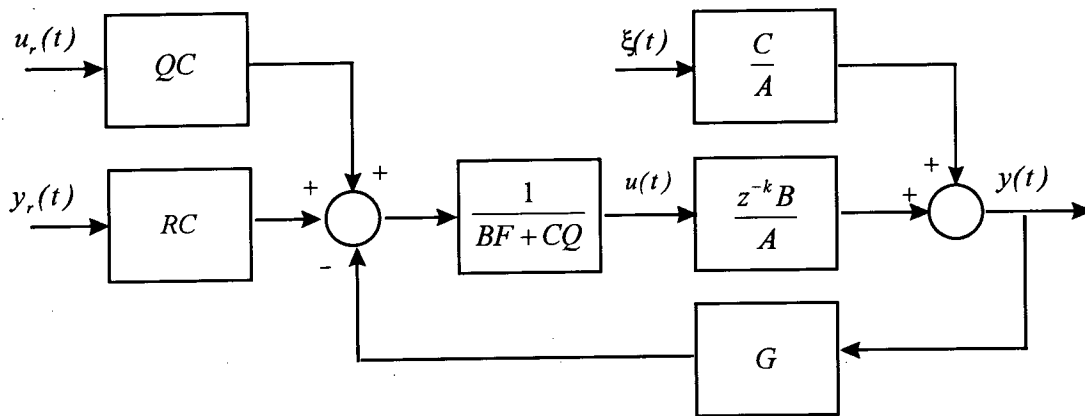


Figura 3.6 — Estrutura em Malha Fechada Para o Controlador de Favier e Hassani

O comportamento em malha fechada é dado por:

$$y(t) = \frac{z^{-k}BQ}{BP + AQ}u_r(t) + \frac{z^{-k}BR}{BP + AQ}y_r(t) + \frac{BF + CQ}{BP + AQ}\xi(t) \quad (3.23)$$

Para determinar uma expressão para a referência do sinal de controle, utiliza-se a idéia básica proposta por Favier e Hassani: a referência para o controle deve ser determinada de tal forma que garanta que a saída do sistema original convergiria para a referência se o sinal de controle convergisse para sua referência.

Suponha-se que esta premissa seja verdadeira. Então, em regime permanente $u(t)$ tende a $u_r(t)$, bem como $y(t)$ tende a $y_r(t)$. Assim, é possível que estas variáveis sejam igualadas na equação 3.22, em condições de regime permanente, obtendo-se a seguinte expressão para a referência de controle:

$$u_r(t) = \frac{R(1)C(1) - G(1)}{B(1)F(1)}y_r(t) \quad (3.24)$$

Substituindo-se esta expressão na equação em malha fechada do sistema em condições de regime permanente, obtém-se o seguinte resultado:

$$y(t) = \frac{Q(1)[R(1)C(1) - G(1)] + R(1)B(1)F(1)}{F(1)[B(1)P(1) + Q(1)A(1)]}y_r(t) \quad (3.25)$$

Lembrando que em regime permanente a Identidade Polinomial é dada por:

$$A(1)F(1) = P(1)C(1) - G(1)$$

e substituindo-se este resultado na equação 3.25 chega-se a:

$$y(t) = \frac{Q(1)[R(1)C(1) - G(1)] + R(1)B(1)F(1)}{Q(1)[P(1)C(1) - G(1)] + P(1)B(1)F(1)} y_r(t)$$

Este resultado mostra que, para garantir erro médio nulo em regime permanente, é necessário fazer com que a razão polinomial do lado direito da expressão seja igual a 1. Com isso, conclui-se que além de determinar a referência de controle através da equação 3.24, é necessário fazer com que $R=P(1)$ para obter-se o resultado desejado. Esta é a restrição adicional mencionada no início da análise deste controlador.

3.3.4 Ponderação Adaptativa Para a Referência

Nas estruturas analisadas até o momento, o polinômio R foi apresentado como um parâmetro secundário de projeto e seu uso esteve restrito a critérios complementares para garantir erro nulo em regime. Em todas estas estruturas apresentadas até o momento, o único critério adotado foi $R=P(1)$.

Entretanto, Coelho *et al.* (1988) mostram que é possível especificar um único critério para a determinação do polinômio R , que garanta um ganho unitário ao sistema em malha fechada, sem impor restrições adicionais aos outros parâmetros de projeto. Este critério, conhecido como Ponderação Adaptativa Para a Referência, foi proposto para tratar sistemas MIMO e sua dedução leva em conta alguns resultados apresentados por Favier e Hassani (1982).

No presente trabalho o critério apresentado por Coelho *et al.* (1988) é particularizado para sistemas SISO e sua dedução é baseada no Sistema Generalizado dado pela equação 3.1.

$$\phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})y_r(t) \quad (3.1)$$

A minimização da saída deste sistema resulta em uma Lei de Controle dada por:

$$u(t) = \frac{CRy_r(t) - Gy(t)}{BF + CQ} \quad (3.7)$$

A utilização desta expressão conduz à seguinte condição para o sistema em malha fechada apresentar erro médio nulo em regime permanente:

$$\left. \frac{BR}{BP + QA} \right|_{z=1} = 1 \quad (3.8)$$

O critério do Controlador de Coelho consiste em considerar $R = \hat{r}_0$ e isolá-lo na expressão acima, resultando em:

$$\hat{r}_0 = \frac{B(1)P(1) + Q(1)A(1)}{B(1)} \quad (3.25)$$

Este resultado por si só garante erro médio nulo em regime permanente, dando liberdade ao projetista para atender a outras especificações utilizando os outros parâmetros de projeto.

4. CONTROLE DE DAHLIN-VARIÂNCIA MÍNIMA

4.1 INTRODUÇÃO

O capítulo 2 mostra que a estratégia MV apresenta algumas desvantagens. Dentre elas destacam-se a impossibilidade de tratar sistemas de fase não-mínima, a impossibilidade de penalizar ações excessivas de controle, a não garantia de erro médio nulo em regime permanente e a falta de parâmetros de projeto do controlador. Tais características restringem sua utilização a processos relativamente simples. Apesar disso, a estratégia MV é bastante flexível e isso permite que a mesma seja combinada com outras estruturas para contornar suas limitações.

Dahlin (1968) propõe uma estratégia de controle denominada Método de Síntese Direta, desenvolvida para prover soluções a sistemas MIMO. O critério de projeto adotado é fazer com que a dinâmica em malha fechada do sistema comporte-se como um sistema de primeira ordem com atraso de transporte. Suas principais características são o bom desempenho frente a atrasos de transporte, simplicidade analítica e a possibilidade de controlar o tempo de convergência à referência através de um único parâmetro de projeto. Como desvantagens apresenta um fraco desempenho frente a sistemas de fase não-mínima e o surgimento do fenômeno de *ringing* em alguns casos.

A estratégia de Dahlin-Variância Mínima (DMV), proposta inicialmente por Khalil (1992), tem por objetivo combinar as características positivas das duas estratégias, resultando em um controlador robusto, flexível e com desempenho competitivo frente ao controlador GMV. Al-Chalabi e Khalil (1994) observam que suas características positivas são a

penalização de ações excessivas de controle, o controle do tempo de convergência à referência e o desempenho adequado frente a sistemas de fase não-mínima.

Vaz e Coelho (1996a e b) mostram que o controlador DMV apresenta alguns problemas de convergência (erro em regime) em alguns casos e apresentam uma modificação para contorná-los. Esta estratégia é conhecida como Controlador de Dahlin-Variância Mínima Modificado (MDMV) e seu comportamento foi analisado em um processo para controle de luminosidade. Vaz *et al.* (1998) e Vaz e Coelho (1998) incorporam um módulo de supervisão de algoritmos auto-ajustáveis ao MDMV, visando obter um bom conjunto de parâmetros estimados e dinâmica estável em malha fechada.

Os resultados obtidos até o momento indicam que a combinação das estratégias de Dahlin e Variância Mínima pode ser proveitosa e até competitiva com o controlador GMV. Por isso, o objetivo deste capítulo é discutir as características de tal combinação, bem como suas vantagens e desvantagens. Assim, na seção 4.2 é apresentado o equacionamento e algumas observações a respeito do controlador DMV. Na seção 4.3 é descrito o equacionamento do controlador MDMV e discutidas suas principais características de projeto. Por fim, na seção 4.4 são apresentadas outras técnicas de parametrização do controlador DMV.

4.2 CONTROLADOR DMV

O controlador DMV é uma combinação das estratégias de Dahlin e Variância Mínima. Dentre as diversas configurações possíveis para o controlador MV, Al-Chalabi e Khalil (1994) utilizam a estrutura descrita na seção 2.4.2.2. Para esta configuração, a equação que descreve a dinâmica do sistema em malha fechada é dada por:

$$y(t) = z^{-k} \frac{BF}{C} y_r(t) + F\xi(t) \quad (2.25)$$

onde G e F são obtidos através da solução da identidade polinomial:

$$C = AF + z^{-k}G \quad (2.22)$$

com $n_f = k-1$ e $n_g = \max(n_a-1, n_c-k)$.

A outra estrutura incorporada ao DMV consiste na estratégia de Dahlin, que especifica que o sistema em malha fechada deve comportar-se como um sistema de primeira ordem com

atraso de transporte com um degrau na referência, Dahlin (1968). A estrutura do controlador é mostrada na figura 4.1(a).

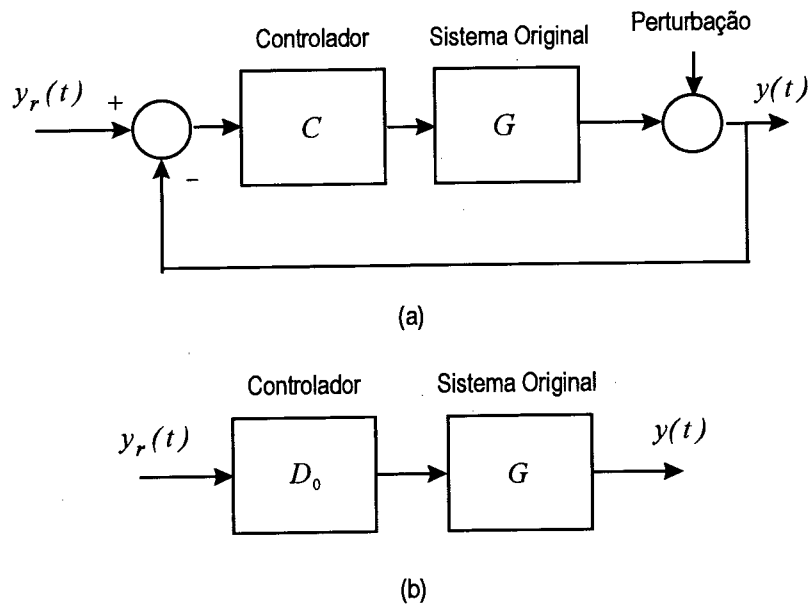


Figura 4.1 — (a) Estrutura Realimentada Clássica
(b) Estrutura em Malha Aberta Equivalente

Deste sistema obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{Y}{Y_r} = \frac{C}{1+CG}G \quad (4.1)$$

que descreve a dinâmica do sistema em malha fechada, desprezando-se os efeitos da perturbação. Zafiriou e Morari (1985) mostram que a estrutura em malha fechada da figura 4.1(a) pode ser convertida em uma estrutura malha aberta equivalente (figura 4.1(b)), desde que não hajam erros de modelagem e sejam desprezados os efeitos da perturbação. Assim, a equação 4.1 pode ser escrita como:

$$\frac{Y}{Y_r} = D_0 G \quad (4.2)$$

onde:

$$D_0 = \frac{C}{1+CG}$$

O critério de Dahlin para a dinâmica em malha fechada do sistema pode ser expresso conforme a equação 4.3:

$$\frac{Y}{Y_r} = \frac{(1-p)z^{-k}}{1-pz^{-1}} \quad (4.3)$$

onde $p=e^{-\lambda T}$, $\lambda=1/\tau$. τ é a constante de tempo desejada do sistema, λ é ao parâmetro de sintonia de Dahlin e T é o período de amostragem. Usualmente o parâmetro p é tido como de ajuste de Dahlin ao invés de λ , por assumir valores dentro de uma faixa limitada entre 0 e 1. Quando p tende a zero, o sistema fica mais rápido e quando p tende a 1 o sistema fica mais lento.

Até este ponto da análise, não foi especificada nenhuma estrutura para o bloco do controlador C nem para seu equivalente malha aberta D_0 . Entretanto, com as informações reunidas até o momento é possível utilizar a equação 4.2 para definir D_0 , resultando em:

$$D_0 = \frac{1}{G} \frac{(1-p)z^{-k}}{1-pz^{-1}} \quad (4.4)$$

Esta relação é bastante flexível, pois permite que sejam incluídos sistemas completos no termo G . Al-Chalabi e Khalil (1994) utilizaram a equação 2.25, que representa o comportamento em malha fechada do controlador MV. Na prática, a estratégia DMV consiste em colocar os controlador de Dahlin em série com o sistema em malha fechada do controlador de Variância Mínima. Desprezando os termos relacionados à perturbação na equação 2.25, tem-se que:

$$G = z^{-k} \frac{BF}{C} \quad (4.5)$$

substituindo-se a equação 4.5 na equação 4.4 obtém-se o equivalente malha aberta do sistema DMV:

$$D_0 = \frac{C}{BF} \frac{1-p}{1-pz^{-1}} \quad (4.6)$$

fazendo:

$$X = \frac{1-p}{1-pz^{-1}} \quad (4.7)$$

a equação 4.6 pode ser reescrita como:

$$D_0 = \frac{CX}{BF} \quad (4.8)$$

O sistema resultante é apresentado na figura 4.2(a). A figura 4.2(b) mostra o mesmo sistema porém com um pequeno rearranjo dos componentes.

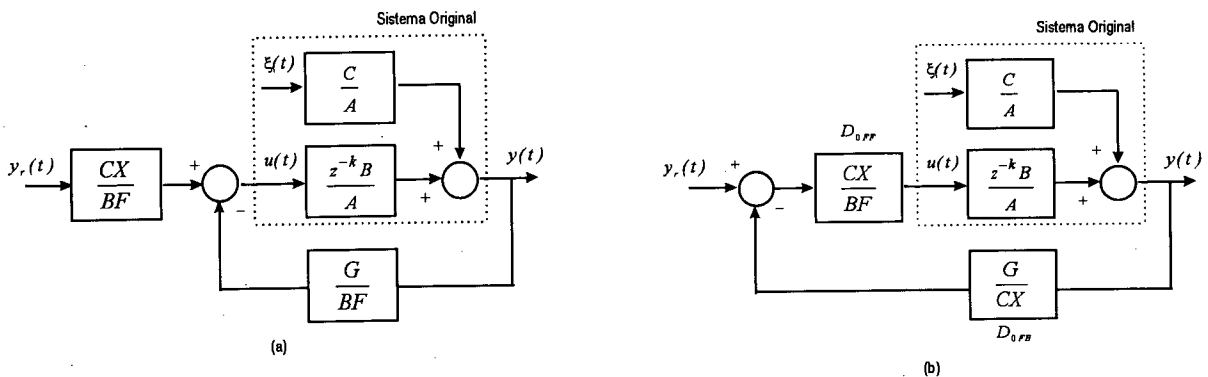


Figura 4.2 — (a) Controlador de Dahlin em Série com Controlador MV
(b) Controlador DMV

A equação que descreve a dinâmica em malha fechada da figura 4.2 é dada por:

$$y(t) = z^{-k} X y_r(t) + F \xi(t) \quad (4.9)$$

Aplicando o Teorema do Valor Final na parte determinística desta expressão conclui-se que o sistema possui ganho inerentemente unitário, uma vez que o ganho em regime da razão polinomial X é 1, independente do valor selecionado para p .

A vantagem da combinação das duas estratégias é que o sistema apresenta ganho unitário independente das características do processo a ser controlado. Isto garante erro médio nulo em regime permanente entre a saída do processo e a referência. Além do mais, é possível especificar a velocidade de convergência da saída à referência através do parâmetro p . Da forma como é apresentado na figura 4.2, esta estratégia é uma excelente alternativa aos controladores apresentados na seção 2.4.2.

A despeito destas vantagens, o mesmo apresenta dificuldades para controlar sistemas de fase não-mínima. Isto é evidenciado pelo cancelamento de zeros do sistema em malha aberta apresentado na equação 4.8. Al-Chalabi e Khalil (1994) propuseram uma alteração na estrutura da figura 4.2, para contornar esta limitação.

Tal alteração consiste em adicionar uma parcela CQ no denominador do bloco direto do controlador, D_{OFF} , que agora é dado por:

$$D_{OFF} = \frac{CX}{BF + CQ} \quad (4.10)$$

Para compensar esta alteração, é adicionada um função de transferência suplementar ao modelo do sistema, dada por:

$$G_s = z^{-k} \frac{CQ/F}{A} \quad (4.11)$$

onde F é dado pela identidade polinomial 2.22 e Q consiste em um polinômio de projeto.

Feitas estas alterações, o controlador DMV converte-se na estrutura mostrada na figura 4.3. A Lei de Controle com a alteração é dada por:

$$u(t) = \frac{CX}{BF + CQ} \left[y_r(t) - \frac{G}{CX} y_i(t) \right] \quad (4.12)$$

Tais modificações garantem um comportamento adequado mesmo quando a suposição de que $b_0=0$ não é respeitada, o que não é possível nos controladores MV e GMV, Al-Chalabi e Khalil (1994).

Após algumas manipulações algébricas sobre a parte determinística da estrutura, é possível a obter-se uma expressão de malha aberta equivalente para a Lei de Controle 4.12, dada por:

$$u(t) = \frac{FAX}{BF + CQ} y_r(t) \quad (4.13)$$

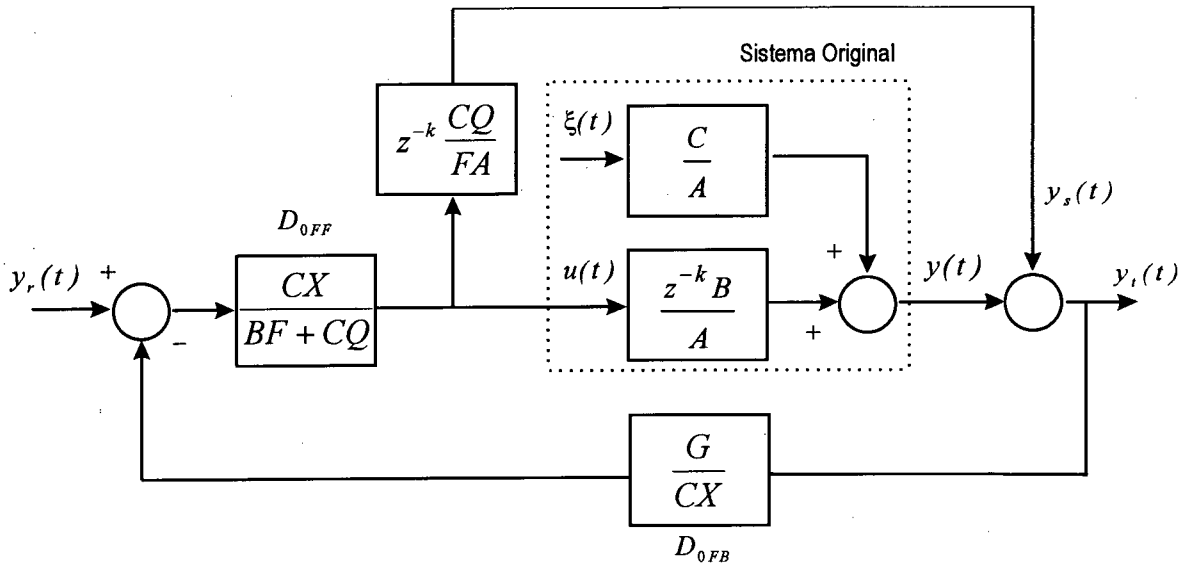


Figura 4.3 — Estrutura do Controlador DMV Alterado Para Tratar Sistemas de Fase Não-Mínima

Esta equação é útil para a determinação da função de transferência entre a saída total e a referência desconsiderando a perturbação, que é dada por:

$$y_t(t) = z^{-k} X y_r(t) \quad (4.14)$$

Aplicando o Teorema do Valor Final na equação 4.14 conclui-se que o ganho em regime permanente é unitário, independente do valor selecionado para o parâmetro p na razão polinomial X . Isto garante erro nulo em regime permanente entre a saída total $y_t(t)$ e a referência $y_r(t)$. Além do mais, as alterações feitas garantem estabilidade no controle de sistemas de fase não-mínima.

Entretanto, a saída total $y_t(t)$ é apenas uma variável auxiliar na implementação do controlador, exercendo papel similar à saída do sistema generalizado $\phi(t)$ nos controladores GMV. É importante determinar uma expressão que relacione a saída do sistema original $y(t)$ com a referência $y_r(t)$. Utilizando-se a equação 4.13, a relação entre as duas variáveis é dada por:

$$y(t) = z^{-k} \frac{BFX}{BF + CQ} y_r(t) \quad (4.15)$$

A equação 4.15 mostra que o sistema só apresentará erro médio nulo em regime permanente se a seguinte condição é for satisfeita:

$$\left. \frac{BFX}{BF + CQ} \right|_{z=1} = 1 \quad (4.16)$$

Isto é possível se $Q(1)=0$. Se $Q=0$, o sistema apresenta ganho unitário, entretanto, é convertido na estrutura da figura 4.2 e não é capaz de tratar sistemas de fase não-mínima. Se $Q=q_0$, o sistema pode apresentar um comportamento estável para sistemas de fase não-mínima, mas não existem garantias de que o mesmo converge para a referência.

Percebe-se pela discussão acima, que o controlador de Al-Chalabi e Khalil (1994) apresenta deficiências com relação a garantia de erro nulo em regime permanente entre a saída do processo original e a referência, quando atribui-se uma constante ao parâmetro Q .

Vaz e Coelho (1996a e b) propõem uma modificação para manter as características positivas do DMV, contornando o problema de erro em regime exposto acima, quando seleciona-se uma ponderação constante para o controle. Esta nova estrutura é conhecida como Controlador de Dahlin-Variância Mínima Modificado (MDMV).

4.3 CONTROLADOR MDMV

O controlador MDMV é composto por uma estrutura semelhante à do controlador DMV, acrescida de uma modificação que visa garantir erro médio nulo em regime permanente entre a saída original $y_p(t)$ do processo e a referência $y_r(t)$. Esta modificação é inicialmente apresentada de forma intuitiva e logo após é feita sua análise matemática.

A seção 4.2 mostra que a saída total $y_t(t)$ é composta pela soma de duas componentes e que, nas condições da equação 4.12, converge para a referência $y_r(t)$. Suponha que na figura 4.3 seja possível criar uma referência modificada, composta pela soma de dois termos. Estes termos poderiam ser a referência original $y_r(t)$ e a saída da função suplementar $y_s(t)$, conforme a equação 4.17:

$$y_r'(t) = y_s(t) + y_r(t) \quad (4.17)$$

onde:

$$y_s(t) = z^{-k} \frac{BQ/F}{A} u(t) \quad (4.18)$$

A estrutura resultante é mostrada na figura 4.4.

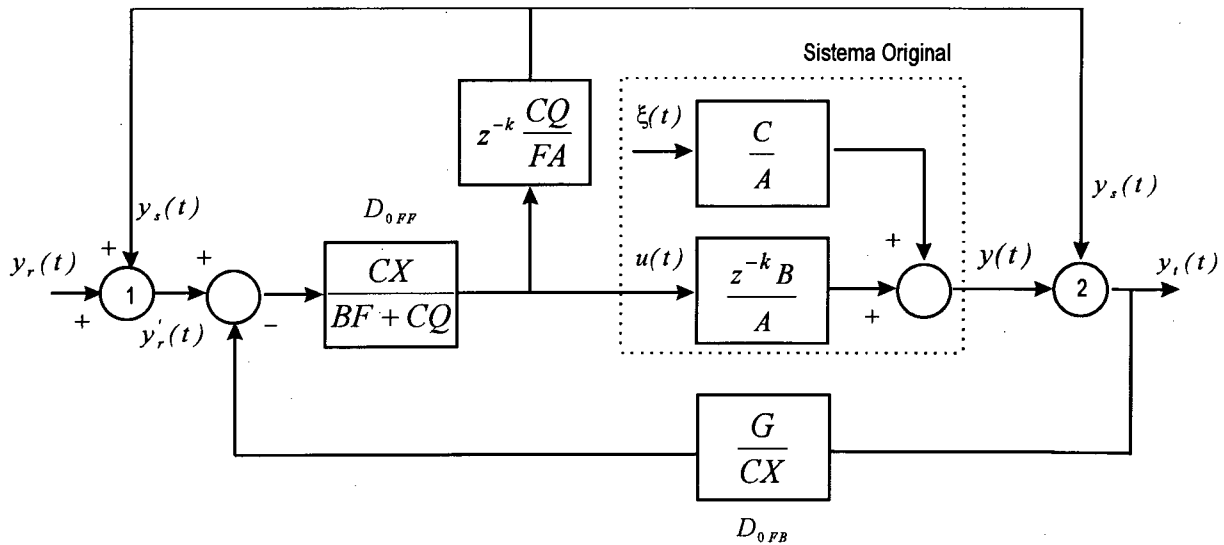


Figura 4.4 — Estrutura do Controlador MDMV

A semelhança entre os pontos 1 e 2 na figura 4.4 permitem o seguinte raciocínio: como a saída suplementar $y_s(t)$ aparece em ambos os pontos e a saída total $y_i(t)$ converge para a referência modificada $y'_r(t)$, então a saída $y(t)$ do processo original deve convergir para a referência original $y_r(t)$. A suposição de que $y_i(t)$ converge para $y'_r(t)$ é garantida pela estrutura DMV original e foi demonstrada na seção 4.3. Apesar da modificação introduzida na figura 4.4, esta propriedade ainda é válida para a referência modificada.

Uma forma de demonstrar que a saída original $y(t)$ converge para a referência original $y_r(t)$, é determinar a função de transferência entre estas variáveis e calcular o ganho em regime permanente. Assim, a Lei de Controle da nova estrutura é dada por:

$$u(t) = \frac{CX}{BF + CQ} \left[y'_r(t) - \frac{G}{CX} y_i(t) \right] \quad (4.19)$$

É possível determinar-se uma equação equivalente em malha aberta para a Lei de Controle em função da referência original, desprezando eventuais erros de modelagem e a perturbação, isto é:

$$u(t) = \frac{FAX}{BF + CQ[1 - z^{-k} X]} y_r(t) \quad (4.20)$$

Substituindo-se a equação 4.20 na equação do sistema, obtém-se a relação entre a

saída original $y(t)$ e a referência original $y_r(t)$:

$$y(t) = \frac{z^{-k} BFX}{BF + CQ[1 - z^{-k} X]} y_r(t) \quad (4.21)$$

Ao aplicar o Teorema do Valor Final na equação 4.21 o segundo termo do denominador é anulado, resultando na equação 4.22, que possui ganho unitário para qualquer valor de p na razão polinomial X .

$$\frac{Y}{Y_r} = X(1) \quad (4.22)$$

Este resultado garante erro médio nulo em regime permanente entre a saída original $y(t)$ e a referência original $y_r(t)$, $X(1)=1$.

É possível determinar-se também a relação entre a saída total $y_t(t)$ e a referência modificada $y'_r(t)$, que é dada por:

$$y_t(t) = z^{-k} X y'_r(t) \quad (4.23)$$

Aplicando o Teorema do Valor Final nesta expressão, novamente o segundo termo do denominador é anulado, resultando em:

$$\frac{Y_t}{Y'_r} = X(1) \quad (4.24)$$

que apresenta comportamento idêntico ao apresentado pela equação 4.22.

Estes dois resultados comprovam as suposições levantadas no início da análise. Ou seja, a modificação proposta garante erro médio nulo em regime permanente tanto entre a saída original $y(t)$ e a referência original $y_r(t)$ quanto entre a saída total $y_t(t)$ e a referência modificada $y'_r(t)$, independente do valor escolhido para p . Desta forma, a modificação proposta contorna os problemas apresentados pelo Controlador DMV proposto por Al-Chalabi e Khalil (1994), mantendo todas suas características positivas, Vaz e Coelho (1996a).

4.4 TÉCNICAS ALTERNATIVAS DE PARAMETRIZAÇÃO DO CONTROLADOR DMV

4.4.1 Q Incremental

A equação 4.16 exige que o polinômio de projeto Q apresente ganho nulo em regime, para garantir a convergência da saída do processo original para a referência original. De forma similar à técnica descrita na seção 3.3.1, no caso do DMV também é possível adotar uma estrutura incremental para o polinômio Q , dado por:

$$Q(z^{-1}) = q_0(1 - z^{-1})$$

Desta forma, é necessário apenas a sintonia de dois parâmetros de projeto: q_0 , responsável pela estabilidade do sistema e a ponderação do esforço de controle, e p , vinculado à velocidade de convergência desejada.

4.4.2 Critério de Favier e Hassani

A seção 3.3.3 apresenta um critério estabelecido por Favier e Hassani (1982), que consiste em incluir no sistema uma referência para o sinal de controle que seja calculada a cada iteração, de modo a garantir que a saída do sistema original aproxime-se assintoticamente da referência quando o sinal de controle converge para sua referência associada.

O critério de Favier e Hassani pode ser adaptado ao controlador DMV, considerando a saída total $y_i(t)$ do sistema como a saída de um Sistema Generalizado, conforme a figura 4.5.

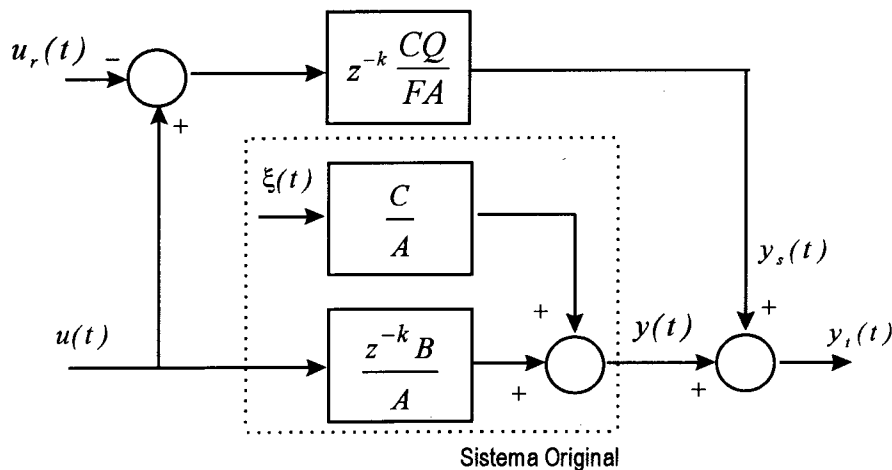


Figura 4.5 — Sistema Generalizado Para o Controlador DMV Com o Critério de Favier e Hassani

A Saída total do sistema generalizado é dada por:

$$Ay_t(t) = z^{-k}Bu(t) + z^{-k}(CQ/F)(u(t) - u_r(t)) + C\xi(t) \quad (4.25)$$

Utilizando-se um procedimento de otimização similar ao adotado para o GMV na seção 3.2, obtém-se a seguinte expressão para a Lei de Controle do DMV Com Critério de Favier e Hassani:

$$u(t) = \frac{CQu_r(t) - Gy_t(t) + CXy_r(t)}{BF + CQ} \quad (4.26)$$

resultando no sistema em malha fechada mostrado na figura 4.6.

Resta determinar uma expressão para a referência adaptativa para o controle. O critério de Favier e Hassani estabelece que $u_r(t)$ deve ser tal que $y_i(t)$ converge para $y_r(t)$ quando $u(t)$ converge para $u_r(t)$. Supondo que o critério é atendido, é possível igualar-se as variáveis na equação 4.26, resultando em:

$$u_r(t) = \frac{C(1) - G(1)}{B(1)F(1)} y_r(t) \quad (4.27)$$

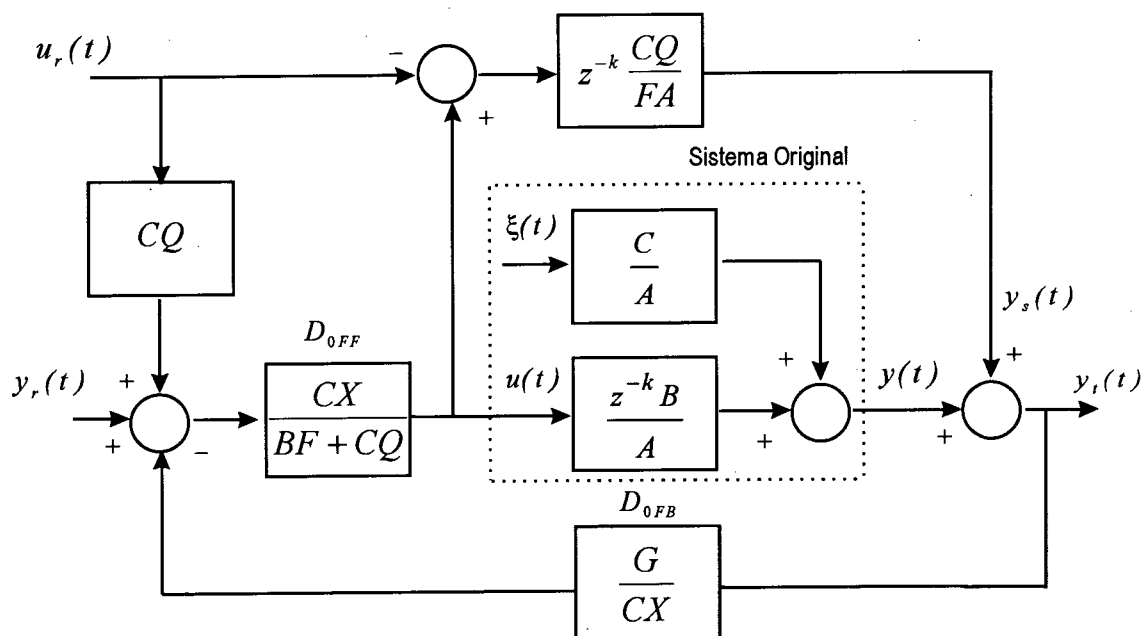


Figura 4.6 — Controlador DMV Com Critério de Favier e Hassani

Utilizando os resultados anteriores, obtém-se a expressão equivalente em malha aberta para a Lei de Controle 4.26.

$$u(t) = \frac{FAX}{BF + CQ} y_r(t) + \frac{CQ}{BF + CQ} u_r(t) \quad (4.28)$$

Combinando-se as equações 4.25 e 4.28, obtém-se a equação em malha fechada do sistema, dada por:

$$y_t(t) = z^{-k} X y_r(t) \quad (4.29)$$

Aplicando-se o Teorema do Valor Final na equação 4.29, conclui-se que:

$$\frac{Y_t}{Y_r} = X(1) \quad (4.30)$$

o que garante ganho unitário entre a saída do sistema generalizado e a referência original para qualquer valor do parâmetro p .

De forma similar, determina-se a função de transferência entre a saída original do processo e a referência, dada pela equação 4.31.

$$y_t(t) = z^{-k} \frac{BFX}{BF + CQ} y_r(t) + z^{-k} \frac{BCQ}{A(BF + CQ)} u_r(t) \quad (4.31)$$

Aplicando-se o Teorema do Valor Final na equação 4.31 obtém-se o ganho em regime permanente:

$$\frac{Y}{Y_r} = 1 \quad (4.32)$$

que garante que a saída do processo original também converge para a referência.

Deste resultado pode-se concluir que tanto a saída original do processo quanto a saída total do sistema convergem para a referência e, assim, a saída do bloco suplementar converge sempre para zero. Esta interessante propriedade será mostrada através de simulações no capítulo 5.

4.4.3 Equivalências e Extensões do Controlador de Dahlin

As variações envolvendo a combinação das estratégias de Dahlin e Variância Mínima apresentadas até o momento são facilitadas pela versatilidade apresentada pelo controlador de Dahlin. Zhang *et al.* (1998) apresentam um estudo sobre o desempenho, sintonia e estabilidade da estrutura de Dahlin no domínio da frequência. Adicionalmente, é feita uma comparação entre o controlador de Dahlin e algumas estruturas encontradas na literatura.

Suponha-se que a especificação de um controlador qualquer exija que a resposta de um sistema em malha fechada seja unitária para todos os instantes de amostragem após a aplicação do degrau unitário. Este requisito de projeto expressa a necessidade de alguma concepção de controle do tipo *Dead-Beat*. Se a planta pode ser expressa como um processo de primeira ordem com atraso de transporte, então o controlador pode ser especificado como sendo um controlador de Dahlin onde o parâmetro p assume valores pequenos.

De forma similar e com uma descrição matemática não complexa, os autores vão desenvolvendo estratégias de controle que podem ser interpretadas como casos particulares do controlador de Dahlin. Além de controladores *Dead-Beat*, são abordadas ainda as estratégias de Controle por Modelo Interno, Controle por Matriz Dinâmica e o tratamento em processos que apresentam características de fase não mínima e/ou instáveis.

Por fim, apresentam um estudo de causas potenciais ao aparecimento do fenômeno de *ringing* em sistemas discretos e uma técnica que garante a eliminação do problema.

O trabalho de Zhang *et al.* é importante no estudo do controlador de Dahlin porque abre perspectivas para uma melhor interpretação do seu comportamento e de eventuais problemas que possam surgir da sua combinação com outras estratégias de controle. Devido ao caráter preliminar dos resultados obtidos com as informações apresentadas no trabalho, os mesmos não são apresentados neste trabalho, ficando como indicativo para futuros estudos.

5. IMPLEMENTAÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

5.1 INTRODUÇÃO

O objetivo das simulações é identificar as características principais dos algoritmos apresentados neste trabalho. Assim, são apresentadas diversas simulações para cada controlador, utilizando como processo um servomotor de corrente contínua controlado por armadura.

A seção 5.2 apresenta algumas informações genéricas sobre as simulações e o problema de controle a ser resolvido, os critérios de projeto adotados e alguns índices de desempenho utilizados para a avaliação os resultados.

A seção 5.3 descreve o equacionamento de cada estratégia de controle particularizado para o processo a ser controlado e algumas simulações que ilustram pontos relevantes que ajudam a levantar as características do processo.

Cada simulação é acompanhada de informações e comentários sobre os resultados de simulação.

5.2 CARACTERÍSTICAS

5.2.1 Processo a Controlar

O processo utilizado nas simulações é um servomotor de corrente contínua controlado

por armadura. A modelagem e o equacionamento do processo é apresentado no ANEXO A, bem como o conjunto de parâmetros da máquina. A função de transferência contínua é dada por:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{21,0251}{(0,2602s + 1)(0,0394s + 1)}$$

Utilizando-se um período de amostragem de 5 ms, obtém-se a seguinte função de transferência discreta do processo:

$$\frac{W(z)}{V_a(z)} = z^{-1} \frac{0,0244 + 0,0233z^{-1}}{1 - 1,8618z^{-1} + 0,8641z^{-2}}$$

onde W é a velocidade angular da máquina e V_a é a tensão aplicada na armadura.

A perturbação presente nas simulações consiste em um ruído branco com média zero e variância 0,01. Esta perturbação representa um ruído no sistema de medição e seu efeito é adicionado à saída do processo original.

5.2.2 Sinal de Referência

A figura 5.1 ilustra a referência adotada.

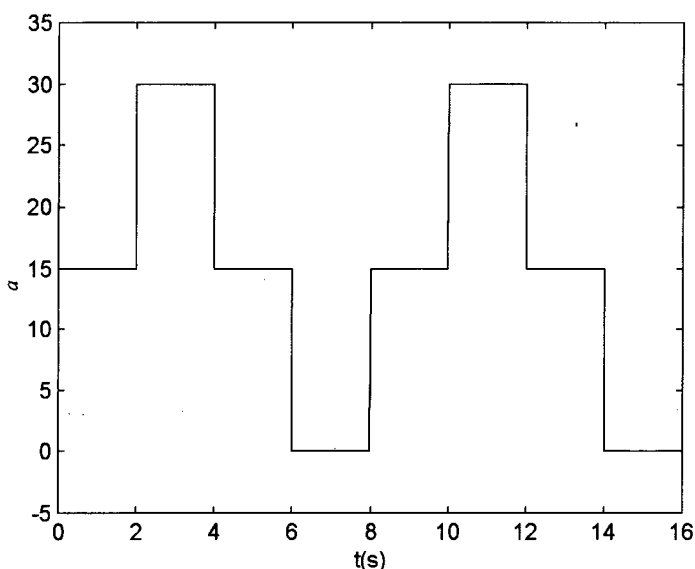


Figura 5.1 — Referência Utilizada nas Simulações

O sinal de referência consiste em uma onda quadrada com três níveis, 0, 15 e 30 rad/s, com período de 8 s (1600 períodos de amostragem). Cada nível possui duração de 2 s (400 períodos de amostragem). Em todas as simulações foram utilizados dois ciclos completos.

5.2.3 Identificação do Processo

A identificação do processo é feita *on-line*, utilizando-se o algoritmo RLS com abordagem indireta, apresentado na seção 2.3.2. O modelo adotado supõe conhecidos o atraso de transporte, representado apenas pelo atraso no ZOH, e o grau dos polinômios A e B , respectivamente 2 e 1. Com estas considerações, o modelo estimado do processo é dado por:

$$\frac{Y}{U} = z^{-1} \frac{\hat{b}_0 + \hat{b}_1 z^{-1}}{1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \hat{a}_2 z^{-2}}$$

Deste modelo, o Vetor de Medidas é dado por:

$$\mathbf{x}(t) = [-y(t-1) \quad -y(t-2) \quad u(t-1) \quad u(t-2)]$$

e o Vetor de Parâmetros é dado por:

$$\boldsymbol{\theta}(t) = [\hat{a}_1 \quad \hat{a}_2 \quad \hat{b}_0 \quad \hat{b}_1]$$

O trecho de código para MATLAB responsável pelo algoritmo de identificação é:

```
%--- Condições iniciais MQR
H=100*eye(4);

%--- Vetor Inicial de Parâmetros Estimados
a1=0.1;a2=0.2;b0=0.1;b1=-0.1;
Teta=[a1;a2;b0;b1];

%--- Monta Vetor de Medidas
x=[-y(t-1);-y(t-2);u(t-1);u(t-2)];

%--- Calcula Erro
Erro=y(t)-x'*Teta;

%--- Calcula L
L=(H*x)/(1+x'*H*x);

%--- Atualiza Vetor de Parâmetros
Teta=Teta+L*Erro;

%--- Atualiza H
H=H-L*(H*x)';
```

De uma forma geral, o método dos mínimos quadrados apresenta um bom desempenho, convergindo para valores próximos dos parâmetros reais do processo antes da metade do primeiro nível da referência (cerca de 200 iterações) em todas as simulações nas

quais o controlador apresentou comportamento estável. A figura 5.2 mostra os resultados em uma simulação do controlador GMV com Q Incremental.

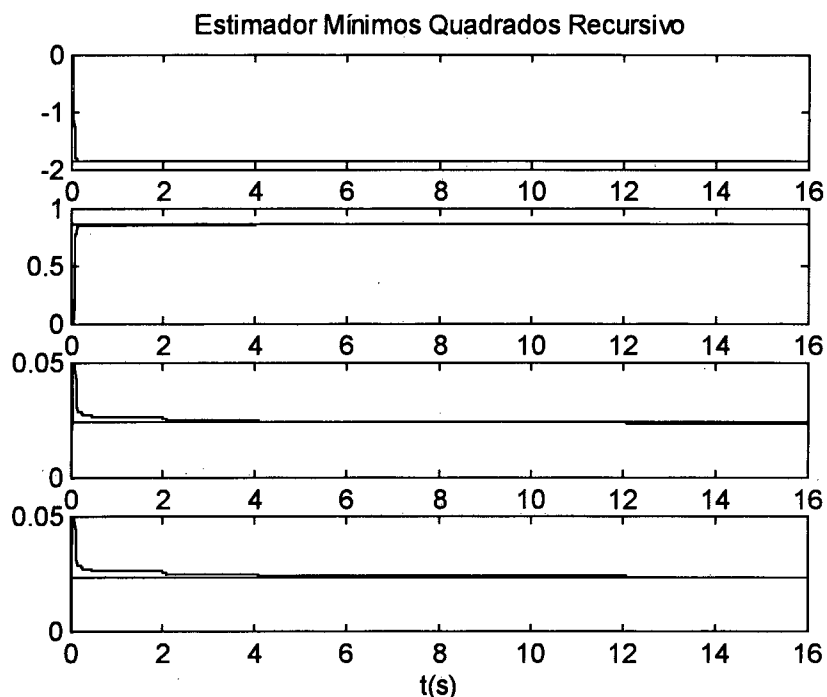


Figura 5.2 — Desempenho Típico do Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo

5.2.4 Critérios de Projeto

Para permitir a avaliação do comportamento dos algoritmos de controle sob condições equivalentes, foi especificado um ponto de operação a ser alcançado através do ajuste dos parâmetros de cada controlador. Assim, o critério adotado foi parametrizar o sistema de tal forma que apresentasse um Tempo de Estabilização ($T_e(5\%)$) de 0,25 segundos ou menos sem a presença de sobre-elevação, a serem medidos no segundo nível de 30 rad/s (entre 10 s e 12 segundos). Este intervalo é utilizado porque a experimentação com os algoritmos de controle mostra que nele o conjunto de parâmetros estimados já convergiu para os parâmetros reais do processo em todas as simulações.

A estratégia adotada para ajuste do controlador consiste basicamente em tentativa e erro. Foram feitas diversas simulações: as primeiras visam ajustar os parâmetros dos controladores de forma a garantir estabilidade ao sistema em malha fechada. Logo após, é feito um ajuste fino para tentar atender à especificação de $T_e(5\%) = 0,25$ s.

Embora com o conhecimento dos parâmetros do sistema seja possível desenvolver uma equação que indique o Tempo de Estabilização para um determinado conjunto de parâmetros de projeto do sistema, tal solução não foi adotada neste trabalho. Desta forma,

tentou-se avaliar a dificuldade que as estruturas de controle apresentam para serem ajustadas em situações práticas, através do número de tentativas necessárias para se alcançar o objetivo estabelecido.

5.2.5 Índices de Desempenho

Para avaliar-se o desempenho das estratégias de controle, são apresentados dois índices de desempenho: a variância da diferença entre a saída original do processo $y(t)$ e a referência original $y_r(t)$, dada por:

$$\text{var}(y - y_r) \triangleq \frac{1}{T_{fim} - T_{inicio}} \sum_{t=T_{inicio}}^{T_{fim}} [y(t) - y_r(t)]^2$$

e a variância da diferença entre o sinal de controle e a sua média, dada por:

$$\text{var}(u - \bar{u}) \triangleq \frac{1}{T_{fim} - T_{inicio}} \sum_{t=T_{inicio}}^{T_{fim}} [u(t) - \bar{u}]^2$$

onde:

$$\bar{u} = \frac{1}{T_{fim} - T_{inicio}} \sum_{t=T_{inicio}}^{T_{fim}} u(t)$$

O cálculo é realizado no nível de 30 rad/s no segundo ciclo da simulação, entre 10 e 12 segundos (Iterações 2001 a 2400). Esta janela de análise é utilizada por possuir a maior magnitude da referência e porque neste instante da simulação os parâmetros do estimador já convergiram para os parâmetros reais do processo.

Cabe salientar que os índices de desempenho não são utilizados como critérios de projeto e sim como medidas da qualidade dos controladores. Por isso, não são impostos limites para os mesmos.

5.3 EQUACIONAMENTO E SIMULAÇÕES

Todas as simulações apresentadas nesta seção são executadas através de *scripts* para MATLAB versão 4.2c.1, em um computador Pentium, 200 MHz, 32Mb RAM.

5.3.1 GMV Com Q Incremental

Os parâmetros de projeto são:

$$P=p_0+p_1z^{-1}$$

$$Q=q_0+q_1z^{-1}$$

$$R=r_0+p_1$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 3.4, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$f_0 = p_0$$

$$g_0 = p_1 - f_0\hat{a}_1$$

$$g_1 = -f_0\hat{a}_2$$

Assim, a Lei de Controle dada pela equação 3.7 é:

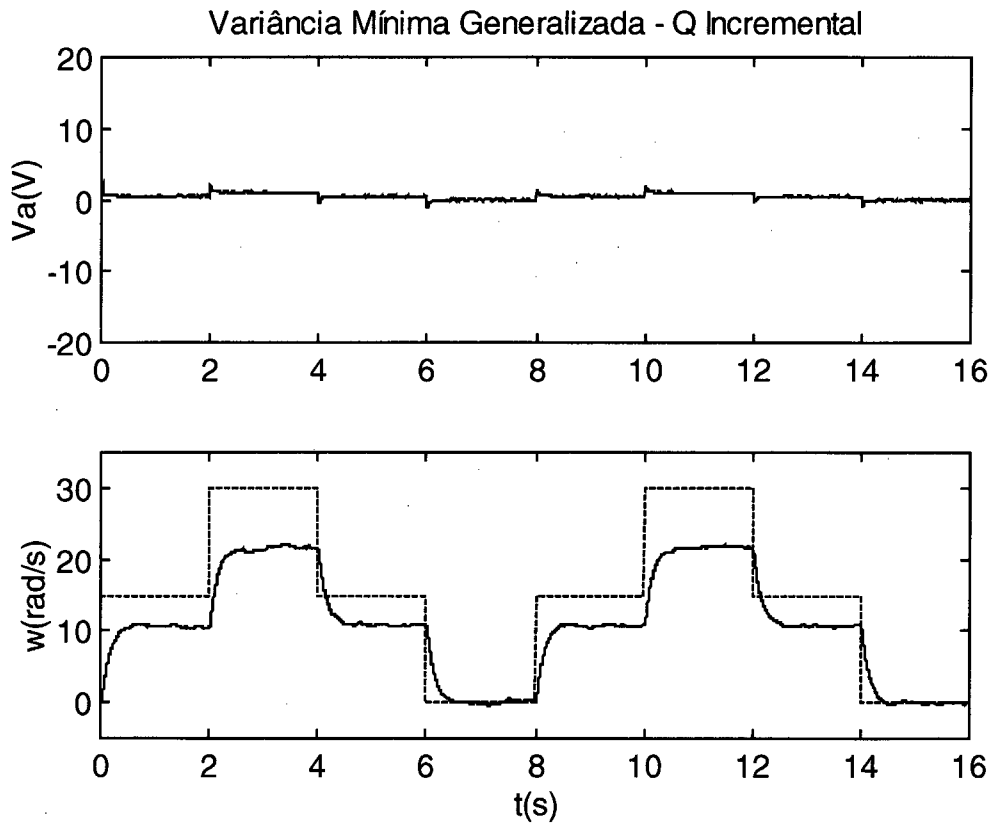
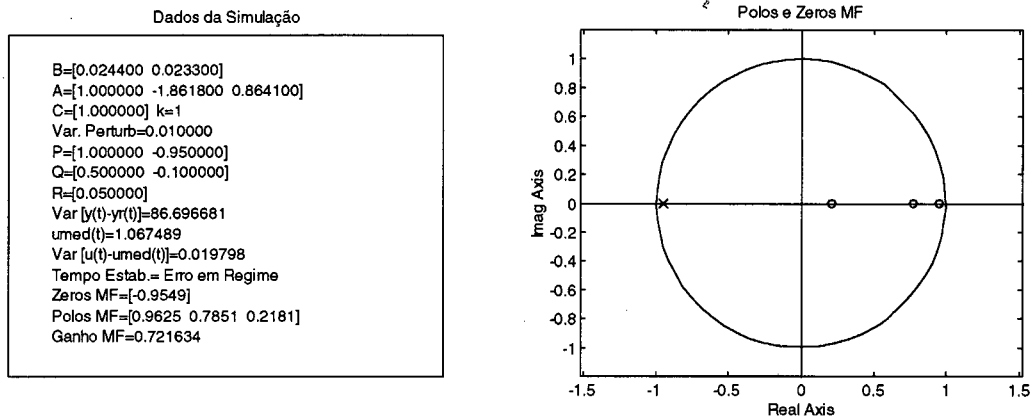
$$u(t) = \frac{r_0y_r(t) - g_0y(t) - g_1y(t-1) - (\hat{b}_1f_0 + q_1)u(t-1)}{\hat{b}_0f_0 + q_0}$$

O *script* para MATLAB que simula este sistema é dado no ANEXO B.1.

A seguir são apresentadas algumas simulações que ilustram o comportamento do controlador GMV com *Q* Incremental.

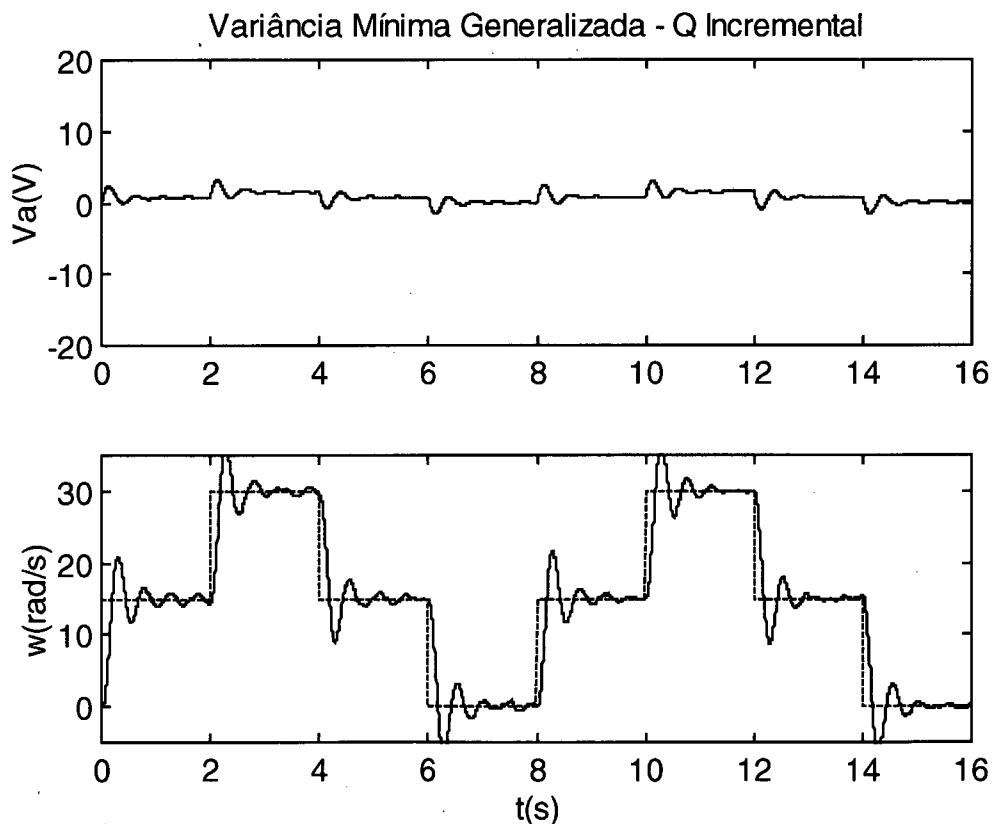
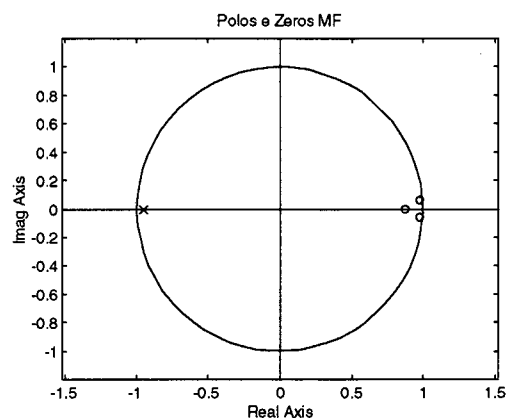
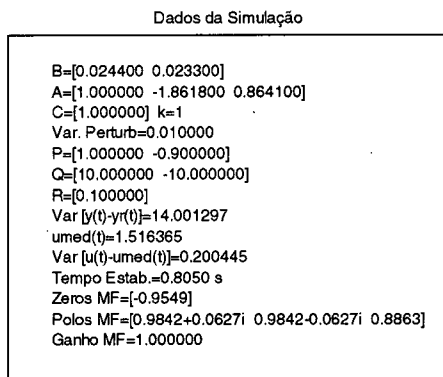
Simulação 5.1

Nesta simulação o polinômio Q foi ajustado de forma não-incremental ($Q(1) \neq 0$). Apesar de apresentar um comportamento estável, a figura mostra que nestas condições o sistema apresenta erro em regime não nulo.



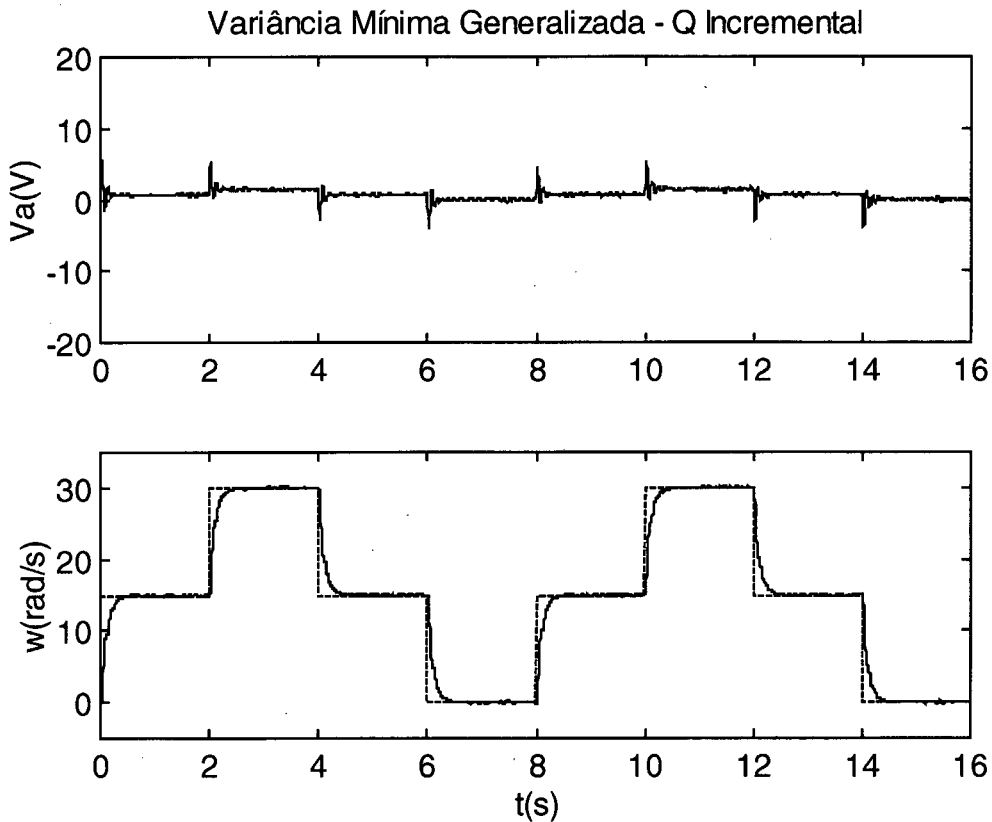
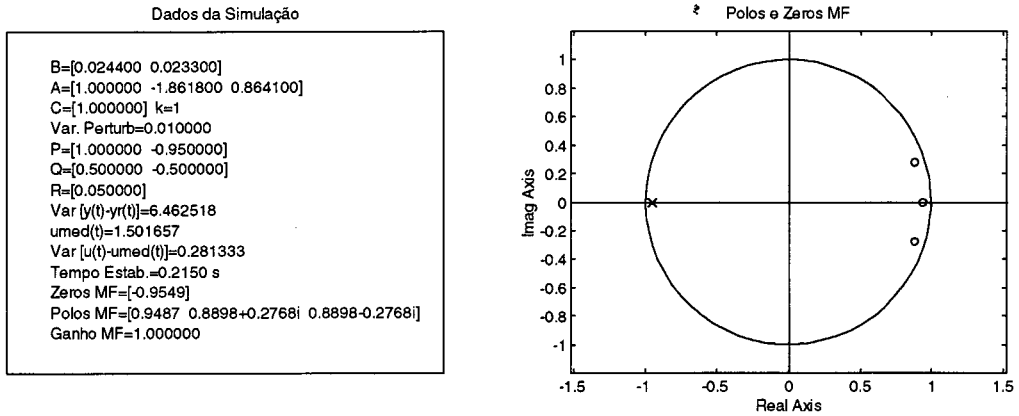
Simulação 5.2

Nesta simulação aumentou-se os coeficientes do polinômio Q . Nota-se que o sistema converge lentamente para a referência não alcançando o critério de projeto adotado. Os valores-limite do sinal de controle permanecem pequenos mesmo nos primeiros períodos de amostragem, quando o sistema pode apresentar variações bruscas durante a convergência dos parâmetros do estimador. Percebe-se que a variância da saída é considerável devido às oscilações do sinal. Por outro lado, a variância do sinal de controle é pequena. Os resultados evidenciam a influência do polinômio Q como ponderador do sinal de controle.



Simulação 5.3

Nesta simulação os parâmetros do controlador apresentam um ajuste mais adequado. A figura mostra um bom desempenho do controlador, atendendo às especificações de projeto impostas.



5.3.2 GMV Com Modelo CARIMA

Os parâmetros de projeto são:

$$P=p_0+p_1z^{-1}$$

$$Q=q_0+q_1z^{-1}$$

$$R=r_0+p_1$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 3.13, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$f_0 = p_0$$

$$g_0 = p_1 - f_0(\hat{a}_1 - 1)$$

$$g_1 = -f_0(\hat{a}_2 - \hat{a}_1)$$

$$g_2 = f_0\hat{a}_2$$

Assim a Lei de Controle dada pela equação 3.14 é:

$$u(t) = \frac{r_0y_r(t) - g_0y(t) - g_1y(t-1) - g_2y(t-2) - (\hat{b}_1f_0 + q_1 - \hat{b}_0f_0 - q_0)u(t-1) + (\hat{b}_1f_0 + q_1)u(t-2)}{\hat{b}_0f_0 + q_0}$$

O *script* para MATLAB que simula este sistema é dado no ANEXO B.2. A listagem contém o equacionamento do estimador RLS para modelos CARIMA, que apresenta algumas diferenças em relação ao modelo CARMA.

A seguir são apresentadas algumas simulações do controlador GMV com modelo CARIMA.

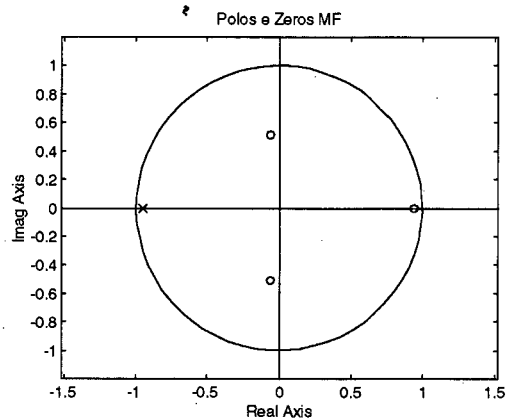
Simulação 5.4

Nesta simulação adotou-se um valor pequeno para q_0 . Observa-se que a qualidade da saída do processo apresenta uma melhora significativa em relação à simulação anterior. Entretanto, o sinal de controle apresenta um comportamento oscilatório mais acentuado.

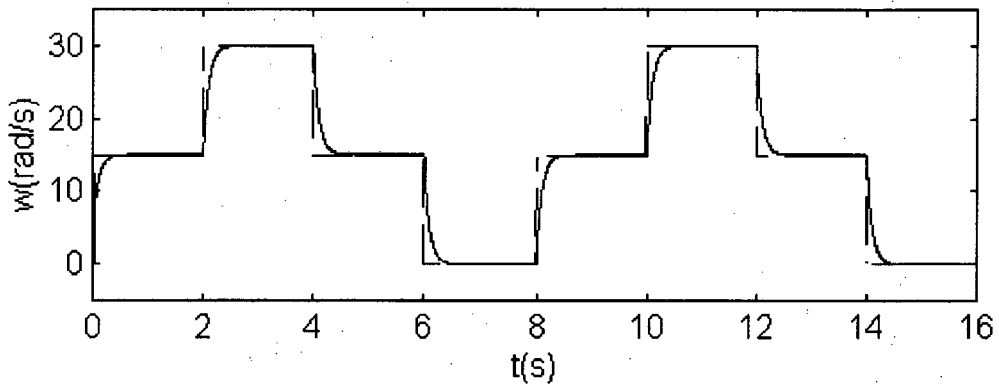
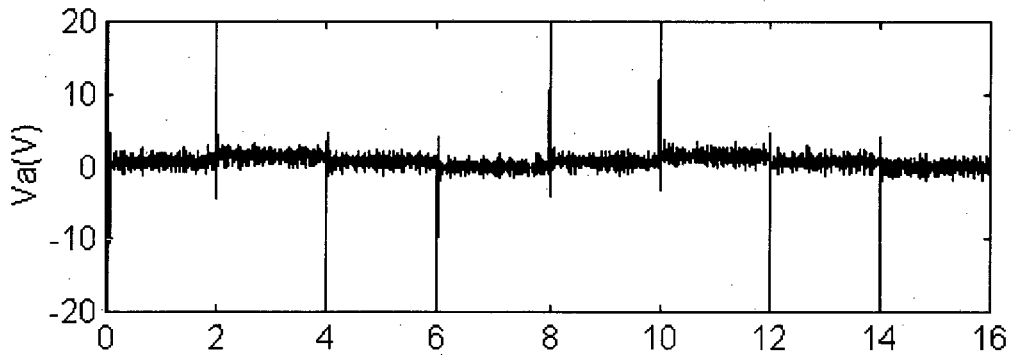
Dados da Simulação

```

B=[0.024400 0.023300]
A=[1.000000 -1.861800 0.864100]
C=[1.000000] k=1
Var. Perturb=0.010000
P=[1.000000 -0.950000]
Q=[0.010000 0.000000]
R=[0.050000]
Var [y(t)-yr(t)]=5.775642
umed(t)=1.399601
Var [u(t)-umed(t)]=1.682570
Tempo Estab.=0.2250 s
Zeros MF=[-0.9549]
Polos MF=[0.9500 -0.0608+0.5106i -0.0608-0.5106i]
Ganho MF=1.000000
    
```

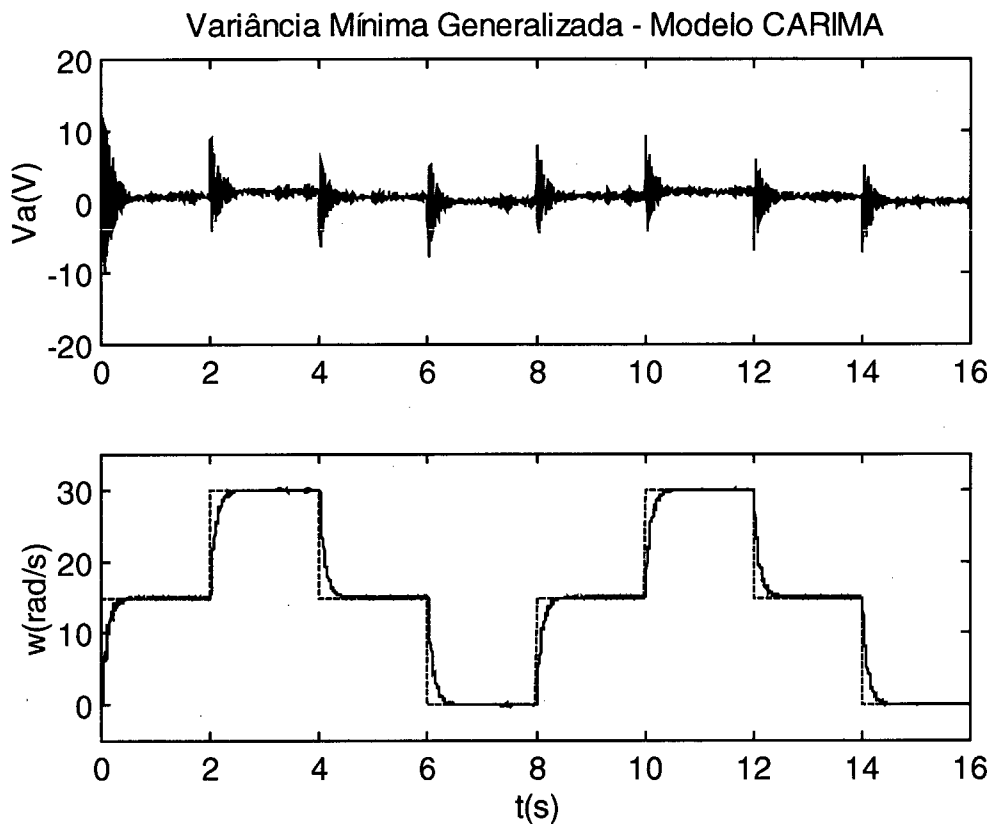
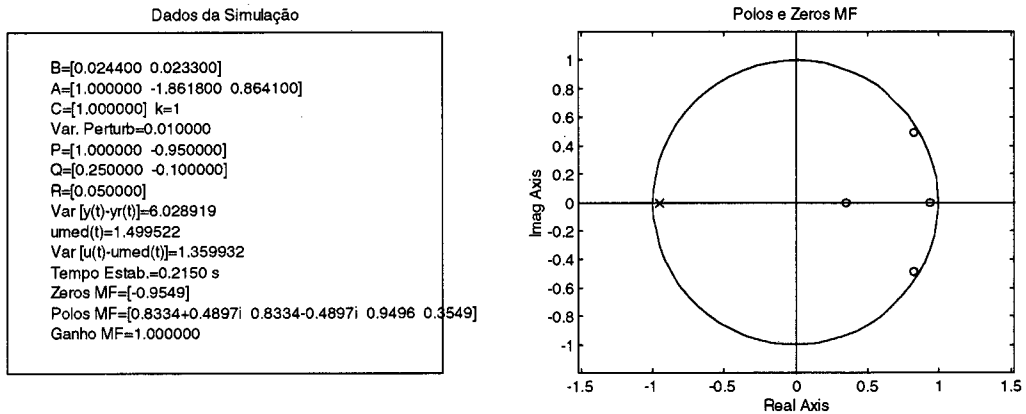


Variância Mínima Generalizada - Modelo CARIMA



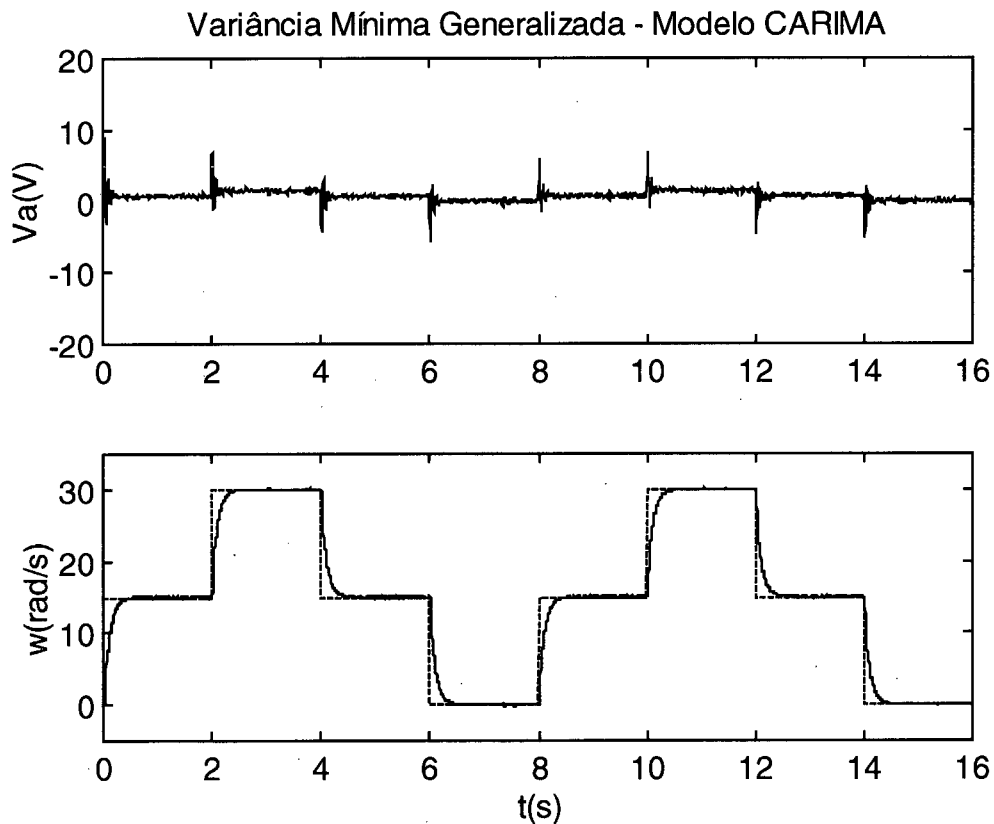
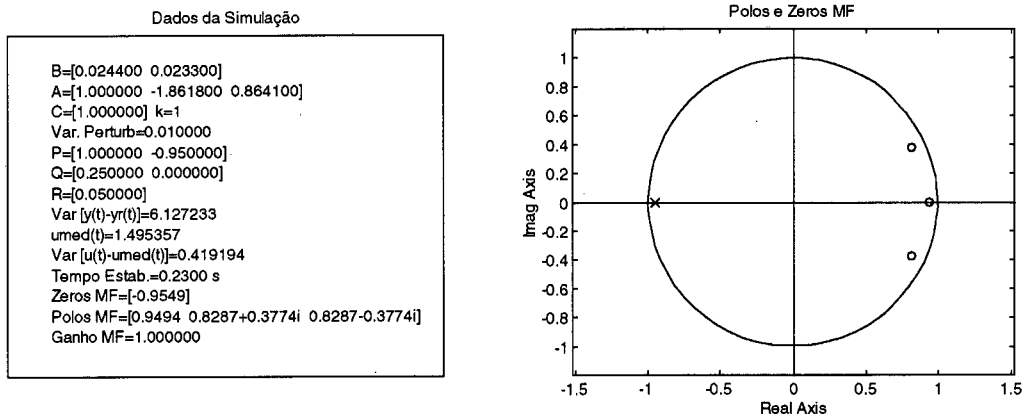
Simulação 5.5

Neste ensaio aumentou-se o grau do polinômio Q . Observa-se que tal modificação implica no aumento no número de pólos do sistema em malha fechada. À medida que o parâmetro q_1 cresce em relação a q_0 , o comportamento do sistema se deteriora. Estes resultados indicam que não há melhora no desempenho do sistema com o aumento no grau do polinômio Q .



Simulação 5.6

A simulação ilustra um comportamento adequado para o controlador GMV com modelo CARIMA, atendendo às especificações impostas. Observa-se que há um aumento na variância do controle e uma diminuição na variância da saída. Após cada degrau na referência, o sinal de controle apresenta um comportamento oscilatório por alguns períodos de amostragem e estabiliza-se de forma assintótica.



5.3.3 GMV - Favier e Hassani

Os parâmetros de projeto são:

$$P=p_0+p_1z^{-1}$$

$$Q=q_0+q_1z^{-1}$$

$$R=r_0+p_1$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 3.21, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$f_0 = p_0$$

$$g_0 = p_1 - f_0\hat{a}_1$$

$$g_1 = -f_0\hat{a}_2$$

A referência para o controle (equação 3.24) é dada por:

$$u_r(t) = \frac{r_0 - g_0 - g_1}{(\hat{b}_0 + \hat{b}_1)f_0} y_r(t)$$

Assim, a Lei de Controle dada pela equação 3.22 é:

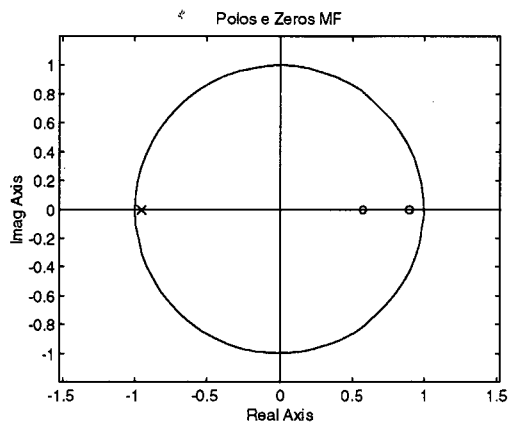
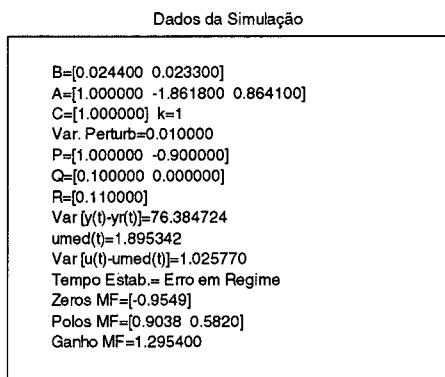
$$u(t) = \frac{r_0 y_r(t) - g_0 y(t) - g_1 y(t-1) - (\hat{b}_1 f_0 + q_1) u(t-1) + q_0 u_r(t) + q_1 u_r(t-1)}{\hat{b}_0 f_0 + q_0}$$

O *script* para MATLAB que simula este sistema é dado no ANEXO B.3.

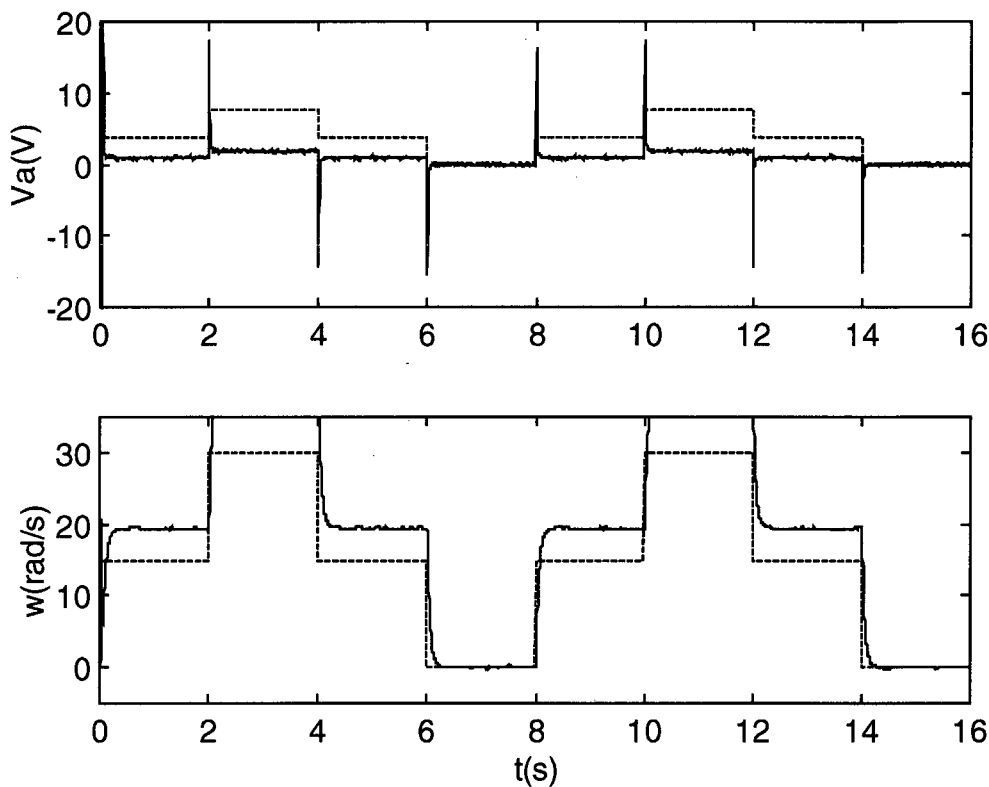
A seguir são apresentadas algumas simulações com o controlador GMV com o procedimento de Favier e Hassani. Além das informações normais, é apresentada também a referência para o sinal de controle de entrada do sistema.

Simulação 5.7

A equação 3.25 mostra que é necessário ajustar-se o polinômio R de tal forma que $R=P(1)$. A simulação abaixo é feita com $R=1,1*P(1)$ e o sistema apresenta erro em regime, comprovando a restrição imposta.

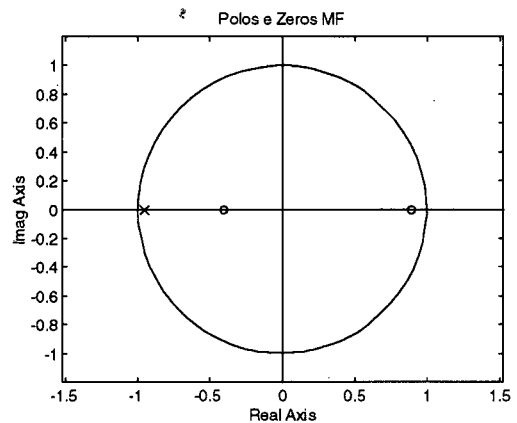
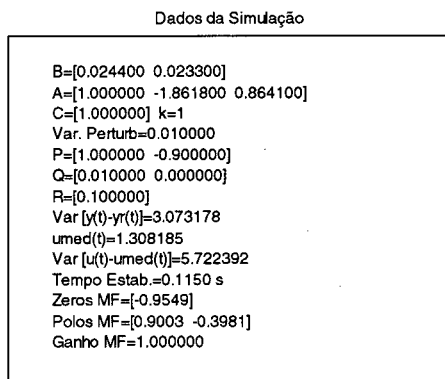


Variância Mínima Generalizada - Favier e Hassani

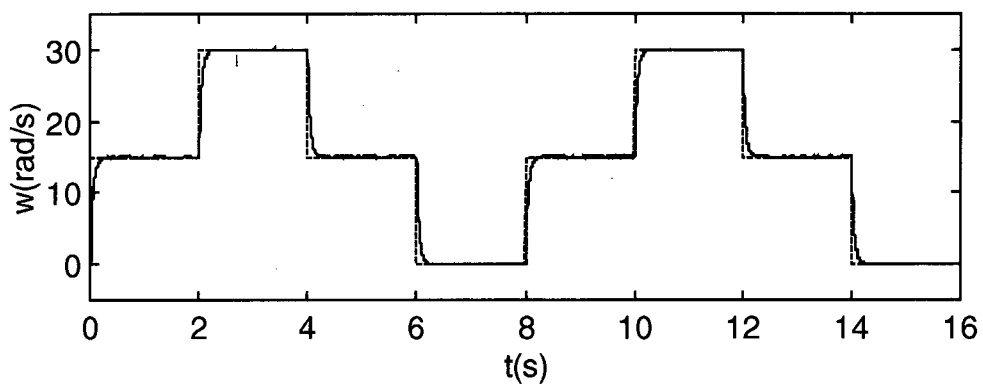
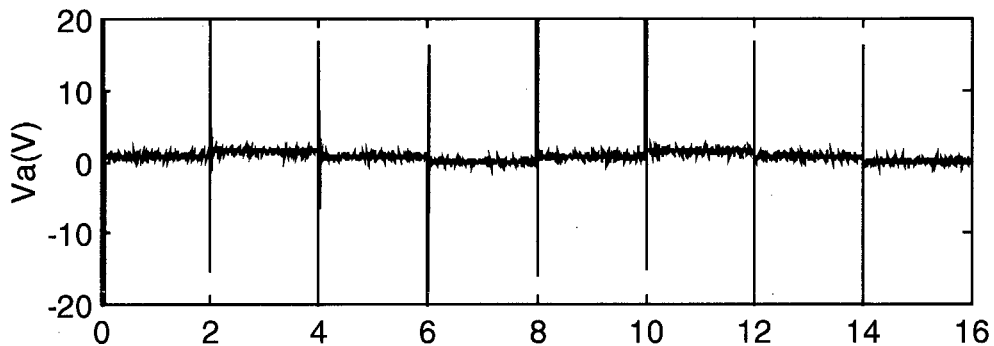


Simulação 5.8

Esta simulação utiliza um valor pequeno para q_0 . Tem-se uma variância maior no controle e menor na saída do sistema, indicando que é possível ponderar-se mais o controle, aumentando-se q_0 .

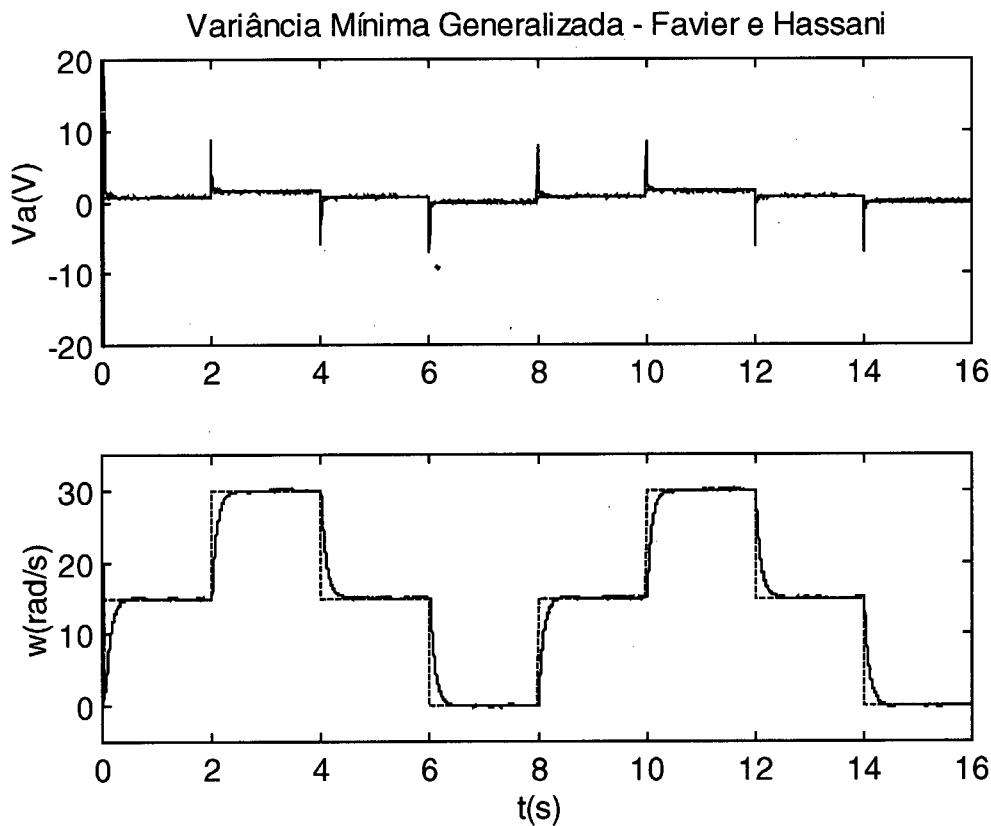
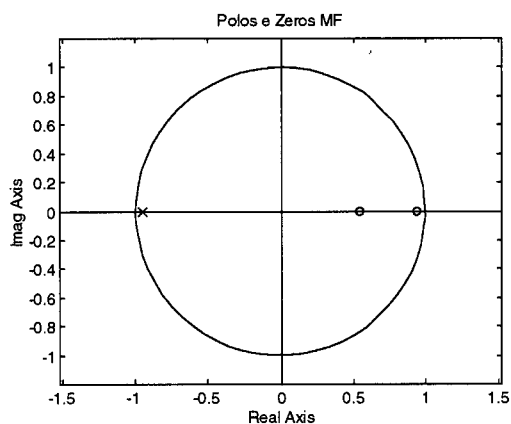
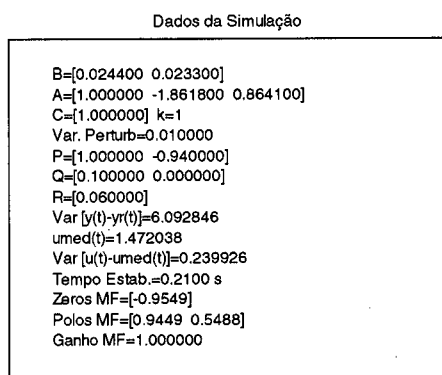


Variância Mínima Generalizada - Favier e Hassani



Simulação 5.9

Esta simulação mostra um bom desempenho do controlador GMV com o Critério de Favier e Hassani. O sistema não apresenta sobre-elevação e converge para a referência dentro da faixa especificada. A cada mudança de nível o sinal de entrada apresenta picos normais e em poucos períodos de amostragem converge suavemente para a referência de controle, sem apresentar oscilações excessivas, indicando que o sistema pode até ser melhorado, no caso de serem impostas especificações de projeto mais severas.



5.3.4 GMV com Ponderação Adaptativa Para Referência

Os parâmetros de projeto são:

$$P = p_0 + p_1 z^{-1}$$

$$Q = q_0 + q_1 z^{-1}$$

$$R = \hat{r}_0$$

onde R , representado pela equação 3.25, é dado por:

$$\hat{r}_0 = \frac{(\hat{b}_0 + \hat{b}_1)(p_0 + p_1) + (q_0 + q_1)(1 + \hat{a}_1 + \hat{a}_2)}{(\hat{b}_0 + \hat{b}_1)}$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 3.4, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$f_0 = p_0$$

$$g_0 = p_1 - f_0 \hat{a}_1$$

$$g_1 = -f_0 \hat{a}_2$$

Assim, a Lei de Controle dada pela equação 3.7 é:

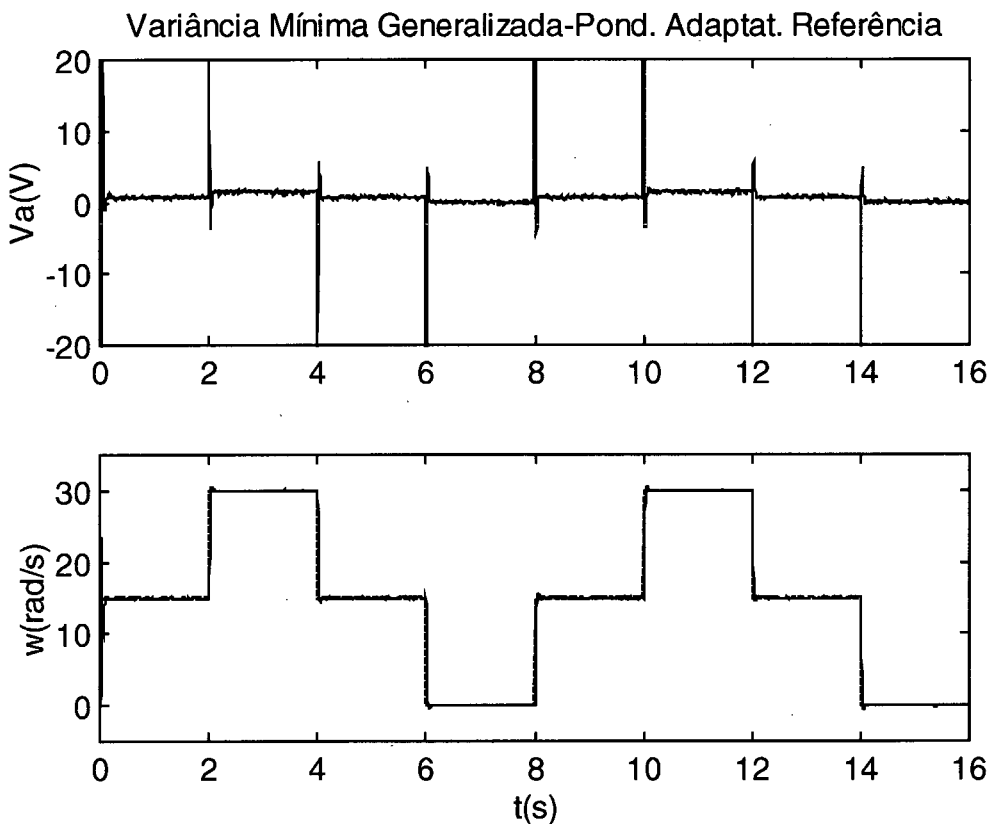
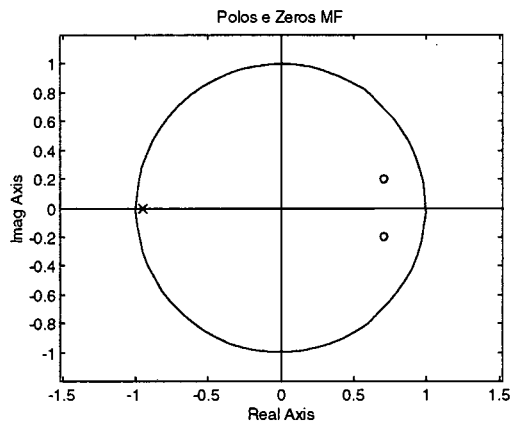
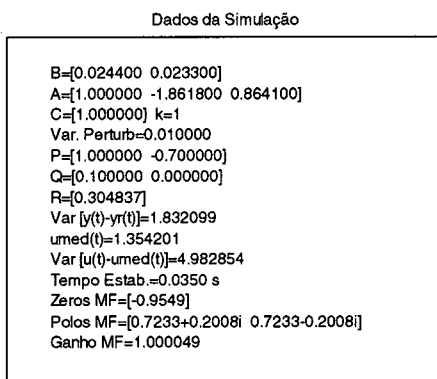
$$u(t) = \frac{\hat{r}_0 y_r(t) - g_0 y(t) - g_1 y(t-1) - (\hat{b}_1 f_0 + q_1) u(t-1)}{\hat{b}_0 f_0 + q_0}$$

O *script* para MATLAB que simula o comportamento do sistema é dado no ANEXO B.4.

A seguir são apresentadas algumas simulações do controlador GMV com Ponderação Adaptativa Para a Referência.

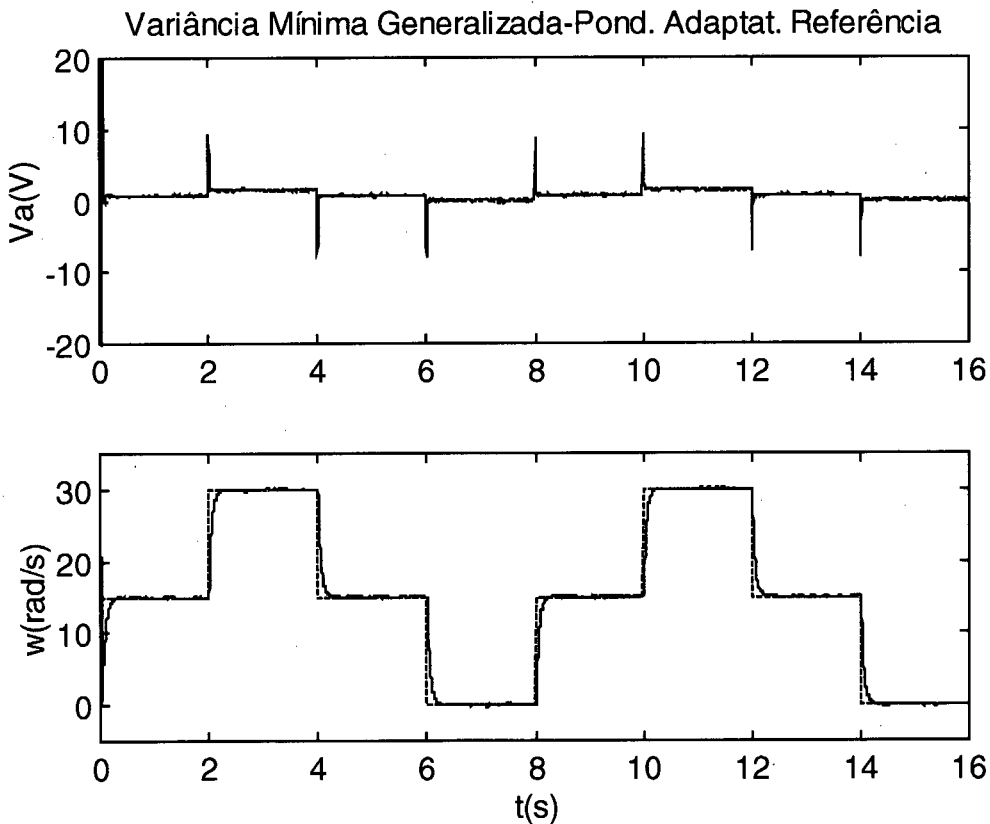
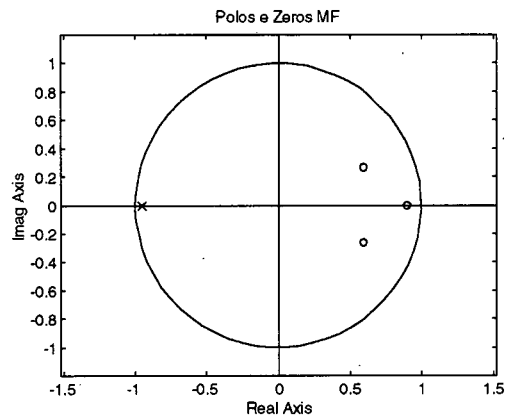
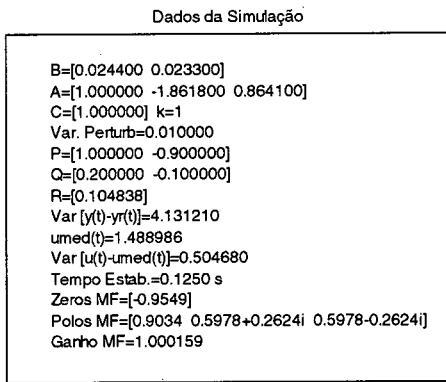
Simulação 5.10

Na simulação abaixo o parâmetro p_1 assume o valor 0,7, considerado pequeno. Observa-se que o mesmo influencia o tempo de convergência da saída do sistema, fazendo-a convergir em aproximadamente 7 períodos de amostragem (0,035 segundos). A contrapartida é dada pelos picos no sinal de controle, que nas transições de nível atinge cerca de 40 V.



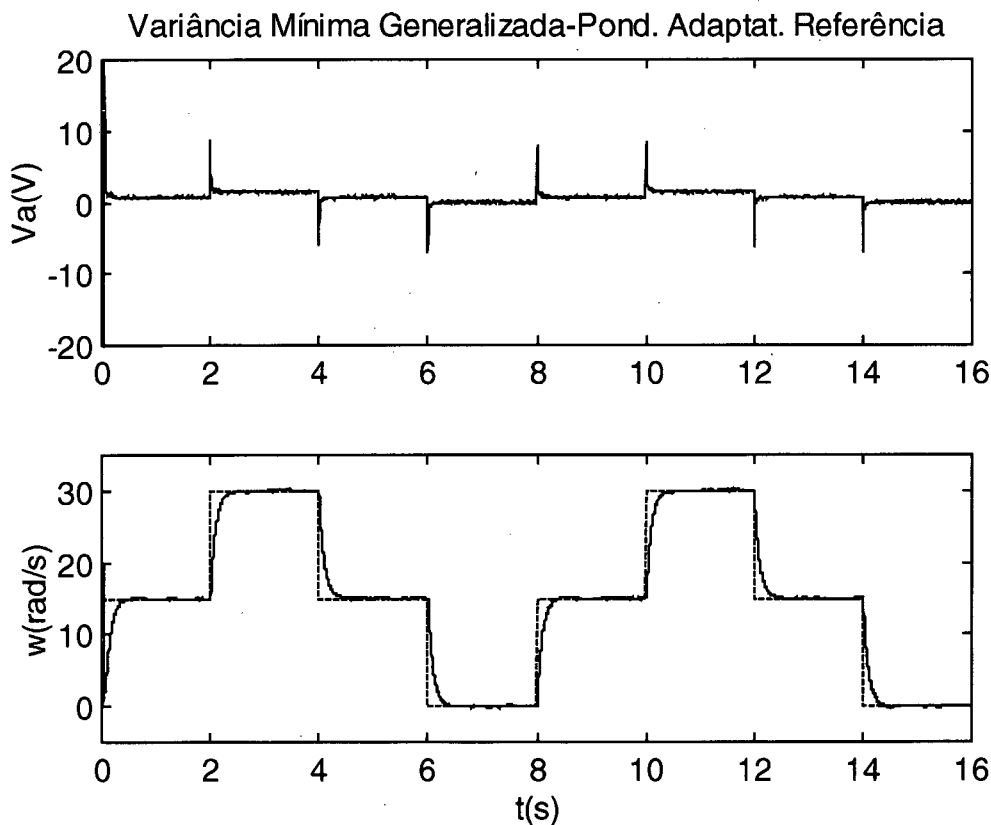
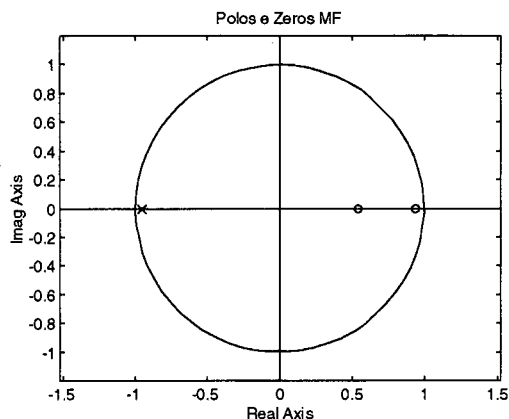
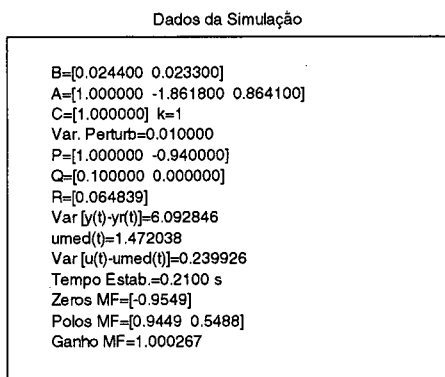
Simulação 5.11

A figura abaixo mostra uma simulação onde o polinômio Q assume uma estrutura de primeira ordem. O efeito direto desta modificação é o aparecimento de mais um pólo no sistema em malha fechada. A despeito disso, o sistema comporta-se bem, atendendo com certa folga às especificações impostas. A modificação não causa modificações sensíveis no desempenho do sistema. Observa-se que o parâmetro p_1 assume um valor típico de 0,9. Com isso, a resposta fica mais lenta e, em consequência, o sistema exige menos do sinal de controle.



Simulação 5.12

A simulação abaixo apresenta uma boa parametrização do controlador GMV com Ponderação Adaptativa Para a Referência. O sistema em malha fechada atende às especificações de projeto e os índices de desempenho podem ser considerados bons. Após os picos nas mudanças de nível, o sinal de controle converge suavemente para seu valor de regime, não apresentando oscilações neste período. Os resultados mostram que neste caso o uso de um polinômio Q de ordem superior não é necessário.



5.3.5 DMV - Al-Chalabi e Khalil

Os parâmetros de projeto são:

Parâmetro de Dahlin= p

$$Q=q_0+q_1z^{-1}$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 2.22, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$f_0 = 1$$

$$g_0 = -f_0\hat{a}_1$$

$$g_1 = -f_0\hat{a}_2$$

Logo, a Lei de Controle dada pela equação 4.12 é:

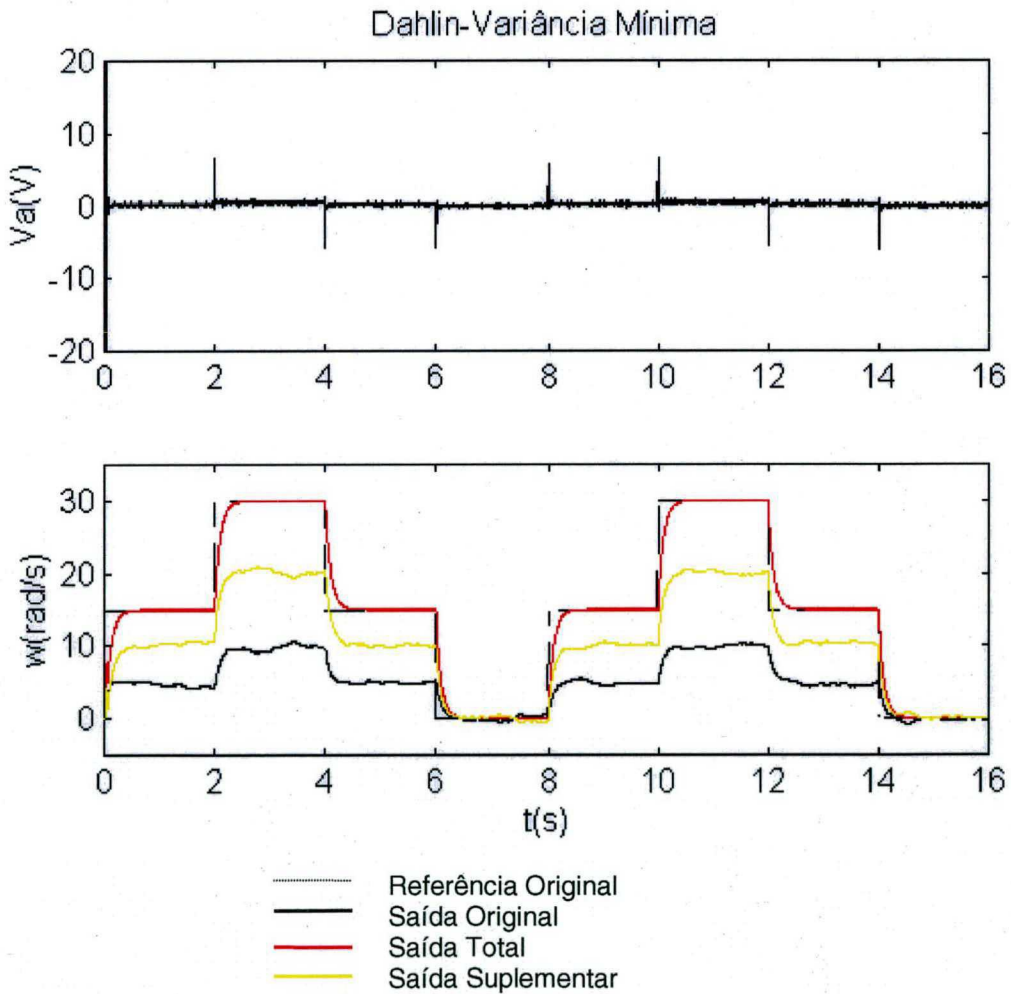
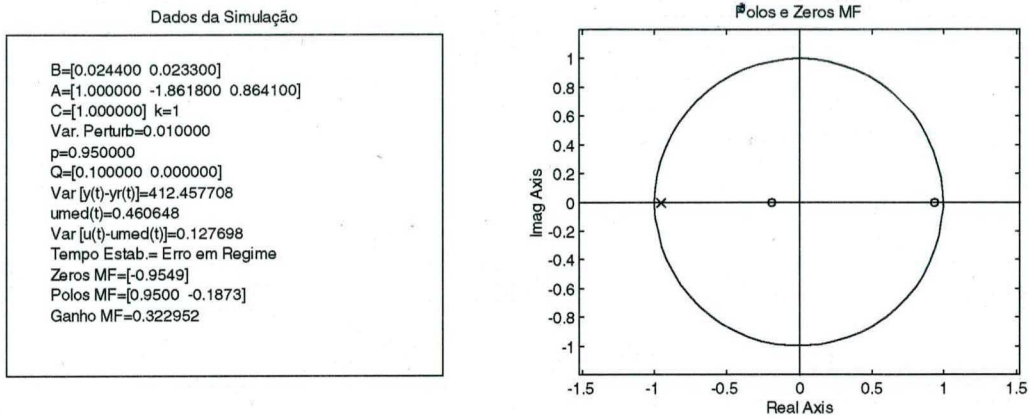
$$u(t) = \frac{1}{\hat{b}_0 + q_0} \left[(1-p)y_r(t) - g_0y_t(t) - (g_1 - g_0p)y_t(t-1) + g_1py_t(t-2) - (\hat{b}_1 + q_1 - p(\hat{b}_0 + q_0))u(t-1) + p(\hat{b}_1 + q_1)u(t-2) \right]$$

O *script* para MATLAB que simula este sistema é dado no ANEXO B.5.

A seguir são apresentadas algumas simulações com o controlador DMV.

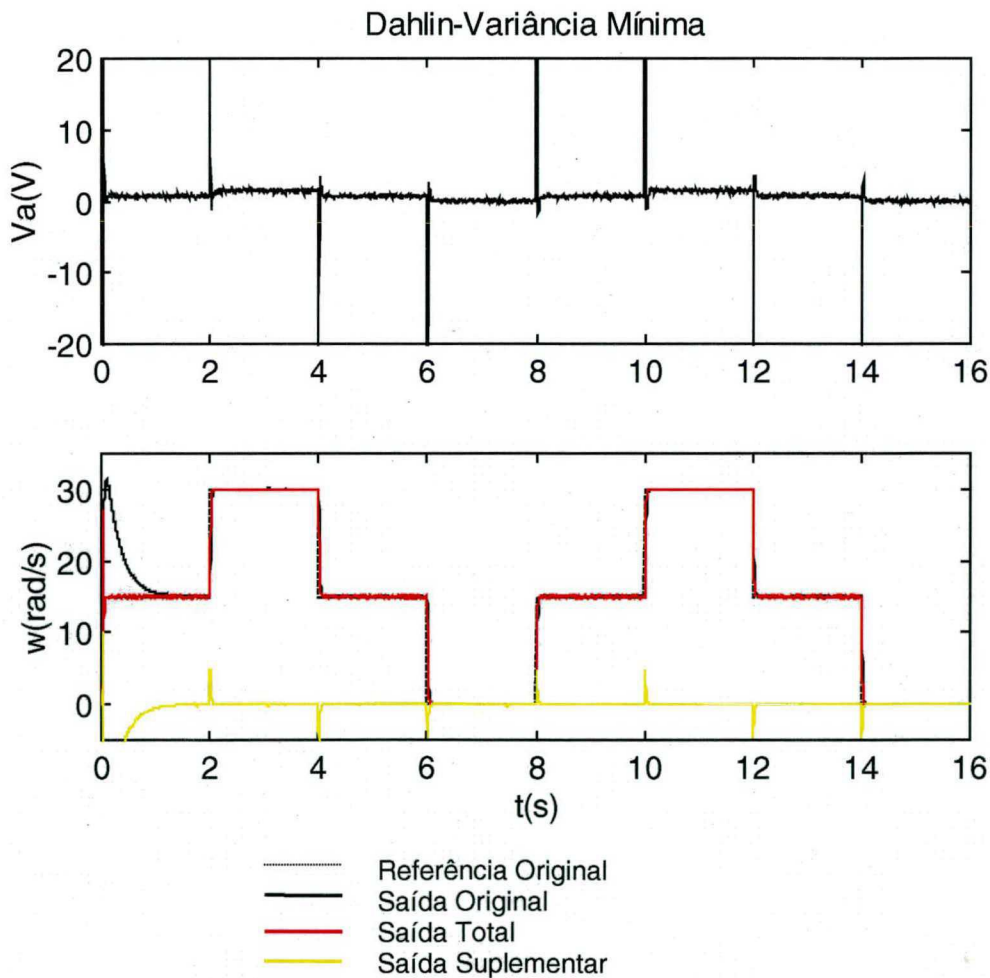
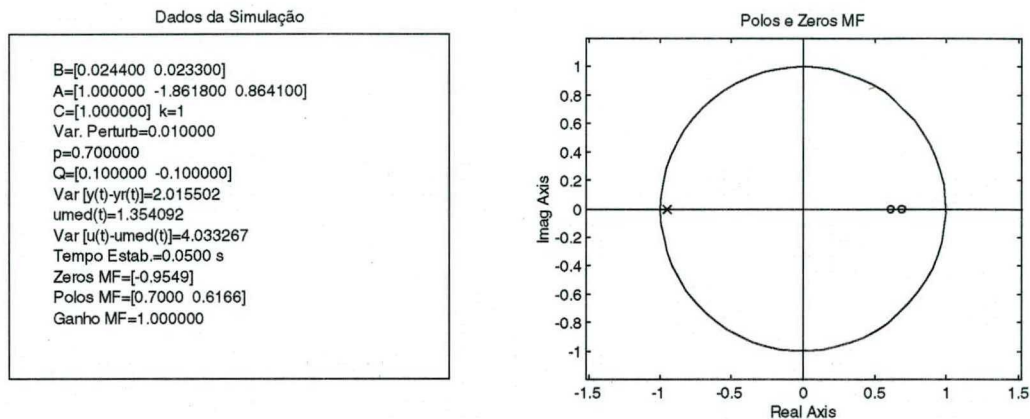
Simulação 5.13

Nesta simulação o polinômio Q é representado por uma constante q_0 . Nota-se que a saída total $y_i(t)$ converge para a referência original, enquanto a saída do processo apresenta erro em regime.



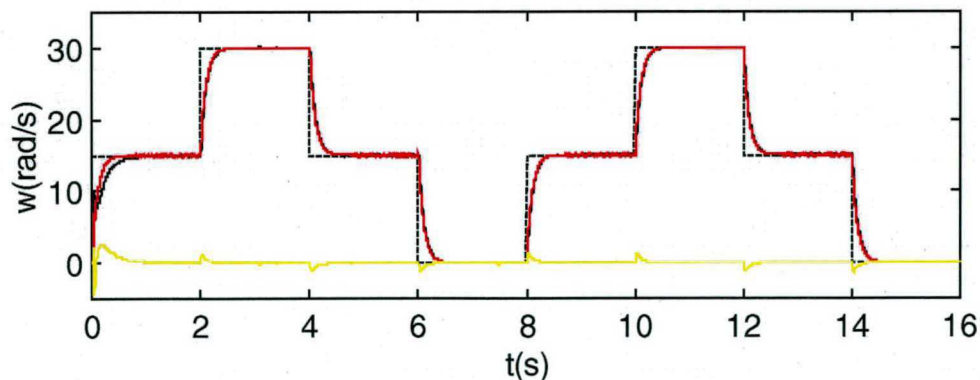
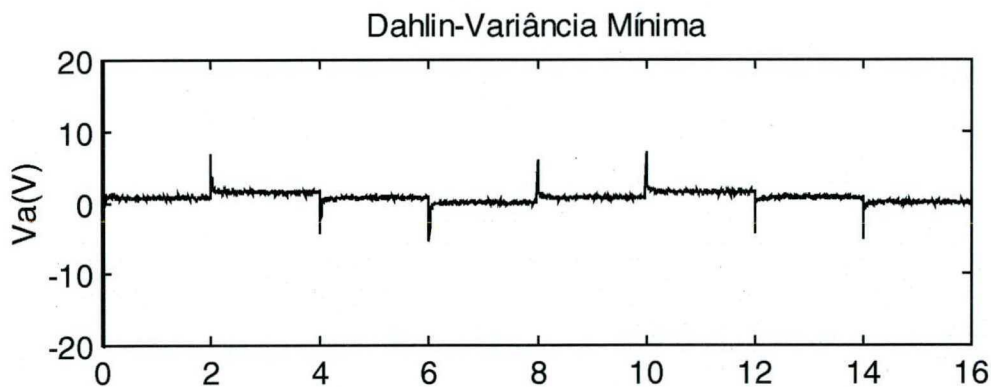
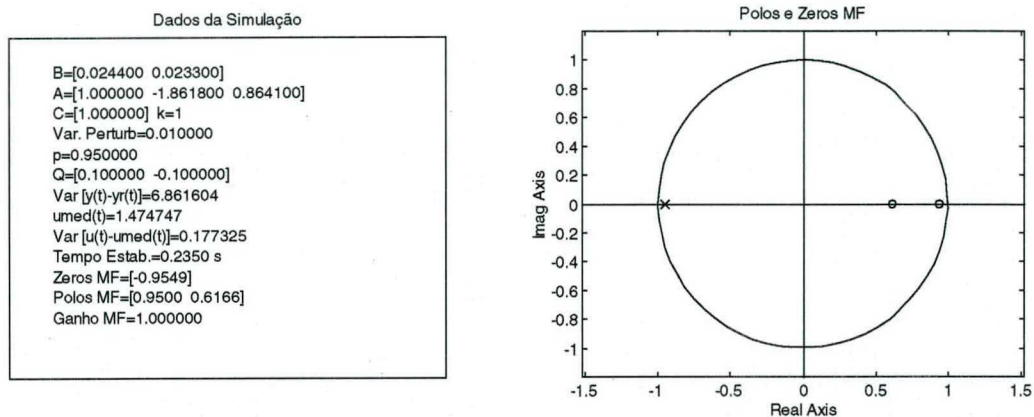
Simulação 5.14

Na simulação abaixo, o polinômio Q assume uma estrutura incremental, necessária para garantir erro médio nulo em regime permanente. Já o parâmetro de Dahlin possui um valor relativamente baixo, fazendo com que a convergência da saída original do processo seja rápida (cerca de 10 períodos de amostragem). O custo deste desempenho é um esforço de controle alto. Nas transições de nível, os picos ultrapassam 37 V.



Simulação 5.15

A simulação ilustra um bom desempenho do controlador DMV. Observa-se que os índices de desempenho apresentam valores adequados. Nota-se que tanto a saída total do sistema quanto a saída original do processo convergem para a referência, enquanto que a saída suplementar converge para zero. Este efeito é causado pela estrutura incremental do polinômio Q .



- Referência Original
- Saída Original
- Saída Total
- Saída Suplementar

5.3.6 MDMV - Vaz e Coelho

Os parâmetros de projeto são:

Parâmetro de Dahlin= p

$$Q = q_0 + q_1 z^{-1}$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 2.22, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$\begin{aligned} f_0 &= 1 \\ g_0 &= -f_0 \hat{a}_1 \\ g_1 &= -f_0 \hat{a}_2 \end{aligned}$$

A saída suplementar (equação 4.18) é dada por:

$$y_s(t) = q_0 u(t-1) + q_1 u(t-2) - \hat{a}_1 y_s(t-1) - \hat{a}_2 y_s(t-2)$$

A referência modificada (equação 4.17) é dada por:

$$y_r'(t) = y_s(t) + y_r(t)$$

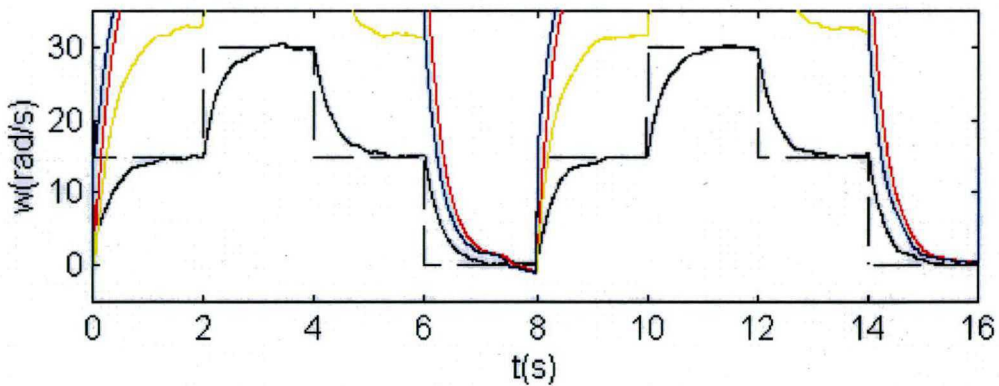
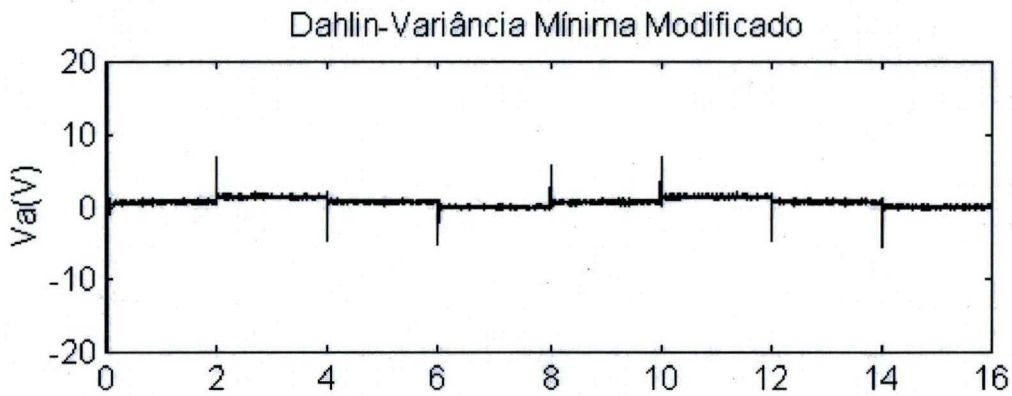
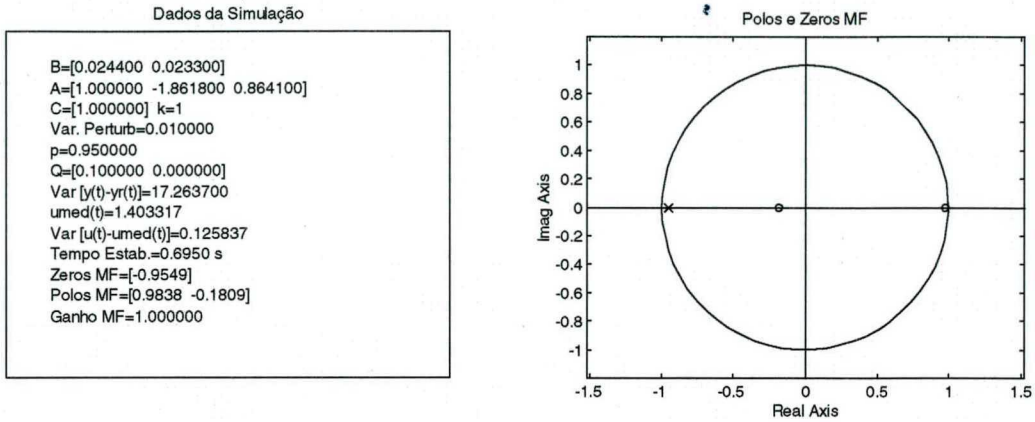
Logo, a Lei de Controle dada pela equação 4.19 é:

$$\begin{aligned} u(t) = \frac{1}{\hat{b}_0 + q_0} & \left[(1-p)y_r'(t) - g_0 y_t(t) - (g_1 - g_0 p)y_t(t-1) + g_1 p y_t(t-2) - \right. \\ & \left. - (\hat{b}_1 + q_1 - p(\hat{b}_0 + q_0))u(t-1) + p(\hat{b}_1 + q_1)u(t-2) \right] \end{aligned}$$

O *script* para MATLAB que simula este processo é dado no ANEXO B.6. A seguir são apresentadas algumas simulações com o controlador MDMV.

Simulação 5.16

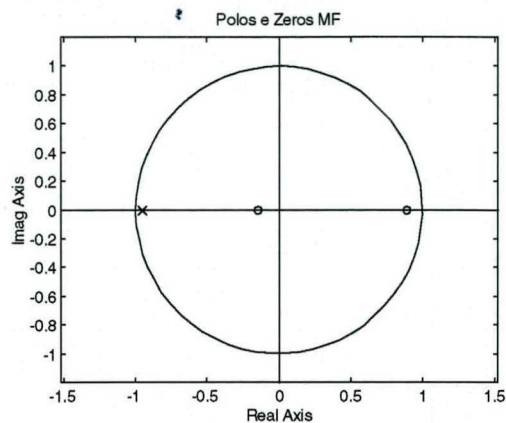
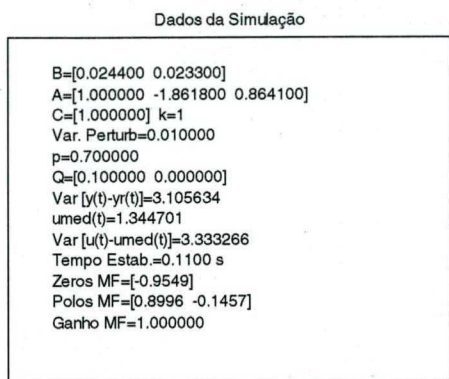
A figura mostra uma simulação do controlador MDMV com $Q = q_0$. Observa-se que apesar do desempenho apenas regular do controlador com este conjunto de parâmetros, o mesmo garante erro nulo em regime onde Q é uma constante.



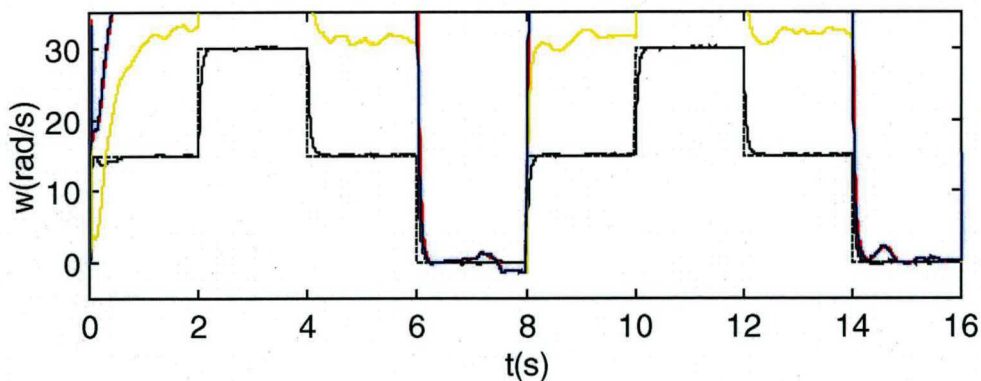
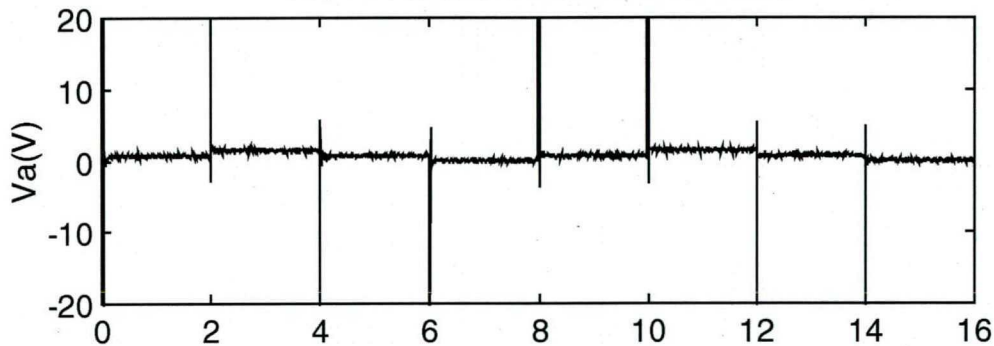
- Referência Original
- Saída Original
- Saída Total
- Saída Suplementar
- Referência Modificada

Simulação 5.17

Nesta simulação o parâmetro de Dahlin assume um valor pequeno. Observa-se que a convergência é rápida, porém o esforço de controle é grande. Nas transições de nível os picos na entrada do sistema chegam a 37 V.



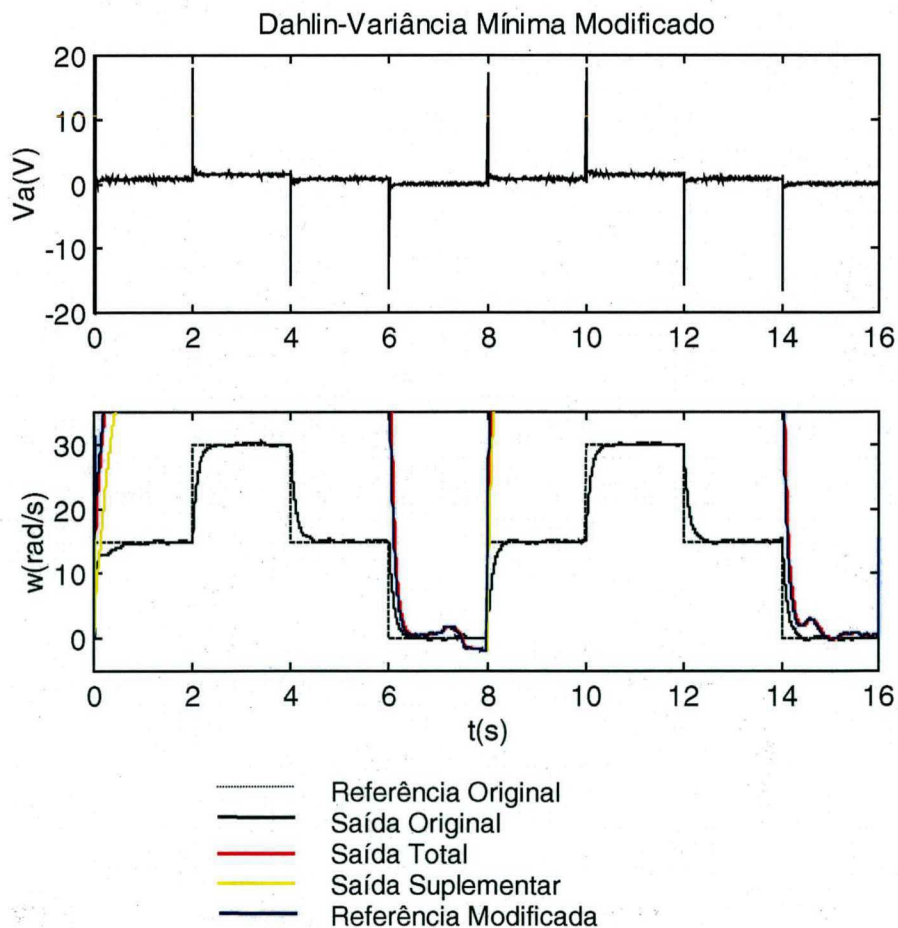
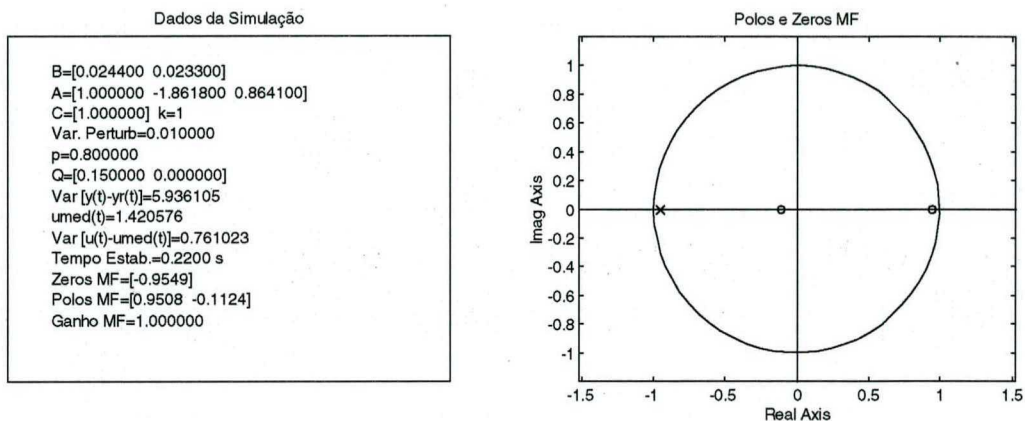
Dahlin-Variância Mínima Modificado



- Referência Original
- Saída Original
- Saída Total
- Saída Suplementar
- Referência Modificada

Simulação 5.18

Esta simulação apresenta um bom desempenho do controlador MDMV. Percebe-se que a saída total converge para a referência modificada enquanto que a saída original do processo converge para a referência original. As especificações são atendidas e os índices de desempenho apresentam valores que podem ser considerados normais. Uma avaliação visual dos resultados obtidos revela que o controlador MDMV requer um esforço maior na presença de ruído. Isto pode ser comprovado pelo comportamento oscilatório das variáveis auxiliares do sistema.



5.3.7 DMV - Favier e Hassani

Os parâmetros de projeto são:

Parâmetro de Dahlin= p

$$Q=q_0+q_1z^{-1}$$

Resolvendo-se a identidade polinomial dada pela equação 2.22, chega-se ao seguinte conjunto de parâmetros:

$$\begin{aligned} f_0 &= 1 \\ g_0 &= -f_0\hat{a}_1 \\ g_1 &= -f_0\hat{a}_2 \end{aligned}$$

A saída suplementar (equação 4.18) é dada por:

$$y_s(t) = q_0(u(t-1) - u_r(t-1)) + q_1(u(t-2) - u_r(t-2)) - \hat{a}_1 y_s(t-1) - \hat{a}_2 y_s(t-2)$$

A referência adaptativa para o controle (equação 4.27) é dada por:

$$u_r(t) = \frac{1 - g_0 - g_1}{\hat{b}_0 + \hat{b}_1} y_r(t)$$

Assim, a Lei de Controle dada pela equação 4.26 é:

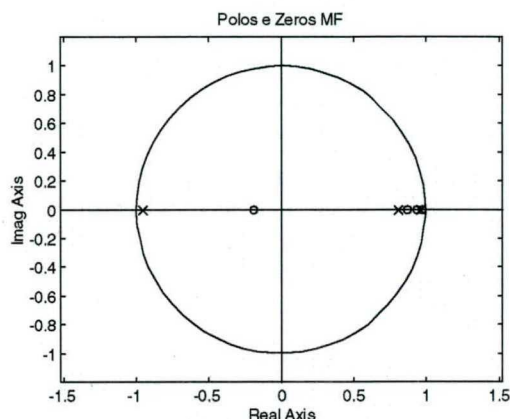
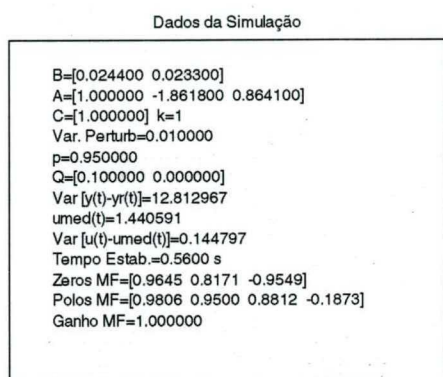
$$\begin{aligned} u(t) = \frac{1}{\hat{b}_0 + q_0} & \left[(1-p)y_r(t) - g_0 y_i(t) - (g_1 - g_0 p)y_i(t-1) + g_1 p y_i(t-2) - \right. \\ & \left. - (\hat{b}_1 + q_1 - p(\hat{b}_0 + q_0))u(t-1) + p(\hat{b}_1 + q_1)u(t-2) + q_0 u_r(t) + (q_1 - q_0 p)u_r(t-1) - q_1 p u_r(t-2) \right] \end{aligned}$$

O *script* para MATLAB que simula este sistema é dado no ANEXO B.7.

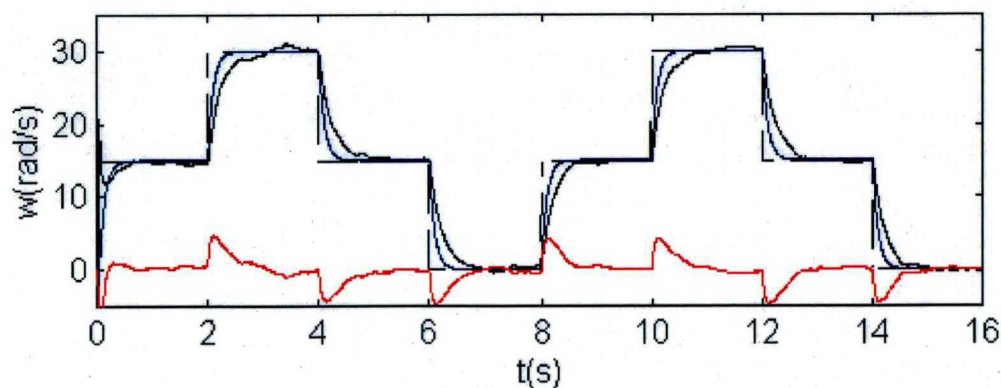
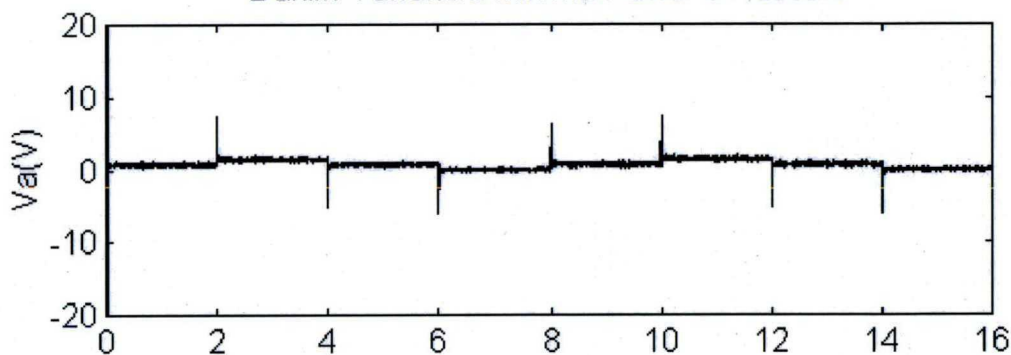
A seguir são apresentadas algumas simulações com o controlador DMV incorporando o critério de Favier e Hassani.

Simulação 5.19

A figura mostra uma simulação do controlador DMV-FH onde o polinômio Q é representado por uma constante q_0 . Percebe-se um desempenho apenas regular do controlador com este conjunto de parâmetros. Salienta-se que tanto a saída original quanto a saída total convergem para a referência, sem a necessidade de adotar-se uma estrutura incremental para o polinômio Q .



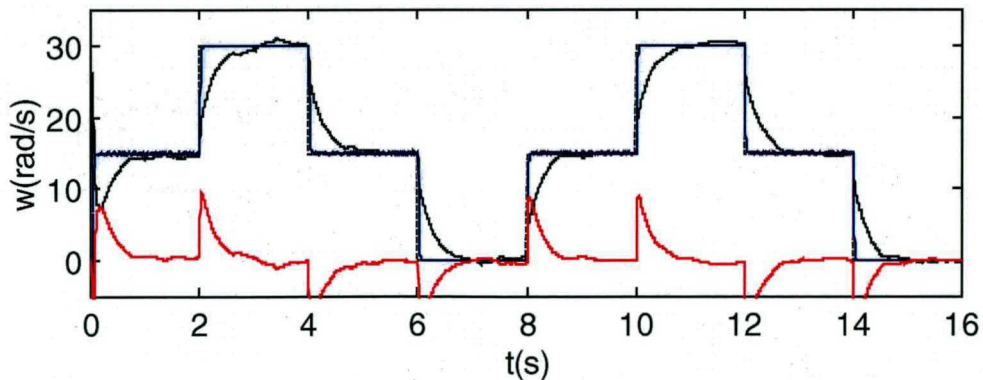
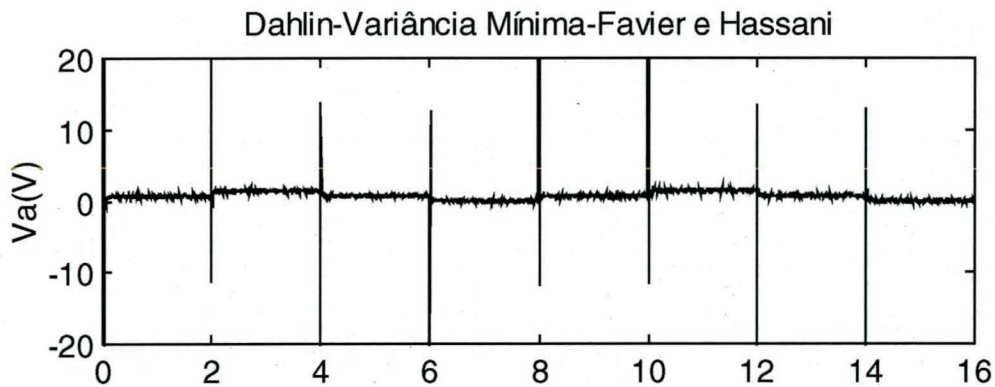
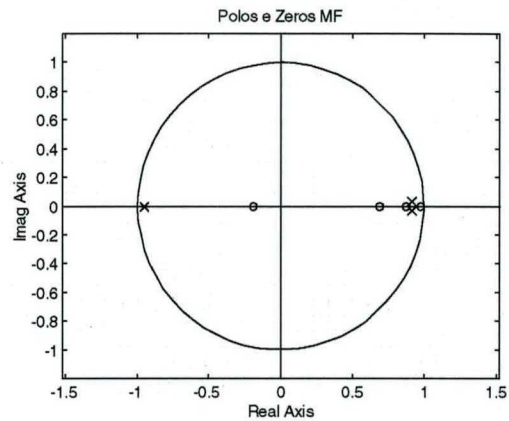
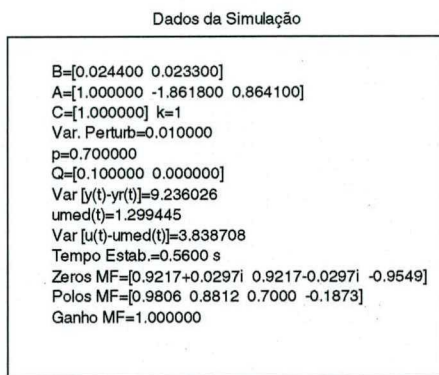
Dahlin-Variância Mínima-Favier e Hassani



- Referência Original
- Saída Original
- Saída Total
- Saída Suplementar

Simulação 5.20

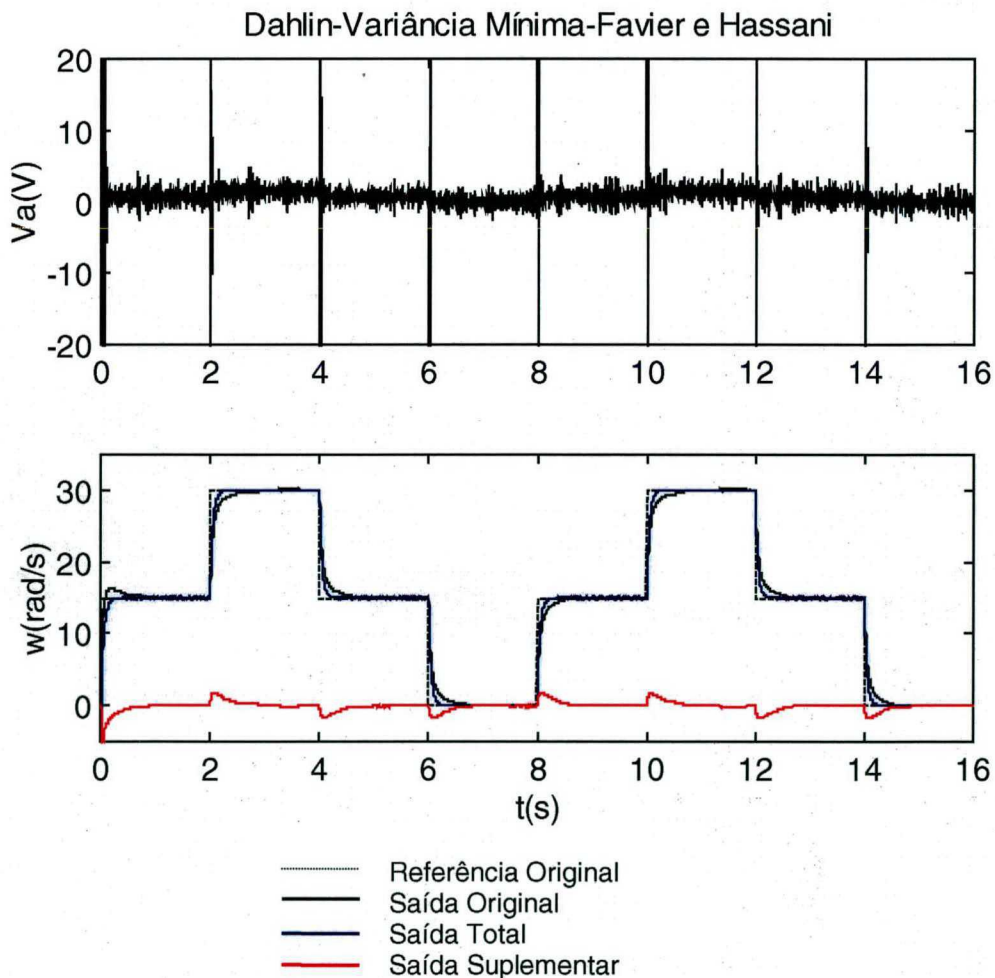
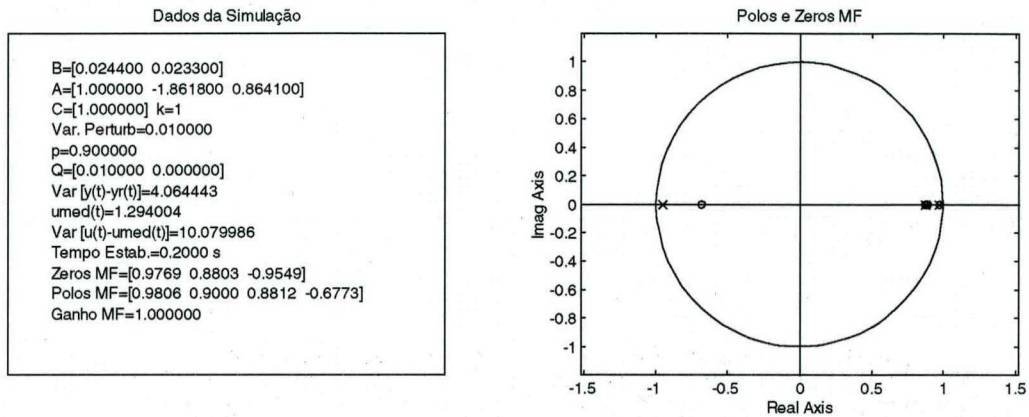
Nesta simulação o valor de p é reduzido em relação à simulação 5.19, com o objetivo de se avaliar a influência deste parâmetro na taxa de convergência do sistema. Nota-se que não existe diferença entre o tempo de resposta desta simulação e da simulação 5.19. Isto ocorre porque o parâmetro p influencia os pólos que não são dominantes no sistema em malha fechada. Assim, neste sistema, para modificar o desempenho do sistema é necessário alterar-se o ganho do polinômio Q .



- Referência Original
- Saída Original
- Saída Total
- Saída Suplementar

Simulação 5.21

Nesta simulação o polinômio Q assume uma estrutura de $Q=q_0$. Observa-se que o sistema atende às especificações de projeto impostas, mas o custo pago por tal desempenho é alto. O sinal de controle apresenta comportamento oscilatório mesmo em regime, comprovado pela variância na janela de análise. No caso de se imporem restrições sobre o controle, certamente as mesmas não são atendidas com a estrutura de Q implementada.



5.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Neste capítulo foram apresentados diversos exemplos de implementações das estratégias de controle descritas nos capítulos anteriores. Escolheu-se como problema de controle um Servomotor de Corrente Contínua Controlado Por Armadura. Em todas as simulações, os parâmetros do modelo foram mantidos constantes e desconhecidos e o grau dos polinômios foi considerado conhecido. Estabeleceu-se como Critério de Projeto um Tempo de Estabilização $T_e(5\%)$ menor ou igual a 0,25 segundos e sem Sobre-Elevação. Como índices de desempenho foram calculadas a variância da diferença entre a saída do processo e a referência, $\text{var}(y-y_r)$, bem como a variância da diferença entre o sinal de controle e a sua média, $\text{var}(u - \bar{u})$.

Na tabela 5.1 são apresentados os melhores resultados obtidos com as diversas estratégias de controle abordadas.

Técnica	$\text{var}(y-y_r)$	U_{med}	$\text{var}(u-u_{med})$	$T_e(5\%)$ (s)
GMV-Q Incremental	6,4625	1,5016	0,2813	0,215
GMV-CARIMA	6,1272	1,4953	0,4191	0,230
GMV-Favier e Hassani	6,0928	1,4720	0,2399	0,210
GMV-R Adaptativo	6,0928	1,4720	0,2399	0,210
DMV-Q Incremental	6,8616	1,4747	0,1773	0,230
DMV-Modificado	5,9361	1,4205	0,7610	0,220
DMV-Favier e Hassani	4,0644	1,2940	10,0799	0,200

Tabela 5.1—Melhores Desempenhos Apresentados Pelas Estratégias de Controle

Em geral, as estratégias de controle atenderam à restrição no Tempo de Estabilização, evidenciando que a parametrização poderia ser modificada de forma a tratar restrições de projeto mais severas e/ou limitações tecnológicas. A forma como foram especificados os índices de desempenho faz com que a redução de um deles implique no aumento do outro. Em particular, o DMV-FH apresentou a menor variância para as saídas e a maior variância para o sinal de controle.

Dentre as estratégias GMV, percebe-se um melhor desempenho para a estratégias FH e R Adaptativo. Por outro lado, os resultados obtidos com os algoritmos DMV não permitem indicar uma estratégia com melhor desempenho geral: o DMV-Q Incremental apresentou a melhor variância do sinal de controle, porém a pior variância das saídas. A estratégia DMV-

FH apresentou um desempenho limitado de todas as simulações porque apesar de possuir a melhor variância da saída, a variância do sinal de controle foi a maior de todas.

Em geral, as abordagens DMV apresentaram tempos de estabilização similares aos apresentados pelas abordagens GMV, porém estas apresentaram índices de desempenho melhores do que o DMV, comportamento notado também em outros processos analisados e não apresentados neste trabalho. Entretanto, como o número de casos analisados é pequeno, não é possível estabelecer-se uma regra geral de comparação entre as duas abordagens. Eventualmente, pode ser encontrada alguma classe de problemas de controle onde a estratégia DMV apresente um desempenho superior ao GMV e vice-versa.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho foram analisadas algumas estruturas de controle e diversos critérios de parametrização, com o objetivo de garantir erro médio nulo em regime permanente. O conteúdo pode ser dividido em duas partes: a primeira composta pelos capítulos 2 e 3, onde é feita uma revisão sobre as estruturas de controle de variância mínima generalizada no contexto do Controle Adaptativo, apresentando importantes técnicas encontradas na literatura. No capítulo 4 descreve-se uma estrutura híbrida de controle que combina os controladores de Dahlin e de Variância Mínima, destacando-se suas vantagens e desvantagens. Assim, a segunda parte do trabalho consiste na apresentação de critérios de parametrização para garantir erro nulo em regime para esta estrutura de controle. Algumas técnicas apresentadas constituem-se em novas concepções de parametrização do controlador, ainda inéditas na literatura.

Durante a elaboração do trabalho, o objetivo principal foi obter as características de cada estrutura de controle e evidenciar suas deficiências e limitações, sem a obrigação de apontar qual delas é a melhor. Esta forma de trabalhar baseia-se na visão de que não existe uma estratégia de controle absoluta, capaz de resolver todos os tipos de problemas de controle. Ao contrário, existem estratégias utilizando as mais diversas concepções de projeto que apresentam um bom desempenho frente a um determinado grupo de problemas, porém apresentam desvantagens frente a outros. Assim, cabe ao engenheiro de controle a tarefa de analisar as diversas técnicas encontradas na literatura, selecionando a que melhor se adapta ao problema de controle a ser resolvido.

Existem na literatura inúmeros trabalhos abordando o controlador GMV e suas técnicas de parametrização, atendendo aos mais diversos propósitos. Como o enfoque principal do trabalho é garantir erro nulo em regime, foram selecionadas quatro estratégias

com base em critérios como desempenho, simplicidade de sintonia e implementação.

O GMV com Q Incremental é talvez o mais utilizado na prática, devido à sua simplicidade e bom desempenho. As características destacadas nas simulações são a facilidade de parametrização, onde cada parâmetro possui uma função definida e que não muda dependendo da configuração adotada para o sistema.

O GMV com modelo CARIMA explora o recurso de incluir elementos integradores na malha de controle para garantir erro nulo em regime. Neste caso, especificamente, o efeito de integração é incorporado ao sistema através da estrutura incremental do modelo CARIMA. As simulações realizadas mostram que é uma estratégia que requer um esforço maior em sua sintonização. Foram necessárias diversas tentativas de parametrização até obter-se um bom desempenho frente ao problema apresentado. A utilização do modelo CARIMA implica na presença de um pólo a mais no sistema em malha fechada. Cada pólo a mais no sistema implica em aumento na complexidade das equações a serem resolvidas, necessitando de um esforço de processamento maior.

Foi apresentado também o controlador GMV com o critério de Favier e Hassani. As simulações revelaram um controlador com boa robustez, permitindo a utilização de uma faixa maior de valores para os parâmetros de projeto. O volume de processamento exigido neste caso, é maior que o do GMV com Q Incremental, mas menor do que o do GMV com modelo CARIMA. Observou-se que neste caso, não foi necessário estabelecer o polinômio Q de primeira ordem, simplificando o equacionamento e processamento.

A última estrutura revisada foi o GMV com R Adaptativo (Ponderação Adaptativa da Referência). Outra técnica com bom desempenho, permitiu uma faixa mais restrita de valores para os parâmetros, porém não exigiu uma estrutura de primeira ordem para Q . Com isso, o sistema em malha fechada ficou com um pólo a menos. As simulações revelaram um sinal de controle suave e o requisito de processamento não é tão significativo.

Na segunda parte do trabalho foi apresentado o controlador DMV de Al-Chalabi e Khalil e discutidas algumas características de projeto. As principais características identificadas foram o controle sobre a velocidade de convergência do sistema através de um único parâmetro, o bom desempenho frente a sistemas de fase não-mínima, o menor número de parâmetros de sintonia e a penalização do esforço de controle.

Foi mostrado que o controlador DMV original apresenta erro em regime quando $Q=q_0$. Tal resultado motivou o desenvolvimento de técnicas que garantissem erro nulo em regime preservando as qualidades do controlador original.

O DMV com Q Incremental, nada mais é do que uma adaptação da filosofia

semelhante utilizada no GMV. Em ambos os casos, mais do que uma técnica de parametrização, esta consiste em um caso particular dos controladores. Sempre que incluída nas outras técnicas de DMV, melhorou o desempenho geral do sistema. Requer o menor volume de processamento dentre as três técnicas DMV analisadas e apresenta um bom desempenho.

O DMV Modificado incorpora uma alteração na estrutura DMV original para garantir erro nulo em regime mesmo quando $Q=q_0$. As experiências com este controlador foram animadoras, mostrando bom desempenho no controle de processos em escala de laboratório. Neste trabalho entretanto, o desempenho obtido não pode ser considerado bom, apesar das especificações de projeto terem sido atendidas. O acréscimo no volume de processamento é irrisório frente ao DMV original.

O DMV com critério de Favier e Hassani é uma estrutura desenvolvida a pouco tempo e encontra-se atualmente num estágio inicial de análise. Os resultados apresentados no trabalho são os primeiros obtidos com o controlador e, apesar de não serem conclusivos, apontam algumas particularidades. Apresenta comportamento similar ao DMV Modificado, porém exige um volume de processamento maior. As simulações mostraram que para o processo utilizado, quando Q é constante, p não tem influência sobre a velocidade de convergência do sistema.

O Problema de Controle adotado não se mostrou realmente desafiador para as estratégias de controle analisadas. De fato, o mesmo foi proposto de uma forma similar na análise de uma classe de controladores PID auto-ajustáveis, Apolônio (1988) e esta também apresentou um bom desempenho sem maiores dificuldades na parametrização do controlador. A preocupação principal foi escolher um problema de controle que permitisse expor as principais características dos controladores de um forma mais acessível, permitindo uma interpretação dos mesmos.

De uma forma geral, a magnitude da soma dos parâmetros de Q afeta a influência que p exerce sobre a velocidade de convergência da saída em todos os controladores DMV. Quanto menor o ganho de Q , mais influência p exerce sobre o sistema. Um fato que ilustra esta observação é que sempre que adotava-se Q incremental o desempenho do sistema melhorava. Uma vez que o ganho da função de transferência suplementar é diretamente vinculado a Q , uma estrutura incremental faz com que a saída $y_s(t)$ seja anulada. Esta análise motivou o estudo do comportamento da estrutura DMV sem a influência do bloco suplementar e chegou-se à conclusão que, em tais circunstâncias, o controlador DMV converte-se em um controlador GMV, onde o papel de Q é similar em ambas estruturas, $P=1$

e $R=X$.

Conforme salientado no início do trabalho, o mesmo não pretende ser um tratado completo sobre o assunto e sim apresentar algumas idéias que venham a motivar novas discussões e sobre o tema. Algumas sugestões de trabalhos futuros sobre o tema são a investigação mais rigorosa do comportamento do controlador DMV-Favier e Hassani, a influência do bloco suplementar no DMV e a utilização das generalizações e extensões do controlador de Dahlin na criação de estruturas híbridas de controle.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Allidina, A.Y.; Hughes, F.M.; "Generalized Self-Tuning Controller With Pole Assignment", *Proc. IEE, Part D*, **127**, (1980).
- Al-Chalabi, L.A.; Khalil, F.F.; "Dahlin Minimum Variance Self-Tuning Controller", *Int. J. of Control*, **60**(5), (1994).
- Apolônio, R.; "Uma Proposta de Controlador PID Auto-Ajustável Para Uso Industrial", Dissertação de Mestrado, PPGEEL/UFSC, (1988).
- Åström, K.J.; *Introduction to Stochastic Control Theory*, Academic Press, New York, (1970).
- Åström, K.J.; "Tuning and Adaptation", 13th Triennial IFAC World Congress, San Francisco-USA, (1996a).
- Åström, K.J.; "Adaptive Control Around 1960", *IEEE Control Systems*, June, (1996b).
- Åström, K.J.; Wittenmark, B.; "On Self Tuning Regulators", *Automatica*, **9**, (1973).
- Åström, K.J.; Wittenmark, B.; *Adaptive Control*, Addison-Wesley Ed., New York, (1989).
- Bitmead, R.R.; Gevers, M.; Wertz, V.; *Adaptive Optimal Control - The Thinking Man's GPC*, Prentice-Hall, Austrália, (1990).
- Clarke, D.W.; "Introduction to Self-Tuning Controllers", *Self-Tuning and Adaptive Control: Theory and Applications*, Harris, C.J.; Billings, S.A., Eds., Peregrinus, London, (1981).
- Clarke, D.W.; "Self-Tuning Control", in: *The Control Handbook*, William Levine, Ed., IEEE/CRC Press, Cap. 53, (1996).
- Clarke, D.W.; Gawthrop, P.G.; "Self-Tuning Controller", *Proc. IEE*, **122**(9), (1975).
- Clarke, D.W.; Gawthrop, P.G.; "Self-Tuning Control", *Proc. IEE*, **126**(6), (1979).
- Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S.; "Generalized Predictive Control: Part 1-The Basic Algorithm", *Automatica*, **23**(2), (1987a).

- Clarke, D.W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P.S.; "Generalized Predictive Control: Part 2-Extensions and Interpretations", *Automatica*, **23**(2), (1987b).
- Coelho, A.A.R.; Amaral, W.C.; Favier, G.; "Métodos de Ajuste do Erro de Regime Para o Controlador Auto-Ajustável Multivariável", 7º. Congresso Brasileiro de Automática, São José dos Campos-SP, (1988).
- Dahlin, E.B.; "Designing and Tuning Digital Controllers-Part 1", *Instrumentation and Control Systems*, **41**, (1968).
- Dahlin, E.B.; Ziemer, R.L.; Wickstrom, W.A.; Horner, M.G.; "Designing and Tuning Digital Controllers-Part 2", *Instrumentation and Control Systems*, **41**, (1968).
- Favier, G.; Hassani, M.; "Multi-Variable Self-Tuning Controllers Based on Generalised Minimum Variance Strategy"- Rapport LASSY (1982).
- Gawthrop, P.J.; "Some Interpretations of the Self-Tuning Controller", *Proc. IEE*, **124**(10), (1977).
- Gawthrop, P.J.; "Self-Tuning PI and PID Controllers", Proc. IEEE Conf. Appl. Adaptive Multivar. Cont., Hull, England, (1982).
- Goodwin, G.C.; Ramadge, P.J.; Caines, P.E.; "Discrete-Time Multivariable Adaptive Control", *IEE Transactions on Automatic Control*, **25**, (1980).
- Isermann, R.; *Digital Control Systems*, Springer-Verlag, New York, (1981).
- Kalman, R.E.; "Design of Self-Optimizing Control Systems", *Trans. ASME*, **80**, (1958).
- Khalil, F.F.; "Dahlin Minimum Variance Self-Tuning Controller", M.Sc. Thesis, University of Technology, Iraq, (1992).
- Lambert, M.; "Adaptive Control of Flexible Systems", Ph.D. Thesis, University of Oxford. (1987).
- Lelic, M.A.; Zarrop, M.B.; "A Generalized Pole-Placement Self-Tuning Controller: Part 1 Basic Algorithm", *Int. J. of Control*, **46**(2), (1987).
- Lelic, M.A.; Wellstead, P.E.; "A Generalized Pole-Placement Self-Tuning Controller: Part 2 Application to Robot Manipulator Control", *Int. J. of Control*, **46**(2), (1987).
- Malik, O.P., Hope, G.S., Cheng, S.J.; "Some Issues on the Practical Use of Recursive Least Squares Identification on Self-Tuning Control", *Int. J. of Control*, **53**(5), (1991).
- Najim, K.; Saad, M.M.; "Adaptive Control: Theory and Practical Aspects", *J. Proc. Cont.*, **1**, (1991).
- Peterka, V.; "Adaptive Digital Regulation of Noisy Systems", Proceedings of 2nd IFAC Symposium on Identification and Process Parameter Estimation, Paper 6.2, Praga, (1970).
- Peterka, V.; "On Steady-State Minimum Variance Control Strategy", *Kybernetika*, **8**(3), (1972).
- Qin, S.J.; Badgwell, T.J.; "An Overview of Industrial Model Predictive Control

- Technology”, *AIChE Symposium Series* 316, **93**, (1996). Disponível em: <http://www.che.utexas.edu/~qin/publicat.html>
- Santos, J.E.S.; “Critérios de Desempenho e Aspectos de Robustez na Síntese de Controladores Preditivos Adaptativos”. Dissertação de Mestrado, PPGEEL/UFSC, (1998).
- Seborg, D.E.; Edgar, T.F.; Shah, S.L.; “Adaptive Control Strategies for Process Control: A Survey”, *AIChE Journal*, **32**(6), (1986).
- Seborg, D.E.; “The Prospects for Advanced Process Control”, IFAC 10th Triennial World Congress, Munich, (1987).
- Seborg, D.E.; “A Perspective on Advanced Strategies for Process Control”, *Modeling, Identification and Control*, **15**(3), (1994).
- Shah, S.L.; Cluett, W.R.; “Recursive Least Squares Based Estimation Schemes for Self-Tuning Control”, *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, **69**, (1991).
- Sripada, N.R.; Fisher, D.G.; “Improved Least Squares Identification”, *Int. J. of Control*, **46**(6), (1987).
- Vaz, G.L.F.; Coelho, A.A.R.; “Controlador de Dahlin-Variância Mínima Auto-Ajustável Modificado”, 7^o. Congresso Nacional de Automação, São Paulo, SP, (1996a).
- Vaz, G.L.F.; Coelho, A.A.R.; “Controlador de Dahlin-Variância Mínima Auto-Ajustável Modificado”, 7^o. Congresso Latinoamericano de Control Automático, Vol. 1, Buenos Aires, Argentina, (1996b).
- Vaz, G.L.F.; Coelho, A.A.R.; “Improving the Dahlin Minimum Variance Control for Practical Applications”, 3rd Portuguese Conference on Automatic Control, Vol. 1, Coimbra, Portugal, (1998).
- Vaz, G.L.F.; Simas, H.; Coelho, A.A.R.; “A Revisited Minimum Variance Controller for Improving Steady State Performance With Practical Applications”, XII Congresso Brasileiro de Automática, Vol. 1, Uberlândia, MG, (1998).
- Wellstead, P.E.; Edmunds, J.M.; Prager, J.M.; Zanker, P.M.; “Self-Tuning Pole/Zero Assignment Regulators”, *Int. J. of Control*, **30**, (1979).
- Wellstead, P.E.; Zarrop, M.B.; *Self-Tuning Systems: Control and Signal Processing*, John Wiley & Sons Ltd., (1991).
- Wittenmark, B.; “Self-Tuning PID Controllers Based on Pole Placement”, Report TFRT-7179, Dept. Autom. Control, Lund Inst. Tech., Lund, Sweden, (1979).
- Zafiriou, E.; Morari, M.; “Digital Controllers for SISO Systems: a Review and a New Algorithm”, *Int. J. of Control*, **42**(4), (1985).
- Zhang, W.-D.; Sun, Y.-X.; Xu, X.-M.; “Robust Digital Controller Design for Processes With Dead Times: New Results”, *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, **145**(2), (1998).

ANEXO A - SERVOMOTOR CC CONTROLADO POR ARMADURA

A figura A.1 mostra o diagrama de um servomotor de corrente contínua controlado por armadura, Apolônio (1988):

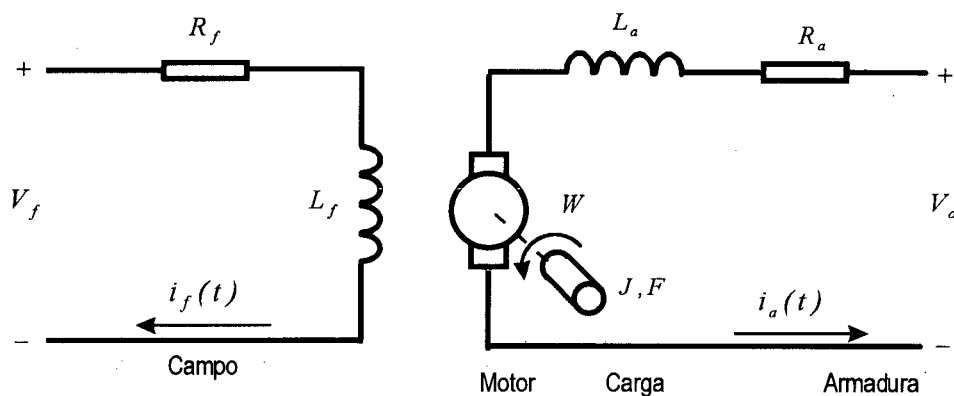


Figura A.1 — Circuito Eletromecânico do Servomotor de Corrente Contínua

onde a corrente de campo $i_f(t)$ é constante. Assim, tem-se que:

$$T_m(t) = K_m i_a(t) \quad (\text{A.1})$$

onde $T_m(t)$ é o torque do motor, $i_a(t)$ é a corrente da armadura e K_m é uma constante do motor.

O circuito elétrico da armadura é descrito pela seguinte equação:

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + V_b(t) \quad (\text{A.2})$$

onde R_a é a resistência da armadura, L_a é a indutância da armadura e $V_b(t)$ é a força contra-eletromotriz, proporcional à velocidade do eixo do motor, dada por:

$$V_b(t) = K_b w(t) \tag{A.3}$$

onde K_b é uma constante característica do motor e $w(t)$ é a velocidade angular.

O circuito mecânico do motor é dado por:

$$\begin{aligned} J \frac{d}{dt} w(t) + Fw(t) &= T_m(t) - T_r(t) \\ T_m(t) &= J \frac{d}{dt} w(t) + Fw(t) + T_r(t) \end{aligned} \tag{A.4}$$

onde J é o momento de inércia no eixo do motor, F é o coeficiente de atrito viscoso e $T_r(t)$ é o torque resistente.

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações A.1 a A.4, monta-se o diagrama de blocos do servomotor de corrente contínua, apresentado na figura A.2.

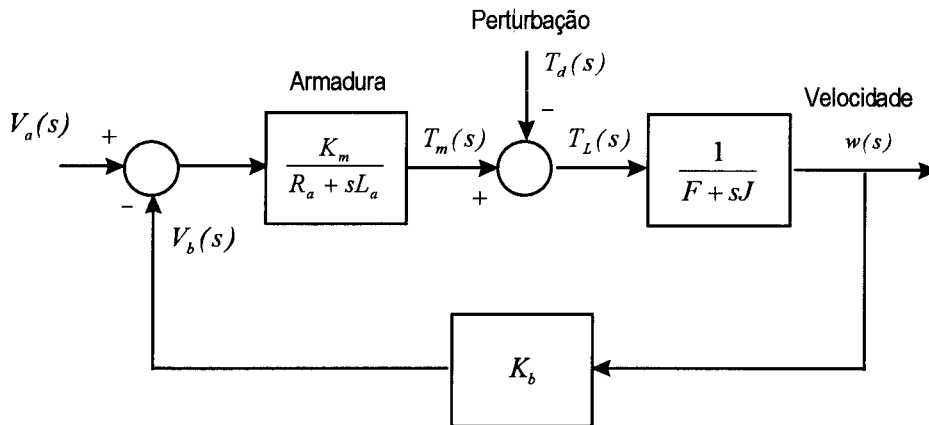


Figura A.2 — Diagrama de Blocos do Servomotor de Corrente Contínua

Através da figura A.2 é possível determinar-se a função de transferência do servomotor, dada pela seguinte expressão:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m / J L_a}{s^2 + \left[(J R_a + F L_a) / J L_a \right] s + (R_a F + K_b K_m) / J L_a} \tag{A.5}$$

Apolônio (1988) cita um exemplo real de servomotor representado pelos seguintes

parâmetros:

$$\begin{aligned}
 R_a &= 1,42 \ \Omega \\
 L_a &= 0,0491 \ \text{H} \\
 K_m &= 0,54 \ \text{Nm/A} \\
 K_b &= 0,54 \ \text{Vs} \\
 J &= 0,067 \ \text{N.m.s.s} \\
 F &= 0,0207 \ \text{N.m.s} \\
 K_p &= 12,5 \ \text{V/V}
 \end{aligned}$$

A função de transferência é:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{21,0251}{(0,2602s + 1)(0,0394s + 1)} \quad (\text{A.6})$$

É possível introduzir uma simplificação no modelo se a constante elétrica L_a/R_a é desprezada, quando comparada com a constante mecânica. Desta forma, a função de transferência do servomotor é dada por:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m / (R_a F + K_b K_m)}{1 + [J R_a / (R_a F + K_b K_m)]s} \quad (\text{A.7})$$

Nestas condições, o exemplo real citado por Apolônio (1988) é dado por:

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{21,0284}{(0,2964s + 1)} \quad (\text{A.8})$$

As equações A.6 e A.8 mostram que a menor constante de tempo envolvida nos modelos é de aproximadamente 40 ms. Assim, utilizando um período de amostragem de 5 ms e considerando-se um segurador de ordem zero na entrada do processo, obtém-se as seguintes funções de transferência discretas de segunda e primeira ordem para o servomotor:

$$\frac{W(z)}{V_a(z)} = z^{-1} \frac{0,0244 + 0,0233z^{-1}}{1 - 1,8618z^{-1} + 0,8641z^{-2}} \quad (\text{A.9})$$

e

$$\frac{W(z)}{V_a(z)} = z^{-1} \frac{0,3518}{1 - 0,9833z^{-1}} \quad (\text{A.10})$$

ANEXO B - LISTAGENS DOS SCRIPTS DE SIMULAÇÃO

B.1 GMV - Q INCREMENTAL

```
%--- Inicializa dados
for t=1:2
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
end
%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
    e(t)=Variancia*randn;
    y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%    Incluir aqui estimação    %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
    f0=p0;
    g0=p1-f0*Teta(1);
    g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Controle
    u(t)=(r0*yr(t)-g0*y(t)-g1*y(t-1)-(Teta(4)*f0+q1)*u(t-1))/(Teta(3)*f0+q0);
end
```

B.2 GMV - CARIMA

No código apresentado foi mantido o trecho referente à estimação de parâmetros, pois o algoritmo RLS para modelos CARIMA difere um pouco do algoritmo para modelos CARMA.

```
%--- Inicializa dados
for t=1:3
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
end
%--- Simula Comportamento Sist.
```

```

for t=4:Tempo
%--- Cálculo da saída
    e(t)=Variancia*randn;
    y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%--- Monta vetor de Medidas
    x=[-(y(t-1)-y(t-2));-(y(t-2)-y(t-3));u(t-1)-u(t-2);u(t-2)-u(t-3)];
%--- Calcula Erro
    Erro=y(t)-y(t-1)-x'*Teta;
%--- Calcula L
    L=(H*x)/(1+x'*H*x);
%--- Atualiza Vetor de Parâmetros
    Teta=Teta+L*Erro;
%--- Calcula P
    H=H-L*(H*x)';
%--- Resolve Ident. Polinomial
    f0=p0;
    g0=p1-f0*(Teta(1)-1);
    g1=f0*(Teta(1)-Teta(2));
    g2=f0*Teta(2);
%--- Calcula Controle
    u(t)=r0*yr(t)-g0*y(t)-g1*y(t-1)-g2*y(t-2);
    u(t)=u(t)-(Teta(4)*f0+q1-Teta(3)*f0-q0)*u(t-1)+(Teta(4)*f0+q1)*u(t-2);
    u(t)=u(t)/(Teta(3)*f0+q0);
end

```

B.3 GMV - FAVIER E HASSANI

```

%--- Inicializa dados
for t=1:3
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
end
%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
    e(t)=Variancia*randn;
    y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%    Incluir aqui estimação    %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
    f0=p0;
    g0=p1-f0*Teta(1);
    g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Ref. Controle
    ur(t)=(r0-g0-g1)*yr(t)/((Teta(3)+Teta(4))*f0);
%--- Calcula Controle
    u(t)=q0*ur(t)+q1*ur(t-1)+r0*yr(t)-g0*y(t)-g1*y(t-1)-(Teta(4)*f0+q1)*u(t-1);
    u(t)=u(t)/(Teta(3)*f0+q0);
end

```

B.4 GMV - PONDERAÇÃO ADAPTATIVA PARA REFERÊNCIA

```

%--- Inicializa dados
for t=1:3
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
end

```

```

%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
    e(t)=Variancia*randn;
    y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%    Incluir aqui estimação    %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
    f0=p0;
    g0=p1-f0*Teta(1);
    g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Pond. Adaptat. Controle
    r0=(Teta(3)+Teta(4))*(p0+p1)+(q0+q1)*(1+Teta(1)+Teta(2));
    r0=r0/(Teta(3)+Teta(4));
%--- Calcula Controle
    u(t)=(r0*yr(t)-g0*y(t)-g1*y(t-1)-(Teta(4)*f0+q1)*u(t-1))/(Teta(3)*f0+q0);
end

```

B.5 DMV - AL-CHALABI E KHALIL

```

%--- Inicializa dados
for t=1:2
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
    yt(t)= 0;
    ys(t)= 0;
end
%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
    e(t)=Variancia*randn;
    y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%    Incluir aqui estimação    %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
    f0=1;
    g0=-f0*Teta(1);
    g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Saída Total
    yt(t)=(Teta(3)+q0)*u(t-1)+(Teta(4)+q1)*u(t-2)-...
        Teta(1)*yt(t-1)-Teta(2)*yt(t-2);
%--- Calcula Controle
    u(t)=(1-p)*yr(t)-g0*yt(t)-(g1-g0*p)*yt(t-1)+g1*p*yt(t-2);
    u(t)=u(t)-(Teta(4)+q1-p*(Teta(3)+q0))*u(t-1)+p*(Teta(4)+q1)*u(t-2);
    u(t)=u(t)/(Teta(3)+q0);
end

```

B.6 DMV - VAZ E COELHO

```

%--- Inicializa dados
for t=1:2
    e(t)= Variancia*randn;
    u(t)= 0;
    y(t)= 0;
    yt(t)= 0;
    ys(t)= 0;
    yrL(t)=0;
end

```

```

%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
e(t)=Variancia*randn;
y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%   Incluir aqui estimação   %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
f0=1;
g0=-f0*Teta(1);
g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Saída Total
yt(t)=(Teta(3)+q0)*u(t-1)+(Teta(4)+q1)*u(t-2)-Teta(1)*yt(t-1)-...
Teta(2)*yt(t-2);
%--- Calcula Saída FT Supl.
ys(t)=q0*u(t-1)+q1*u(t-2)-Teta(1)*ys(t-1)-Teta(2)*ys(t-2);
%--- Calcula Referência Modificada
yrL(t)=yr(t)+ys(t);
%--- Calcula Controle
u(t)=(1-p)*yrL(t)-g0*yt(t)-(g1-g0*p)*yt(t-1)+g1*p*yt(t-2);
u(t)=u(t)-(Teta(4)+q1-p*(Teta(3)+q0))*u(t-1)+p*(Teta(4)+q1)*u(t-2);
u(t)=u(t)/(Teta(3)+q0);
end

```

B.7 DMV - FAVIER E HASSANI

```

%--- Inicializa dados
for t=1:2
e(t)= Variancia*randn;
u(t) = 0; y(t)= 0;
yt(t)= 0; ys(t)=0;
ur(t)= 0;
end
%--- Simula Comportamento Sist.
for t=3:Tempo
%--- Cálculo da saída
e(t)=Variancia*randn;
y(t)=-A(1)*y(t-1)-A(2)*y(t-2)+B(1)*u(t-1)+B(2)*u(t-2)+C(1)*e(t);
%.....%
%   Incluir aqui estimação   %
%.....%
%--- Resolve Ident. Polinomial
f0=1;
g0=-f0*Teta(1);
g1=-f0*Teta(2);
%--- Calcula Saída FT Supl.
ys(t)=q0*(u(t-1)-ur(t-1))+q1*(u(t-2)-ur(t-2))-Teta(1)*ys(t-1)-
Teta(2)*ys(t-2);
%--- Calcula Saída Total
yt(t)=(Teta(3)+q0)*u(t-1)+(Teta(4)+q1)*u(t-2)-Teta(1)*yt(t-1)-...
Teta(2)*yt(t-2)-q0*ur(t-1)-q1*ur(t-2);
% yt(t)=ys(t)+y(t);
%--- Calcula Referência Para Controle
% ur(t)=(1+Teta(1)+Teta(2))*yr(t)/(Teta(3)+Teta(4));
ur(t)=(1-g0-g1)*yr(t)/(Teta(3)+Teta(4));
%--- Calcula Controle
u(t)=q0*ur(t)+(q1-q0*p)*ur(t-1)-q1*p*ur(t-2);
u(t)=u(t)+(1-p)*yr(t)-g0*yt(t)-(g1-g0*p)*yt(t-1)+g1*p*yt(t-2);
u(t)=u(t)-(Teta(4)+q1-p*(Teta(3)+q0))*u(t-1)+p*(Teta(4)+q1)*u(t-2);
u(t)=u(t)/(Teta(3)+q0);
end

```