

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

**Controle Adaptativo e Preditivo para Processos com
Atraso de Transporte**

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

Amparo Patricia Gallego Ramirez

Florianópolis - SC, Brasil
17 de Fevereiro de 1997

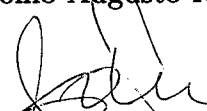
Controle Adaptativo e Preditivo para Processos com Atraso de Transporte

Amparo Patricia Gallego Ramirez

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de **Mestre em Engenharia** na especialidade **Engenharia Elétrica**, área de concentração **Controle, Automação e Informática Industrial**, e aprovada em sua forma final pelo curso de pós-graduação.



Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho
Orientador

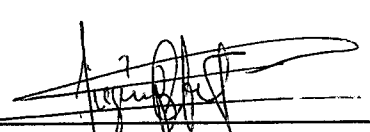


Prof. Dr. Adroaldo Raizer
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

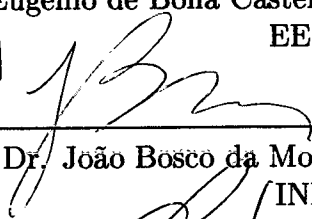
Banca Examinadora



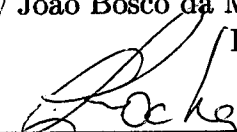
Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho
Orientador
EEL-UFSC



Prof. Dr. Eugênio de Bona Castelan Neto
EEL-UFSC



Prof. Dr. João Bosco da Mota Alves
INE-UFSC



Prof. Dr. Carlos Aurélio F. da Rocha
EEL-UFSC

Agradecimentos

Agradeço principalmente aos meus pais pelo amor, educação e apoio que venho recebendo durante a minha vida.

Em especial a meu marido, Juan Carlos, pelo incansável apoio, estímulo, compreensão e carinho demonstrados tanto nos momentos bons quanto nos difíceis.

Ao professor Antonio Augusto Rodrigues Coelho pela orientação e apoio demonstrados no decorrer do trabalho.

Aos membros da banca pelos comentários e sugestões feitos a este trabalho.

A meus irmãos, meus avós, tios, primos, cunhados, sogros, familiares e amigos, por sua constante preocupação, interesse e apoio.

Aos companheiros do LCMI e das "Baías", por estes dois anos de convivência, amizade e companherismo.

Aos professores, analistas, secretária e demais funcionários do LCMI.

Ao professor Edson Roberto de Pieri por sua constante preocupação e apoio.

À UFSC e à CAPES pelo suporte material e financeiro.

A todos as pessoas que de uma ou outra forma contribuíram para este trabalho.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Processos com Atraso de Transporte	3
1.2	Controle de Sistemas com Atraso de Transporte	5
1.2.1	Evolução das Técnicas de Controle	5
1.3	Motivação e Objetivo do Trabalho	9
1.4	Organização da Dissertação	9
1.5	Conclusão	10
2	Técnicas de Controle Clássicas para Processos com Atraso de Transporte	11
2.1	Introdução	11
2.2	Compensador Preditor de Smith	11
2.3	Compensador de Vogel	14
2.4	Compensador de Dahlin	16
2.5	Compensador por Alocação de Pólos	18
2.5.1	Compensador Adaptativo de Dumont	19
2.6	Conclusão	21
3	Técnicas para Compensação e Detecção do Atraso de Transporte	23
3.1	Introdução	23

3.2	Técnicas para Compensação do Atraso de Transporte	23
3.2.1	Polinômio Estendido	23
3.2.2	Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp	25
3.3	Técnicas para Detecção do Atraso de Transporte	28
3.3.1	Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável	28
3.3.2	Estimador de Regressão Variável	30
3.4	Conclusão	32
4	Abordagens de Controle Preditivo	35
4.1	Introdução	35
4.2	Controlador de Variância Mínima Generalizada	35
4.3	Controlador Preditivo Generalizado	40
4.4	Conclusão	45
5	Resultados de Simulação	47
5.1	Introdução	47
5.2	Processo de Primeira Ordem	47
5.2.1	Avaliação das Técnicas de Compensação e Detecção	48
5.2.2	Controlador de Variância Mínima Generalizada	54
5.2.3	Controlador Preditivo Generalizado	62
5.3	Processo de Segunda Ordem	68
5.3.1	Avaliação das Técnicas de Compensação e Detecção	68
5.3.2	Controlador de Variância Mínima Generalizada	74
5.3.3	Controlador Preditivo Generalizado	81
5.4	Conclusão	87

6 Conclusões

Resumo

O objetivo deste trabalho é estudar e comparar diferentes técnicas de controle preditivas para o controle de processos com atraso de transporte utilizando-se técnicas de compensação e detecção do atraso na implementação de controladores.

Inicialmente é feita uma revisão da aplicação e evolução das técnicas de controle para tratar processos com atraso de transporte. O termo atraso de transporte é ilustrado em um exemplo de um sistema físico. São apresentadas as técnicas clássicas para tratar processos com atraso de transporte, desde o compensador preditor de Smith até o compensador por alocação de pólos.

As técnicas de compensação e detecção do atraso de transporte avaliadas são: polinômio estendido, compensador de Chien/Seborg/Mellichamp, mínimos quadrados recursivo com atraso variável e estimador de regressão variável. Os conceitos básicos referentes ao projeto dos controladores de variância mínima generalizada e preditivo generalizado são também apresentados.

Finalmente, avalia-se por simulação o desempenho das técnicas de compensação e detecção do atraso de transporte com os controladores de variância mínima e preditivo.

Abstract

The purpose of this work is to study and compare different techniques of predictive control for system with time delay by using techniques of compensation and detection of the time delay in the implementation of the controllers.

Firstly, the application and evolution of the control techniques for dealing with time delay are reviewed. The time delay term is illustrated with an example of a physical system. The classical techniques for dealing with the time delay are shown, from the Smith predictor to the pole assignment compensator.

The evaluated techniques of compensation and detection of the time delay are: extended polynomial, Chien/Seborg/Mellichamp compensator, recursive least squares with varying delay and variable regression. The basic concepts for the design of the generalized minimal variance and generalized predictive controllers are also presented.

Finally, an evaluation through simulations of the performance of the techniques of compensation and detection of the time delay with the minimum variance and predictive controllers are realized.

Capítulo 1

Introdução

Nas últimas décadas tem-se incrementado o interesse por sistemas de controle adaptativos. O termo sistema adaptativo tem uma variedade de significados específicos, mas habitualmente implica que o sistema tem a capacidade de acomodar as mudanças imprevisíveis, independentemente se estas modificações acontecem dentro ou fora do sistema [45].

As pesquisas sobre controle adaptativo foram intensas no início dos anos 50. A motivação estava apoiada em projetos de sistemas de controle de vôo para aeronaves de alto desempenho. Como as aeronaves operavam sobre uma ampla faixa de velocidades e altitudes, então observou-se que o controle por realimentação linear com ganho constante não proporcionava um bom desempenho quando o vôo era prolongado para regiões supersônicas. Um regulador mais sofisticado que trabalha sobre uma ampla faixa de condições de operação era necessário. Outra motivação surge do campo emergente de controle de processos computarizados. Este período é referenciado como "the brave era" já que foi uma trajetória curta para a concepção de uma idéia para testes de vôo com pouca análise teórica. Muitas idéias para o controle adaptativo foram concebidas nesta época, como por exemplo o esquema do modelo de referência adaptativo, o regulador auto-ajustável, o controle dual e redes neurais. Devido aos problemas de hardware e a um melhor entendimento dos conceitos associados, os sistemas de controle práticos não tiveram operação imediata [5].

O controle adaptativo foi beneficiado significativamente pelo desenvolvimento da teoria de controle a partir de 1950. Progressos na teoria de estabilidade e nos sistemas de identificação foram particularmente importantes, levando a um incremento no interesse do controle adaptativo no anos 70 e 80. O desenvolvimento foi estimulado pelo advento do microprocessador nos anos 70, que fez possível a implementação de técnicas adaptativas a um custo eficaz.

O primeiro sistema de controle adaptativo comercial apareceu nos anos 80. Uma grande variedade de produtos que usam técnicas adaptativas tem aparecido desde essa época [51].

Atualmente, a velocidade e a capacidade dos computadores associados com o seu baixo custo de produção estão viabilizando a implementação prática de algoritmos de controle complexos (adaptativo, ótimo, robusto, etc..) em situações inconcebíveis uma década atrás. De fato, está se tendendo rapidamente para uma visão da aplicação do controle limitada somente pela própria teoria de controle e pela criatividade do engenheiro de controle [44].

Controladores realimentados convencionais aplicados a processos incluem sintonia de parâmetros que são ajustados assim que o controlador fornece a performance em malha fechada desejada. Os valores dos parâmetros de sintonia do controlador que fornecem a performance desejada são determinados pela dinâmica do processo, incluindo o ganho do processo, a constante de tempo e o atraso de transporte. Diferentes técnicas existem para obter os parâmetros de sintonia apropriados. Contudo, se a dinâmica do processo muda, o controlador perde a sintonização e a performance desejada não pode ser alcançada. Então, se um processo exibe dinâmica variante, o controlador deve ser sintonizado no pior caso para que forneça uma performance satisfatória em todas as condições de operação [58].

Junto com as variações na dinâmica do processo, a presença do atraso de transporte, uma característica presente em muitos processos químicos, limita a performance dos controladores realimentados convencionais. O atraso de transporte adiciona um atraso de fase puro e, conseqüentemente, reduz a estabilidade do sistema de controle em malha fechada. Para compensar, deve-se reduzir o ganho do controlador abaixo do valor usado para processos sem atraso. Então, a resposta do sistema em malha fechada com atraso de transporte é mais lenta quando comparada com um sistema sem atraso [22].

O controle de processos com atraso de transporte não é uma tarefa trivial. Os processos que apresentam estas complexidades estão presentes em diversas áreas da indústria, tais como: química, metalúrgica, hidráulica, biológica e outras. Se o atraso de transporte é grande se comparado com a constante de tempo da planta ou é variante no tempo, então o controle do processo é uma tarefa difícil e os métodos de controle clássicos apresentam limitações de desempenho. Para melhorar o desempenho dos sistemas com atraso de transporte, tem-se desenvolvido diferentes algoritmos de controle, os quais fornecem compensação ou detecção do atraso [12], [25], [36].

Os algoritmos auto-ajustáveis apresentados por K. J. Astrom e B. Wittenmark em 1973 e D. W. Clarke e P. J. Gawthrop em 1975 permitem ao controlador se adaptar as mudanças no ganho do processo e na constante de tempo, mas são projetados para um atraso de transporte conhecido e constante. Por conseguinte, uma variação no atraso de transporte do processo resulta numa deterioração da performance do sistema controlado [2], [13].

1.1 Processos com Atraso de Transporte

A dinâmica de um processo de primeira ordem pode ser representada pela seguinte função de transferência [43]:

$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (1.1)$$

A constante de tempo, τ , é o tempo requerido medido à partir do ponto onde o sinal começa a mudar, para que a saída do processo de primeira ordem atinja 63,2% do valor da variação total.

O ganho de estado estável, K , é dado por:

$$K = \frac{\text{mudança na saída}}{\text{mudança na entrada}} \quad (1.2)$$

O *tempo morto* na dinâmica de um processo é o tempo que leva para o material se mover ou ser transportado de um ponto a outro. Esta é a razão pela qual o termo equivalente *atraso de transporte* sempre é utilizado para descrever tempo morto. O *atraso de transporte* também pode ser definido como o tempo decorrido após a ocorrência de uma perturbação no processo até que seja notada uma mudança na saída do mesmo [43].

A presença de *atraso de transporte* é comum na maioria de processos industriais dificultando a implementação e o desempenho de técnicas de controle. O transporte de fluidos sobre longas distâncias é considerado a causa mais comum de atrasos. O *atraso de transporte* pode ser encontrado em diferentes sistemas, especialmente sistemas com transmissão hidráulica, pneumática ou mecânica. Sistemas de controle computarizado também apresentam atrasos, já que existe um tempo de processamento para o computador executar as operações numéricas.

A figura (1.1) ilustra o exemplo de um sistema físico com atraso de transporte. Dois fluidos, quente e frio, são misturados num sistema de bombeamento [43]. A temperatura das vazões combinadas é medida em um ponto à jusante do ponto de mistura. A temperatura das vazões combinadas no ponto de mistura se altera imediatamente após a mudança na vazão de fluido frio. Entretanto, a temperatura do fluido à jusante do ponto de mistura não muda instantaneamente, pois o fluido mais frio necessita de um certo tempo para se mover fisicamente através do tubo até o ponto de medição. Se a taxa do fluxo da mistura é v (m/seg) e f é a distância entre o ponto de mistura e o ponto de medição (m), então o tempo de atraso (seg) é calculado por:

$$\theta = \frac{f}{v} \quad (\text{segundos}) \quad (1.3)$$

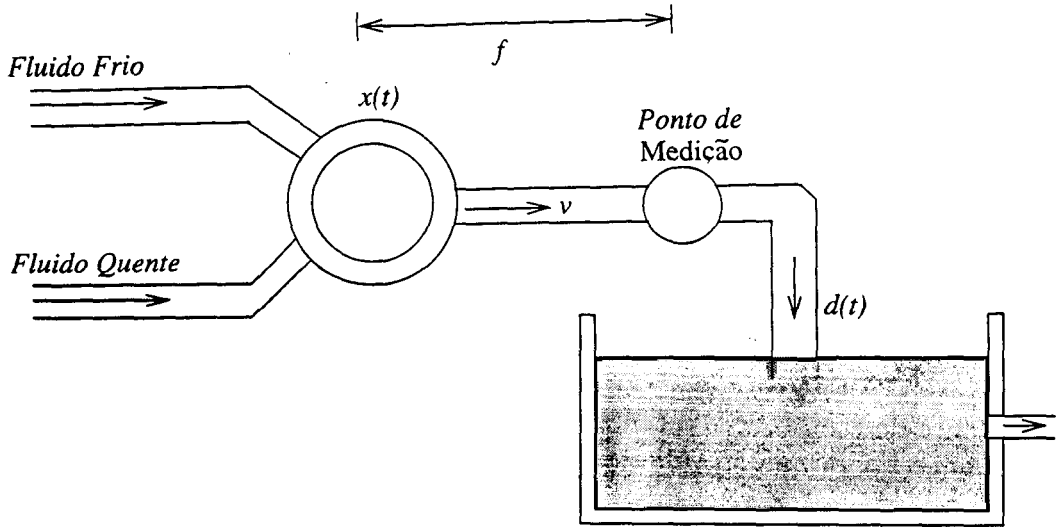


Figura 1.1: Sistema com Atraso de Transporte

Se é assumido que a concentração no ponto de mistura é $x(t)$ e que é reproduzida sem mudanças θ segundos após no ponto de monitoração, a quantidade medida é:

$$d(t) = x(t - \theta) \quad (1.4)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (1.4) obtém-se:

$$D(s) = e^{-\theta s} X(s) \quad (1.5)$$

A equação (1.5) mostra que a saída $D(s)$ está deslocada θ segundos com respeito à entrada $X(s)$, e sendo o atraso de transporte representado pelo termo $e^{-\theta s}$.

Fazendo uma comparação com um processo sem atraso de transporte, a presença do atraso torna complexa a análise e o projeto do sistema de controle. O sistema de controle em malha fechada pode ser instável se o atraso usado no modelo do sistema para o projeto do controlador não coincide com o atraso real do processo. Da perspectiva de resposta em frequência, um atraso de transporte adiciona um atraso de fase na malha de realimentação, o que afeta a estabilidade da malha fechada. Consequentemente, o ganho do controlador deve ser em geral reduzido e a resposta de malha fechada torna-se lenta em comparação com o controle de malha sem atraso.

1.2 Controle de Sistemas com Atraso de Transporte

1.2.1 Evolução das Técnicas de Controle

O controle de sistemas com atraso de transporte tem motivado o interesse de pesquisas nas últimas décadas. As técnicas de controle propostas na literatura, vão desde os algoritmos que supõem o atraso de transporte conhecido à priori [2], [3], [13], até algoritmos que consideram o atraso desconhecido, sendo necessário estimá-lo ou compensá-lo [25], [36], [58], [60]. A seguir, apresentam-se algumas estratégias de controle propostas na literatura e que tratam de processos com atraso de transporte.

Uma técnica de compensação do atraso de transporte que utiliza um modelo matemático do processo na malha interna em série com o controlador é apresentada em [54]. Esta técnica divide o modelo do processo em duas partes: a da dinâmica do modelo e a do atraso. A técnica necessita do conhecimento do atraso, e a principal vantagem é que elimina-se o atraso da equação característica do sistema em malha fechada. Os principais inconvenientes são: incapacidade de estabilizar processos instáveis em malha aberta e a sensibilidade frente a erros de modelagem do processo.

Um controlador que é projetado a partir do modelo do processo e da função de transferência em malha fechada desejada é descrito em [19]. A função de transferência em malha fechada é especificada de primeira ordem e com atraso equivalente ao atraso do processo. Este controlador é conhecido na literatura como controlador de Dahlin.

Uma modificação adequada do modelo do processo em um algoritmo adaptativo baseado na técnica de alocação de pólos, permite ao controlador se adaptar a atrasos desconhecidos ou variantes sem uma estimação direta do atraso. Como é uma técnica de controle indireta, cargas computacionais extras são causadas, devido ao número de parâmetros no modelo do processo a serem estimados aumentar linearmente com o aumento do atraso de transporte [60].

Outro algoritmo para identificar o atraso de transporte de um sistema, modifica o modelo do processo para incluir o atraso no polinômio estendido do numerador [27], [36]. Então, o polinômio do numerador contém os termos do atraso, isto é, os possíveis atrasos são tratados como um operador deslocamento. Junto com a identificação dos coeficientes do polinômio do numerador, o atraso pode ser obtido por respostas impulsivas apropriadas de cada modelo possível do atraso, com o conhecimento da ordem dos modelos entrada-saída. Entretanto, o esforço computacional é uma desvantagem da técnica.

Um algoritmo para identificar o atraso de transporte em um modelo entrada-saída discreto foi apresentado em [64]. O procedimento é baseado no cálculo do erro quadrado mínimo para diferentes valores do atraso. Um valor é fixado para testar o primeiro parâmetro não-nulo no polinômio do numerador e, se um dos coeficientes no polinômio do numerador excede este valor, então este coeficiente é considerado como o primeiro

parâmetro não-nulo. O atraso é determinado por um limite inferior do atraso dado a priori e pela determinação do primeiro parâmetro não-nulo. Porém, a escolha do valor fixado afeta a estimação do atraso e nenhuma regra geral para escolha deste valor tem sido dada para aplicações práticas.

Um compensador de atraso de transporte para uma versão adaptativa do controlador de Dahlin foi desenvolvida para tratar atrasos de transporte desconhecidos ou variantes no tempo [58]. Esta compensação é baseada num modelo do processo sem atraso onde o conhecimento explícito do valor do atraso não é necessário. Entretanto, o controlador utilizado é projetado para uma especificação servo, apresentando uma resposta a perturbações insatisfatória se comparada com algoritmos projetados para otimizar tanto comportamentos servo quanto de regulação.

Um método muito utilizado em controle adaptativo para tratar com o atraso de transporte desconhecido é a utilização de um modelo matemático discreto com um polinômio estendido no numerador (zeros de malha aberta) [8], [10], [12], [18], [31], [36], [37] e [58]. O número de parâmetros no polinômio estendido no numerador varia linearmente com o atraso de transporte. Assim, a quantidade de parâmetros a estimar no polinômio estendido do numerador é grande quando o atraso de transporte é de magnitude elevada. Isto torna lenta a convergência dos parâmetros aumentando o tempo para o atraso ser identificado e, conseqüentemente, o tempo de processamento do algoritmo de controle.

Chien et al. propuseram a utilização do controlador de variância mínima generalizada ao esquema de compensação de Vogel e Edgar, com o objetivo de melhorar o desempenho de regulação [12].

Outro algoritmo similar considera uma estrutura provisória no modelo estimado e, computando a taxa entre o primeiro e o último coeficiente do polinômio do numerador, decide sobre regras empíricas se modifica ou não a estimação do atraso [20].

Com base na definição de um novo esquema de identificação recursiva de parâmetros, onde os coeficientes da função de transferência e o atraso de transporte são estimados simultaneamente tem-se uma outra abordagem proposta em [7]. O principal inconveniente do método é que o modelo estimado é não-linear nos parâmetros.

Em [25] e [26] é sugerido adotar dois passos para estimar o atraso de transporte. No primeiro passo o estimador dos mínimos quadrados recursivo é usado para estimar os parâmetros assumindo que a última estimativa do atraso está correta. No passo seguinte estima-se o atraso assumindo que a última estimativa dos parâmetros é correta.

Outras abordagens consideram uma aproximação racional do atraso, para obter um modelo de baixa frequência da planta. Esta idéia não é nova e tem uma longa historia na literatura. Por exemplo, em [21], [28], [50] são propostas aproximações de Padé. Em [30] é introduzido uma aproximação de todos os pólos para identificar o atraso de transporte. Porém, o modelo identificado torna-se de fase não-mínima e não produz explicitamente a estimação do atraso de transporte da planta.

Em [32] é proposto um controlador preditivo, denominado de PIP, que consiste em um controlador PI com compensação de atraso. O PIP pode ser considerado como um caso especial do Preditor de Smith ou do IMC ("Internal Model Controller"), com a vantagem de possuir apenas três parâmetros ajustáveis. Desta forma, os parâmetros podem ser adequadamente ajustados usando-se regras empíricas similares às utilizadas para o ajuste dos parâmetros do PID.

A tabela 1.1 apresenta de forma resumida algumas características das técnicas citadas anteriormente.

Autor	Proposta	Vantagens	Desvantagens
Smith, O. J. [54]	Esta técnica divide o modelo do processo em duas partes: a da dinâmica do processo e a do atraso	Elimina-se o atraso de transporte da equação característica do sistema	Precisa-se do conhecimento a priori do atraso de transporte
Wellstead, P. E., Prager, D. and Zanker, P. [60]	Algoritmo adaptativo baseado na técnica de alocação de pólos	Permite ao controlador se adaptar a atrasos de transporte desconhecidos ou variantes sem a estimação direta do atraso	Cargas computacionais adicionais são causadas
Kurz, H. and Goedecke, W. [36]	Esta técnica modifica o estimador dos mínimos quadrados recursivo para estimar simultaneamente os parâmetros do processo e o atraso de transporte	Não precisa do conhecimento a priori do atraso. Só o valor máximo e mínimo do atraso devem ser especificados	O esforço computacional é elevado
Hagglund, T. [32]	Controlador preditivo PI com compensação de atraso de transporte	Apresenta somente 3 parâmetros de sintonia auto-ajustáveis	Aplicado para sistemas com atraso dominante $\theta \geq 5\tau$
Chien, I. L., Seborg, D. E. and Mellinchamp, D. A. [12]	Utiliza o controlador de variância mínima generalizada associada ao esquema de compensação de Vogel	Trata processos estáveis em malha aberta com atraso de transporte desconhecido ou variante no tempo	Aplicável somente a processos cujos pólos encontram-se estritamente dentro do círculo unitário

Autor	Proposta	Vantagens	Desvantagens
Vogel, E. F. [58]	Um compensador de atraso de transporte para uma versão adaptativa do controlador de Dahlin foi desenvolvido para tratar atrasos desconhecidos ou variantes	Não precisa a estimação explícita do atraso de transporte do processo. O controlador é simples de se implementar e é aplicado a processos de fase não-mínima	O controlador é projetado para uma especificação servo, apresentando uma resposta a perturbação insatisfatória
Biswas, K. K and Singh, G. [8], Chandra, P. [10], Seborg, D. E. and Mellinchamp, D. A. [53], Kurz, H. and Goedecke, W. [36], Vogel, E. F. [58]	Utiliza um modelo do processo com um polinômio estendido no numerador	Simplicidade na implementação do algoritmo	Convergência lenta dos parâmetros, aumento no tempo de identificação do atraso e, conseqüentemente, do tempo de processamento
Banyasz, C. and Keviszky, L. [7]	Esta técnica é baseada na definição de um novo esquema de identificação recursiva de parâmetros	Os coeficientes da função de transferência e o atraso de transporte são estimados simultaneamente	O modelo do processo estimado é não-linear nos parâmetros
Elnaggar, A., Dumont, G. A. and Elshafei, A. L. [25]	A estimação recursiva dos parâmetros do processo e do atraso de transporte são feitas sem nenhum conhecimento a priori do atraso	Não requer o conhecimento à priori do atraso. As equações requeridas para a estimação do atraso são facilmente implementadas com mínimo tempo computacional e memória	Lenta convergência na estimação dos parâmetros do processo e do atraso de transporte

Tabela 1.1: Evolução das técnicas para tratar processos com atraso de transporte

1.3 Motivação e Objetivo do Trabalho

O conhecimento adequado do atraso de transporte de processos é essencial para garantir um bom projeto e desempenho dos controladores, desde que uma indefinição (não exatidão) do atraso introduz erros de modelagem em altas frequências [33]. Neste trabalho pretende-se estudar e comparar diferentes estratégias de controle adaptativas e preditivas para o controle de processos com atraso de transporte utilizando-se técnicas de compensação e detecção (rastreamento "on-line") do atraso na implementação de controladores.

A teoria de controle de processos vem apresentando estratégias de controle alternativas (avançadas) e com aplicação cada vez mais com sucesso em plantas com características complexas (não-linearidades, atraso de transporte e parâmetros variantes no tempo). As metodologias de controle clássicas (controladores com parâmetros fixos), apesar de ainda serem as mais utilizadas na indústria por apresentarem um baixo custo e na maioria dos casos um desempenho adequado, são ineficientes ou inviáveis e não proporcionam uma dinâmica adequada em malha fechada. Nestes casos os denominados controladores adaptativos e preditivos são mais apropriados em virtude de aprenderem sobre a dinâmica do processo [33].

1.4 Organização da Dissertação

A definição de um sistema com atraso de transporte e algumas generalidades sobre este tipo de processos, além da evolução das técnicas de controle são apresentadas no capítulo 1.

O capítulo 2 apresenta algumas técnicas clássicas de controle para processos com atraso de transporte, entre as quais o popular compensador Preditor de Smith, o compensador de Vogel, o compensador de Dahlin e o compensador por alocação de pólos.

No capítulo 3 são mostradas técnicas para a compensação e a detecção do atraso de transporte. As técnicas apresentadas para a compensação do atraso de transporte são:

- i) Técnica do polinômio estendido: Modifica o modelo do processo para incluir o atraso de transporte no polinômio estendido do numerador.
- ii) Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp: Implementa a combinação do controlador de variância mínima generalizada e o compensador de Vogel.

As técnicas para a detecção do atraso de transporte são:

- i) Técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável: A estimação simultânea dos parâmetros do processo e do atraso é realizada modificando o estimador dos mínimos quadrados recursivo.

- ii) Técnica do estimador de regressão variável: A estimação recursiva dos parâmetros do processo e do atraso de transporte são feitas sem nenhum conhecimento a priori do atraso de transporte.

No capítulo 4 são apresentadas duas abordagens de controle preditivo, controlador de variância mínima generalizada e o controlador preditivo generalizado .

No capítulo 5 avalia-se o desempenho das técnicas apresentadas nos capítulos 3 e 4 em processos simulados com características variadas.

Finalmente, o capítulo 6 mostra as conclusões e sugestões para futuros trabalhos.

1.5 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se uma breve introdução sobre a aplicação de técnicas de controle adaptativo em processos com atraso de transporte.

A definição do termo atraso de transporte foi ilustrada em um exemplo de um sistema físico onde mistura-se fluidos quente e frio.

Também foi feita uma revisão da evolução das técnicas de controle de processos com atraso de transporte e foi apresentada uma tabela que resume as características mais importantes das técnicas citadas.

Finalmente, foi apresentada a motivação e o objetivo para a realização do presente trabalho, e a forma em que está organizado.

Capítulo 2

Técnicas de Controle Clássicas para Processos com Atraso de Transporte

2.1 Introdução

Os compensadores de atraso de transporte são aplicados para melhorar o desempenho de sistemas com atraso de transporte e a qualidade do desempenho depende da precisão do modelo do processo. Para reduzir a perda de desempenho do compensador devido a erros de modelagem resultante de variações nos parâmetros do processo, o algoritmo de controle pode ser implementado de forma adaptativa para estimar continuamente os parâmetros do modelo do processo e atualizar o modelo do compensador de atraso.

Neste capítulo apresentam-se as técnicas de controle clássicas para processos com atraso de transporte. Os algoritmos de controle tratados são o Compensador Preditor de Smith, Compensador de Vogel, Compensador de Dahlin e Compensador por alocação de pólos.

2.2 Compensador Preditor de Smith

Em 1959, O. J. Smith [54], desenvolveu uma técnica de compensação de atraso de transporte que utiliza um modelo do processo sem atraso de transporte na malha interna em série com o controlador. Esta técnica divide o modelo do processo em duas partes: a da dinâmica do modelo e a do atraso. Esta técnica é denominada na literatura como *Preditor de Smith*.

A versão discreta do Preditor de Smith é mostrada na figura (2.1) ([49]). $G_c(z^{-1})$ é a função de transferência do controlador e $G_p(z^{-1})$ é a função de transferência do processo real com atraso de transporte, dada por:

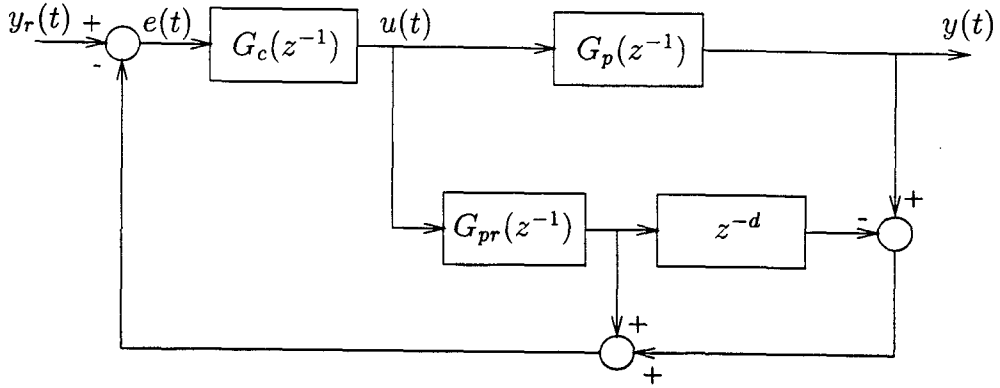


Figura 2.1: Diagrama de Blocos do Preditor de Smith

$$G_p(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.1)$$

onde $d \geq 0$ representa o atraso de transporte discreto do processo e $G_{pr}(z^{-1})$ a função de transferência do modelo do processo sem atraso de transporte dada pela equação (2.2):

$$G_{pr}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.2)$$

e sendo

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (2.3)$$

$$B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb}$$

De acordo com a figura (2.1) obtém-se a seguinte função de transferência em malha fechada

$$G_{yr}(z^{-1}) = \frac{G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1})[G_{pr}(z^{-1})(1 - z^{-d}) + G_p(z^{-1})]} \quad (2.4)$$

No caso de uma modelagem exata, isto é, $G_{pr}(z^{-1})z^{-d} = G_p(z^{-1})$, a função de transferência em malha fechada é:

$$G_{yr}(z^{-1}) = \frac{G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1})G_{pr}(z^{-1})} \quad (2.5)$$

Da equação (2.5) observa-se que o atraso de transporte é eliminado da equação característica. Assim, o controlador atua sobre o processo que comporta-se como se não existisse o atraso de transporte. Então o problema de projeto para um processo com atraso de transporte pode se converter em um problema de controle sem atraso.

A figura (2.2) mostra a estrutura equivalente da equação (2.5).

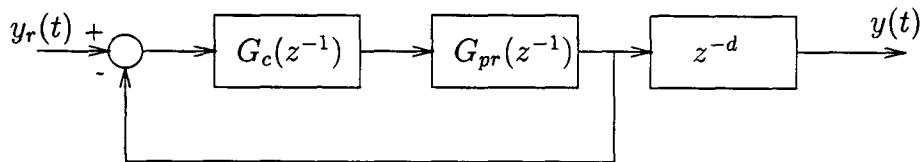


Figura 2.2: Representação Equivalente da Equação (2.5)

Neste esquema de compensação é necessário o conhecimento do atraso de transporte do sistema. Os principais inconvenientes deste método são: a incapacidade de estabilizar processos instáveis em malha aberta e a sensibilidade frente a erros de modelagem do processo. Em particular, tem sido mostrado em [34], [46] e [65] que pequenos erros de modelagem podem conduzir à instabilidade.

Na figura (2.3) ilustra-se o diagrama de blocos equivalente do preditor de Smith discreto.

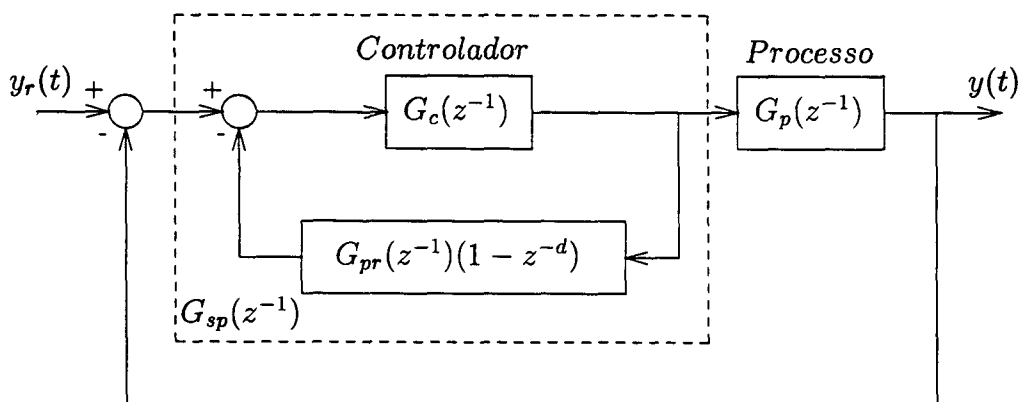


Figura 2.3: Diagrama de Blocos Equivalente do Preditor de Smith

O bloco do compensador indicado por linhas tracejadas tem a seguinte função de transferência:

$$G_{sp}(z^{-1}) = \frac{G_c(z^{-1})}{1 + G_{pr}(z^{-1})G_c(z^{-1})[1 - z^{-d}]} \quad (2.6)$$

Adaptando o Preditor de Smith a variações nos parâmetros do processo, então a estimação dos parâmetros a_i 's e b_i 's do modelo do processo e do atraso d também são requeridas. Uma técnica para realizar a estimação dos parâmetros é reescrever o modelo $G_p(z^{-1})$, dado na equação (2.1), sem atraso de transporte com um número suficiente de termos no numerador da função de transferência do processo para incluir o atraso. Com esta aproximação, a função de transferência do modelo torna-se:

$$G_p(z^{-1}) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_r z^{-r}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a}} \quad (2.7)$$

onde $r = n_a + d_{\max}$, com n_a sendo a ordem do modelo e d_{\max} o máximo atraso esperado.

Esta aproximação para modelar atrasos de transporte desconhecidos ou variantes é equivalente à sugerida em [60]. Com o modelo do processo dado na equação (2.7), os parâmetros a_i 's e b_i 's são estimados "on-line" e o atraso, d , é determinado de modo que idealmente para um atraso de transporte de d períodos de amostragem o valor estimado para os primeiros d parâmetros do numerador, b_1, b_2, \dots, b_d , são zero ou próximos de zero [58].

Para aplicar este método com o Preditor de Smith $G_{pr}(z^{-1})$ é selecionado como:

$$G_{pr}(z^{-1}) = \frac{b_{d+1} z^{-1} + b_{d+2} z^{-2} + \dots + b_{d+n_a} z^{-n_a}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a}} \quad (2.8)$$

White [62] avaliou esta aproximação para estimar atrasos de transporte e observou que na presença de ruído, torna-se difícil fazer a distinção entre termos nulos e não-nulos no numerador do modelo. Como resultado, o método não é atrativo para estimar atrasos "on-line". Assim, um novo compensador de atrasos que supera estes problemas foi desenvolvido por Vogel, [58], e é apresentado a seguir.

2.3 Compensador de Vogel

Em 1982, Vogel e Edgar [58], propuseram uma modificação no projeto do Preditor de Smith. A principal vantagem é que não requer uma estimação explícita do atraso de transporte do processo. Além disso, o compensador é simples de implementar e pode também ser aplicado em processos de fase não-mínima.

A informação requerida a priori é a ordem do modelo e os limites mínimo e máximo do atraso. Esta segunda condição faz o compensador menos restrito que o Preditor de Smith o qual necessita do conhecimento exato do atraso. O compensador de Vogel também compensa atrasos de transporte variantes.

Processos de fase não-mínima são considerações importantes já que a modelagem no tempo discreto de processos contínuos podem levar a modelos de fase não-mínima ainda se o processo contínuo é de fase mínima [14], [60] e [61]. Isto deve-se a ocorrência de atrasos fracionários diferentes de um múltiplo inteiro do período de amostragem [58] e [60].

Na figura (2.4) ilustra-se a estrutura do compensador de Vogel.

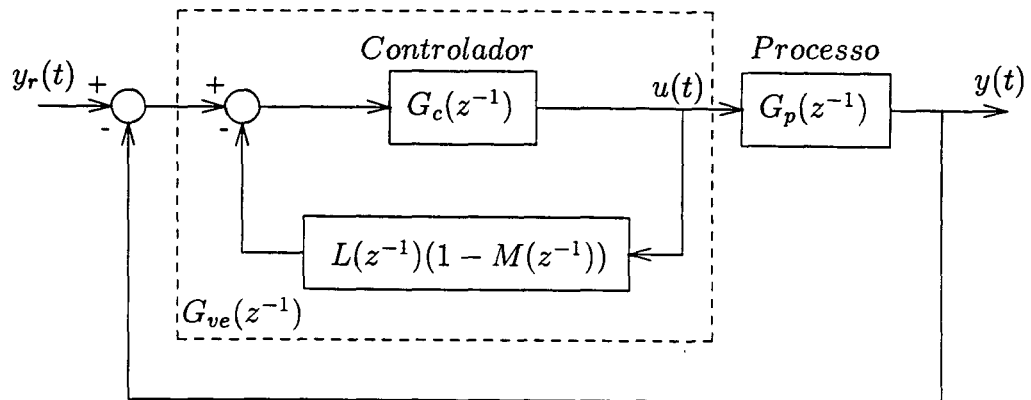


Figura 2.4: Diagrama de Blocos Equivalente do Compensador de Vogel

O bloco do compensador, marcado com linhas tracejadas, é dado pela seguinte função de transferência:

$$G_{ve}(z^{-1}) = \frac{G_c(z^{-1})}{1 + L(z^{-1})G_c(z^{-1})[1 - M(z^{-1})]} \quad (2.9)$$

Esta estrutura corresponde ao preditor de Smith quando $L(z^{-1}) = G_{pr}(z^{-1})$ e $M(z^{-1}) = z^{-d}$. Com a seleção apropriada de $L(z^{-1})$ e $M(z^{-1})$, o problema da estimação "on-line" do atraso pode ser evitado. A função de transferência do modelo $G_p(z^{-1})$, equação (2.7), é selecionada para o modelo do processo e os parâmetros são estimados "on-line".

O polinômio $L(z^{-1})$ é definido por:

$$L(z^{-1}) = \frac{z^{-1} \sum_{i=1}^r b_i}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a}} \quad (2.10)$$

onde $r = n_a + d_{max}$.

Com $L(z^{-1})$ selecionado pela equação (2.10) elimina-se qualquer atraso de transporte no modelo do processo, $G_p(z^{-1})$, sem nenhum conhecimento necessário do atraso.

O polinômio $M(z^{-1})$ é selecionado de tal forma que o produto de $L(z^{-1})$ e $M(z^{-1})$ produz o modelo do processo original $G_p(z^{-1})$, que inclui o atraso de transporte do processo.

$$M(z^{-1}) = \frac{b_1 + b_2 z^{-1} + \dots + b_r z^{-r+1}}{z^{-1} \sum_{i=1}^r b_i} \quad (2.11)$$

Similar ao preditor de Smith, $L(z^{-1})$ definida na equação (2.10) fornece uma previsão do efeito da ação de controle atual sobre a saída do processo e $M(z^{-1})$ definida na equação (2.11) atrasa a saída preditiva para comparar com a saída real do processo.

A função de transferência de malha fechada é dada por:

$$G_{yr}(z^{-1}) = \frac{G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})}{1 + G_c(z^{-1})L(z^{-1})} \quad (2.12)$$

e sendo a equação característica

$$1 + G_c(z^{-1})L(z^{-1}) = 0 \quad (2.13)$$

que inclui somente o modelo do processo sem atraso, $L(z^{-1})$. Então para o caso de nenhum erro de modelagem o compensador remove o atraso da equação característica. A versão multivariável deste compensador pode ser encontrada em [58], [59].

2.4 Compensador de Dahlin

O compensador de Dahlin é projetado a partir do modelo do processo e da função de transferência em malha fechada desejada [19]. A função de transferência em malha fechada desejada, $G_{yr}(z^{-1})$, é especificada de primeira ordem com atraso equivalente ao atraso do processo e um ganho estático unitário.

A função de transferência em malha fechada é dada por

$$G_{yr}(z^{-1}) = \frac{y(z^{-1})}{yr(z^{-1})} = \frac{(1 - e^{-\frac{T_s}{\lambda}})z^{-1-d}}{1 - e^{-\frac{T_s}{\lambda}}z^{-1}} \quad (2.14)$$

onde λ é a constante de tempo da resposta em malha fechada, T_s é o período de amostragem.

A função de transferência em malha fechada, $G_{yr}(z^{-1})$, em termos do controlador de Dahlin, $G_{DC}(z^{-1})$, e do modelo do processo, $G_p(z^{-1})$, é:

$$G_{yr}(z^{-1}) = \frac{G_{DC}(z^{-1})G_p(z^{-1})}{1 + G_{DC}(z^{-1})G_p(z^{-1})} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) pode ser representada pelo seguinte diagrama de blocos

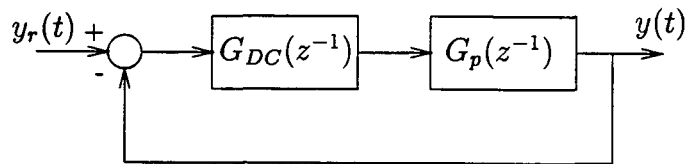


Figura 2.5: Diagrama de Blocos do Controlador de Dahlin

onde o modelo do proceso, $G_p(z^{-1})$, é definido na equação (2.1).

Rearrmando a equação (2.15) obtém-se

$$G_{DC}(z^{-1}) = \frac{G_{yr}(z^{-1})}{[1 - G_{yr}(z^{-1})]G_p(z^{-1})} \quad (2.16)$$

Substituindo $G_{yr}(z^{-1})$ da equação (2.14) na equação (2.16) resulta o controlador de Dahlin, isto é:

$$G_{DC}(z^{-1}) = \frac{1}{G_p(z^{-1})} \frac{(1 - e^{-\frac{T_s}{\lambda}})z^{-1-d}}{[1 - e^{-\frac{T_s}{\lambda}}z^{-1} - (1 - e^{-\frac{T_s}{\lambda}})z^{-1-d}]} \quad (2.17)$$

Para o caso particular onde $\lambda = 0$, o controlador de Dahlin corresponde ao controlador de tempo mínimo ("dead-beat").

O controlador de Dahlin é instável para processos de fase não-mínima e quando aplicado a processos com zeros mal amortecidos, o controlador apresenta o fenômeno denominado de "ringing" [53]. O termo "ringing" é usado para descrever oscilações excessivas na saída do controlador.

Este método quando aplicado a processos de primeira ordem não produz dificuldades de sintonia, projeto, aplicação e implementação. Ordens superiores podem introduzir duas complicações: processos com características de fase não-mínima e controlador com comportamento "ringing".

A constante de tempo da resposta em malha fechada, λ , serve como um parâmetro de sintonia para ajustar a velocidade de resposta do controlador. O procedimento de sintonia é baseado sobre os parâmetros da dinâmica do processo. Conhecendo os parâmetros do processo, deve-se selecionar λ para calcular os coeficientes do algoritmo de controle. Um ponto inicial para a seleção de λ é o pólo dominante. Aumentando gradualmente λ e observando a resposta para pequenas mudanças na referência obtém-se o valor ótimo [19].

2.5 Compensador por Alocação de Pólos

Mover os pólos do sistema em malha fechada de suas localizações em malha aberta para valores especificados por um polinômio $P_{MF}(z^{-1})$ onde as raízes são pré-estabelecidas pelo operador é o objetivo do controlador por alocação de pólos. Esta técnica tem sido popularizada em [4] e [60].

Seja um modelo CARMA ("Controlled Auto-Regressive Moving Average") do tipo:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (2.18)$$

onde $y(t)$ é a variável controlada, $u(t)$ é a variável de controle, $\xi(t)$ é a perturbação estocástica normal de média nula, $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ definidos como na equação (2.3).

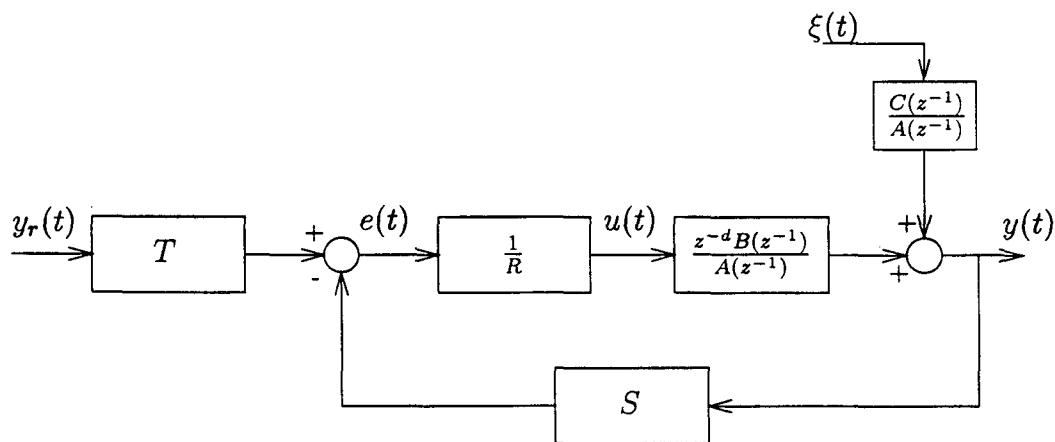


Figura 2.6: Diagrama de Blocos do Controlador por Alocação de Pólos

O controlador é caracterizado pela seguinte equação:

$$R(z^{-1})u(t) = T(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})y(t) \quad (2.19)$$

onde

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= 1 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + \dots + r_{nr} z^{-nr} \\ S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} + \dots + s_{ns} z^{-ns} \\ T(z^{-1}) &= t_0 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2} + \dots + t_{nt} z^{-nt} \end{aligned}$$

Com o modelo do processo caracterizado pela equação (2.18), a função de transferência em malha fechada é:

$$y(t) = \frac{T(z^{-1})B(z^{-1})z^{-d}}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1})B(z^{-1})}y_r(t) + \frac{R(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1})B(z^{-1})}\xi(t) \quad (2.20)$$

Os polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$ são selecionados de acordo à identidade polinomial:

$$A(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-d}S(z^{-1})B(z^{-1}) = P_{MF}(z^{-1})C(z^{-1}) \quad (2.21)$$

onde $P_{MF}(z^{-1})$ define os pólos de malha fechada, previamente estabelecido pelo usuário.

Os parâmetros de $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$ são obtidos diretamente, fazendo uma comparação dos coeficientes de mesma potência em z^{-1} na equação (2.21).

O polinômio $T(z^{-1})$ é especificado a partir da equação (2.20) de modo a assegurar erro nulo em regime, isto é, $y(t) \rightarrow y_r(t)$.

O controlador por alocação de pólos pode tratar com atrasos de transporte desconhecidos ou variante no tempo, adaptando sua configuração, por exemplo pela técnica do polinômio estendido. O atraso de transporte pode ser modelado inicialmente como zero e o polinômio do numerador aumentado por d_{max} termos [60].

2.5.1 Compensador Adaptativo de Dumont

Em 1982, G. A. Dumont, desenvolveu um compensador adaptativo para tratar processos com atraso de transporte, baseado no controlador por alocação de pólos [23].

O modelo do processo é:

$$y(t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t - \ell) \quad (2.22)$$

com

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + \dots + b_r z^{-r}$$

e $A(z^{-1})$ definido como na equação (2.3), ℓ é o limite inferior do atraso de transporte e r é a taxa de possíveis variações do atraso. Os parâmetros de (2.22) são estimados usando o estimador dos mínimos quadrados recursivo.

O algoritmo por alocação de pólos é utilizado para projetar o controlador e é projetado tal que o sistema de malha fechada comporta-se como:

$$y(t) = \frac{\hat{B}(z^{-1})}{P(z^{-1})} y_r(t - \ell) \quad (2.23)$$

onde y_r é a referência. Duas condições essenciais para o projeto por alocação de pólos seja estável é que o atraso de transporte utilizado no modelo do processo seja ao menos igual ao atraso real e que os zeros instáveis do processo não sejam cancelados. Estas duas condições são satisfeitas escolhendo $\hat{B}(z^{-1})$ como o numerador da função de transferência desejada em malha fechada. Porém apresenta o inconveniente que o comportamento em malha fechada depende dos zeros do processo. A lei de controle para alcançar isto é:

$$u(t) = R(z^{-1})[y_r(t) - y(t)] \quad (2.24)$$

com:

$$R(z^{-1}) = \frac{\hat{A}(z^{-1})}{P(z^{-1}) - \hat{B}(z^{-1})} \quad (2.25)$$

Uma limitação adicional é que o ganho estático da malha fechada é um, então isto requer:

$$P(1) = \hat{B}(1)$$

e definindo

$$P(z^{-1}) = p_0[1 + p_1 z^{-1} + \dots + p_d z^{-d}]$$

então a condição (2.24) é satisfeita se:

$$p_0[1 + \sum_{i=1}^d (p_i)] = \sum_{i=1}^r (\hat{b}_i)$$

2.6 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se quatro técnicas de controle clássicas para tratar processos com atraso de transporte.

O compensador Preditor de Smith e o compensador de Dahlin têm a desvantagem de precisar do conhecimento à priori do atraso de transporte e não superam atraso de transporte variante. Já o compensador de Vogel e o compensador por alocação de pólos têm uma estrutura especial para tratar atraso de transporte variante.

O preditor de Smith divide o modelo do processo em duas partes: a da dinâmica do processo e a do atraso, tendo como vantagem a eliminação do atraso de transporte da equação característica e sendo necessário o conhecimento a priori do atraso de transporte.

O compensador de Vogel é um compensador de atraso de transporte para uma versão adaptativa do controlador de Dahlin para tratar atraso de transporte desconhecido ou variante e não requer uma estimação explícita do atraso de transporte do processo. O compensador é simples de se implementar e é aplicado a processos de fase não-mínima, mostrando o inconveniente de que é projetado para uma especificação servo, apresentando uma resposta a perturbação insatisfatória.

O compensador de Dalhin é projetado a partir do modelo do processo e da função de transferência em malha fechada desejada. O controlador é aplicado a processos de primeira ordem. Para processos de ordens superiores, o compensador de Dalhin pode tornar o processo de fase não-mínima e instabilizá-lo.

A técnica de alocação de pólos permite ao controlador se adaptar ao atraso de transporte desconhecido ou variante sem a estimação direta do atraso. Porém apresenta carga computacional excessiva.

Capítulo 3

Técnicas para Compensação e Detecção do Atraso de Transporte

3.1 Introdução

O conhecimento adequado do atraso de transporte de um processo é essencial para melhorar o desempenho do sistema controlado. A incerteza no atraso de transporte introduz erros de modelagem em altas frequências e, portanto, é um parâmetro sensível no projeto e sintonia de uma malha de controle. Geralmente é possível estimar o atraso de transporte ou pela resposta ao degrau ou por técnicas de identificação de processos.

Muitos processos possuem dinâmica e atraso de transporte variantes no tempo. Um bom algoritmo de estimação "on-line" é exigido para seguir as mudanças nos parâmetros e no atraso em sistemas de controle adaptativo. Além disso, os projetos de controle são sensíveis à suposição ou estimação errada do atraso e podem tornar-se instáveis [12] e [36].

Neste capítulo são apresentadas as técnicas para compensação e detecção "on-line" do atraso de transporte desconhecido ou variante no tempo.

3.2 Técnicas para Compensação do Atraso de Transporte

3.2.1 Polinômio Estendido

Um método frequentemente utilizado para tratar processos com atraso de transporte é o polinômio estendido no numerador da função de transferência do modelo do processo

com um número suficiente de termos para incluir o atraso.

Considere-se o modelo do processo dado por:

$$A(z^{-1})y(t) = B^*(z^{-1})u(t) \quad (3.1)$$

O polinômio $B^*(z^{-1})$ é tal que inclui o atraso de transporte, isto é:

$$B^*(z^{-1}) = b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_rz^{-r} \quad (3.2)$$

onde $r = n_a + d_{max}$.

Com o polinômio $B^*(z^{-1})$ dado na equação (3.2), o modelo do processo é:

$$y(t) = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_rz^{-r}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n_a}z^{-n_a}}u(t) \quad (3.3)$$

Sob condições ideais de estimação, alguns dos primeiros coeficientes do polinômio do numerador convergem a zero e o atraso pode ser detectado. O número de parâmetros no polinômio estendido do numerador aumenta linearmente com o aumento do atraso de transporte.

Embora a técnica do polinômio estendido seja simples, apresenta várias desvantagens. O aumento no número de parâmetros a estimar faz a condição de excitação persistente mais severa e, adicionalmente, a convergência dos parâmetros é lenta [24].

Na literatura existem várias referências evidenciando a implementação da técnica do polinômio estendido [8], [12], [18], [23], [24],[31], [36], [58].

Uma versão adaptativa de um algoritmo de controle que implementa a técnica do polinômio estendido para um processo com parâmetros e atraso de transporte desconhecidos é dado a seguir.

- (i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$
- (ii) Atualizar os parâmetros do modelo, $A(z^{-1})$ e $B^*(z^{-1})$ por um estimador
- (iii) Calcular e aplicar a lei de controle
- (iv) Repetir os passos acima para cada período de amostragem

3.2.2 Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp

Esta técnica combina o controlador de variância mínima generalizada de D. W. Clarke e P. J. Gawthrop, com o compensador de Vogel e Edgar, conforme apresentado nas seções 2.3 e 4.2. Os detalhes de análise, projeto, sintonia e implementação relacionados ao controlador de Clarke e Gawthrop podem ser obtidos nas referências [13] e [14].

O controlador de variância mínima generalizada utiliza um preditor d passos a frente para compensar o atraso de transporte no processo. No entanto, uma suposição importante inerente ao controlador é que o atraso deve ser conhecido com precisão a priori para proporcionar uma adequada previsão da saída do processo [13] e [14]. Neste caso, o atraso de transporte é considerado como $d \geq 1$.

O algoritmo usa um tipo de preditor de Smith para compensar o atraso de transporte que substitui a previsão no controlador auto-ajustável padrão. A informação requerida a priori do atraso de transporte é o valor máximo e mínimo esperado, isto é :

$$d_{min} \leq d \leq d_{max}$$

Considere o preditor de Smith para compensação do atraso [54] e [58]. A figura 3.1 ilustra o diagrama de blocos do Preditor de Smith. O modelo do processo é dado na equação (2.1). Os pólos do polinômio $A(z^{-1})$ são assumidos no interior do círculo unitário no plano complexo z e o polinômio $B(z^{-1})$ é definido por:

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{n_b} z^{-n_b}$$

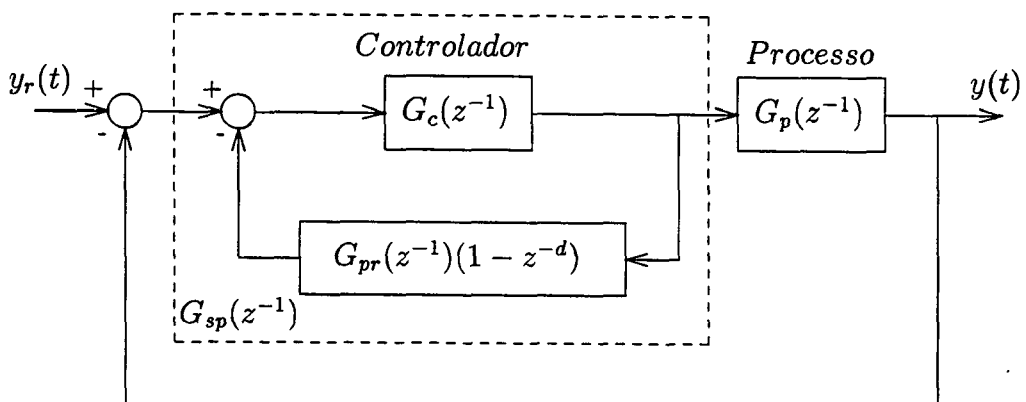


Figura 3.1: Diagrama de Blocos Equivalente do Preditor de Smith

O modelo do processo sem atraso de transporte ($d = 1$) é:

$$G_{pr}(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})z^{-1}}{A(z^{-1})} \quad (3.4)$$

Adaptando o Preditor de Smith para acomodar variações nos parâmetros é necessário a estimação de a_i e b_i do modelo do processo, assim como o atraso de transporte d .

Para realizar a estimação dos parâmetros, reescreve-se a equação (2.1) com um número suficiente de termos no numerador da função de transferência do modelo do processo para incluir implicitamente qualquer atraso extra acima de d_{min} . Com esta aproximação o modelo do processo torna-se:

$$G_p(z^{-1}) = \frac{B_E(z^{-1})z^{-d_{min}}}{A(z^{-1})} \quad (3.5)$$

onde

$$B_E(z^{-1}) = b'_0 + b'_1 z^{-1} + \dots + b'_r z^{-r}$$

e

$$r = d_{max} - d_{min} + n_b$$

O modelo do processo sem atraso de transporte é redefinido como:

$$G_{pr}(z^{-1}) = \frac{\sum(B_E)z^{-1}}{A(z^{-1})} \quad (3.6)$$

com

$$\sum(B_E) = \sum_{i=0}^r b'_i$$

$G_{pr}(z^{-1})$ é selecionado deste modo para eliminar o atraso de transporte no modelo do processo sem o conhecimento explícito de d , contendo o mesmo denominador de $G_p(z^{-1})$ e o mesmo ganho estático. Com $G_p(z^{-1})$ e $G_{pr}(z^{-1})$ dados pelas equações (3.5) e (3.6), o problema de identificação "on-line" do atraso é completamente evitado.

A razão de utilizar $\sum(B_E)$ em lugar de B_E em $G_{pr}(z^{-1})$ é porque B_E contém implicitamente qualquer atraso de transporte extra em excesso sobre d_{min} [12].

A seguir, apresenta-se a síntese do controlador. O controlador $G_c(z^{-1})$ da figura (3.1) pode ser projetado baseado no modelo do processo sem atraso, $G_{pr}(z^{-1})$, já que o atraso de transporte é eliminado da equação característica.

A lei de controle que combina o controlador de variância mínima generalizada (a ser desenvolvido no capítulo 4) com o compensador de atraso de transporte pode ser expressada como:

$$\frac{u}{e} = \frac{1}{\sum(B_E)+Q} \frac{1}{1 + \frac{F}{\sum(B_E)+Q} \left(\frac{\sum(B_E)z^{-1}}{A(z^{-1})} - \frac{B_E z^{-d_{min}}}{A(z^{-1})} \right)} \quad (3.7)$$

De acordo com a identidade polinomial

$$P(z^{-1}) = E(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-1}F(z^{-1}) \quad (3.8)$$

a lei de controle pode ser simplificada:

$$\frac{u}{e} = \frac{A}{P \sum(B_E) + QA - FB_E z^{-d_{min}}} \quad (3.9)$$

onde

$$e = Ry_r - Fy$$

O diagrama de blocos deste controlador é apresentada na figura (3.2).

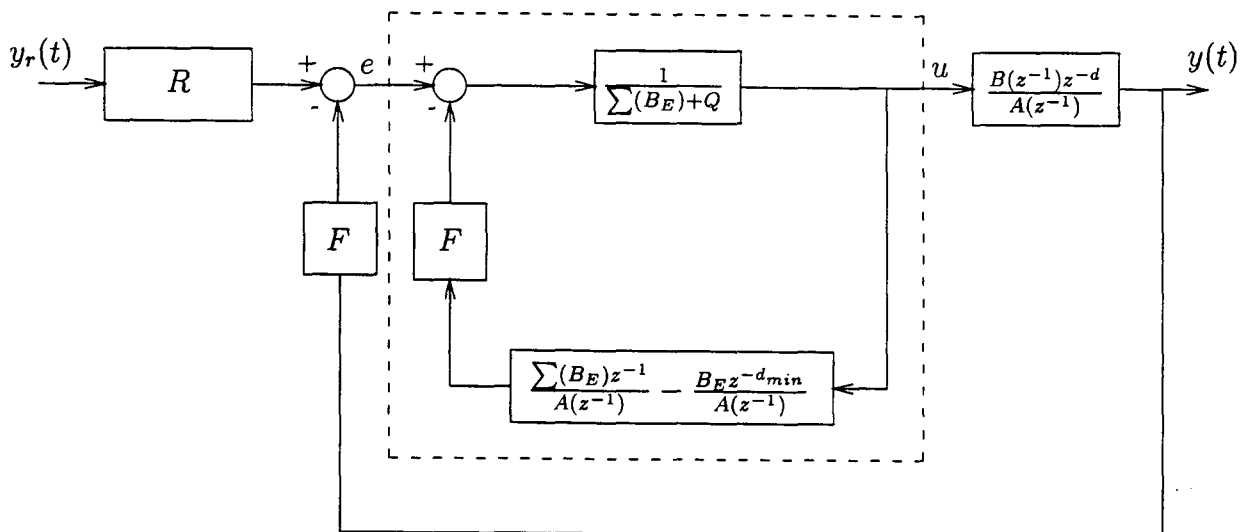


Figura 3.2: Diagrama de Blocos do Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp

A ordem do polinômio $F(z^{-1})$ é $(n_a - 1)$ e a do polinômio $E(z^{-1})$ é $(d - 1)$. Neste caso como $d = 1$, então $n_e = 1$. Os polinômios de projeto $R(z^{-1})$, $P(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ são discutidos no capítulo 4 (procedimentos de seleção).

Substituindo a lei de controle da equação (3.9) na equação do modelo do processo dada em (2.18) e com $C(z^{-1}) = 1$, a equação do sistema em malha fechada é dada por:

$$Ay(t) = Bz^{-d} \frac{ARy_r(t) - FAy(t)}{P \sum(B_E) + QA - FB_E z^{-d_{min}}} + \xi(t) \quad (3.10)$$

Rearrmando a equação (3.10), tem-se

$$y(t) = \frac{RBz^{-d}}{P \sum(B_E) + QA} y_r(t) + \frac{P \sum(B_E) + QA - FB_E z^{-d_{min}}}{A(P \sum(B_E) + QA)} \xi(t) \quad (3.11)$$

Fazendo $R(1) = P(1)$ e $Q(1) = 0$, elimina-se o offset para mudanças na referência. Da equação (3.11) observa-se que nenhum termo explícito ou implícito do atraso de transporte aparece na equação característica $P \sum(B_E) + QA = 0$, então uma grande região de estabilidade é obtida.

A seguir, apresenta-se o procedimento de projeto do compensador de Chien/ Seborg/ Mellichamp para um processo com parâmetros e atraso desconhecidos.

- (i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$
- (ii) Atualizar os parâmetros do modelo $\hat{A}(z^{-1})$, $\hat{B}_E(z^{-1})$ e \hat{d}
- (iii) Calcular \hat{F} de acordo com a equação (3.8)
- (iv) Calcular e aplicar a lei de controle dada pela equação (3.9)
- (v) Repetir os passos acima para cada período de amostragem

3.3 Técnicas para Detecção do Atraso de Transporte

3.3.1 Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

Nesta seção a estimação simultânea dos parâmetros do processo e do atraso de transporte é realizada modificando o estimador dos mínimos quadrados recursivo. Para um modelo do processo estendido a ordem do polinômio do numerador é aumentada até o limite superior do atraso.

O modelo aumentado do processo é dado por:

$$y(t) = \frac{B^*(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) \quad (3.12)$$

com

$$B^*(z^{-1}) = b_1^*z^{-1} + \dots + b_{n_a+d_{max}}^*z^{-(n_a+d_{max})}$$

O limite superior do atraso de transporte d_{max} deve ser assumido a priori.

Para rastrear as variações no atraso de transporte o algoritmo de estimação de parâmetros recursivo é implementado com os seguintes vetores:

$$\hat{\Theta} = [\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_{n_a}, \hat{b}_1^*, \dots, \hat{b}_{n_a+d_{max}}^*]^T$$

$$\Phi(t) = [-y(t-1), \dots, -y(t-n_a), u(t-1), \dots, u(t-n_a-d_{max})]$$

onde $\hat{\Theta}$ é o vetor de parâmetros e $\Phi(t)$ é o vetor de medidas.

O algoritmo utilizado para a detecção dos parâmetros e do atraso pode ser dividido em 8 passos, conforme apresentado a seguir [27] e [36]:

- (i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$
- (ii) Utilizar o modelo aumentado do processo:

$$y(t) = \frac{B^*(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) \quad (3.13)$$

com

$$B^*(z^{-1}) = b_1^*z^{-1} + \dots + b_{n_a+d_{max}}^*z^{-(n_a+d_{max})}$$

- (iii) Determinar o máximo parâmetro $\hat{b}_{d_{max}}^*$ de $\hat{B}^*(z^{-1})$, onde:

$$\hat{b}_{d_{max}}^* = \max \{ \hat{b}_i^*, i = 1, \dots, (n_a + d_{max}) \}$$

$$0 \leq \hat{d} \leq (d_{max} - 1)$$

(iv) Calcular a função erro:

$$F(d) = |\hat{B}^*(1) - \hat{B}_d(1)| \quad (3.14)$$

onde

$$\begin{aligned} B(1) &= \sum \hat{b}_i \quad \text{para } i = 1, \dots, (n_a + d_{max}) \\ B_d(1) &= \sum_{i=1}^{n_a} \hat{b}_{i+d} \quad \text{para } d = 0, \dots, (d_{max} - 1) \end{aligned}$$

(v) Calcular o mínimo valor de $F(d)$ por:

$$F(d) = \min \{F(d), d = 0, \dots, (d_{max} - 1)\} \quad (3.15)$$

e o atraso de transporte é obtido para $F(d)$ mínimo.

(vi) Estimar os parâmetros $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ com o atraso identificado no passo (v)

(vii) Calcular e aplicar a lei de controle

(viii) Repetir os passos acima para cada período de amostragem

Os passos (i)-(v) são realizados com baixo esforço computacional. A estimação dos parâmetros \hat{A} e \hat{B}^* e do atraso de transporte \hat{d} são feitas a cada iteração.

O método descrito pode ser aplicado se o atraso de transporte do processo é desconhecido mas constante, ou se a frequência nas mudanças do atraso é lenta quando comparada com o período de amostragem [36].

3.3.2 Estimador de Regressão Variável

Neste algoritmo a estimação recursiva dos parâmetros do processo e do atraso de transporte são feitas sem nenhum conhecimento a priori do atraso de transporte [25] e [26].

Seja o sistema descrito pela seguinte equação "CARMA":

$$y(t) = \Phi(t)\Theta + w(t) \quad (3.16)$$

onde

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= [-y(t-1), \dots, -y(t-n_a), u(t-d-1), \dots, u(t-d-n_b)] \\ \Theta &= [a_1, a_2, \dots, a_{n_a}, b_1, b_2, \dots, b_{n_b}]^T \end{aligned}$$

O vetor de parâmetros Θ é função dos parâmetros enquanto o vetor de medidas $\Phi(t)$ é função do atraso de transporte.

A seguir, apresenta-se o conjunto de equações requeridas para a estimação dos parâmetros e do atraso. No primeiro passo o estimador dos mínimos quadrados recursivo é usado para estimar os parâmetros assumindo que o último atraso estimado é correto. O passo seguinte é estimar o atraso de transporte assumindo que os últimos parâmetros estimados são corretos. Os dois passos são realizados a cada iteração.

A versão modificada do estimador dos mínimos quadrados recursivo para detecção dos parâmetros e do atraso de transporte é dado a seguir:

(i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$

(ii) Inicializar

$$\begin{aligned}\hat{\Theta} &= \Theta_0 \\ \hat{d} &= d_{min}\end{aligned}$$

(iii) Gerar o vetor de regressão correspondente, $\hat{\Phi}(t)$

(iv) Atualizar o vetor de parâmetros estimados, $\hat{\Theta}$, pelo estimador dos mínimos quadrados recursivo, isto é:

$$\hat{\Theta}(t+1) = \hat{\Theta}(t) + K(t)[y(t+1) - \hat{\Phi}(t)\hat{\Theta}] \quad (3.17)$$

$$K(t) = P(t)\hat{\Phi}^T(t+1)[\lambda + \hat{\Phi}(t+1)P(t)\hat{\Phi}^T(t+1)]^{-1} \quad (3.18)$$

$$P(t) = \frac{[I - K(t)\hat{\Phi}(t+1)]P(t-1)}{\lambda} \quad (3.19)$$

(v) Atualizar o índice de desempenho, J , sobre a taxa $[d_{min}, d_{max}]$ usando as estimativas recentes dos parâmetros:

$$J(t+1, d_i) = \lambda J(t, d_i) + [y(t+1) - \hat{\Phi}(t+1)\hat{\Theta}]^2 \quad (3.20)$$

(vi) Estimar o atraso \hat{d} que corresponde ao mínimo índice de desempenho:

$$J(t+1, \hat{d}) = \min J(t+1, d_i), \quad \forall d_i \in [d_{min}, d_{max}] \quad (3.21)$$

(vii) Utilizar o atraso de transporte estimado, \hat{d} , e os parâmetros estimados, $\hat{A}(z^{-1})$ e $\hat{B}(z^{-1})$ para calcular a lei de controle.

(viii) Repetir os passos acima para cada período de amostragem.

As equações (3.17), (3.18) e (3.19) são as equações do estimador dos mínimos quadrados recursivo para um atraso de transporte constante. As equações (3.20) e (3.21) são as equações para estimação do atraso de transporte. O vetor de regressão $\hat{\Phi}(t)$ tem estrutura variável dependendo do atraso estimado, \hat{d} , é por isto que é denominado de Estimador de Regressão Variável (VRE). A implementação das equações (3.20) e (3.21) requer memória e tempo computacional mínimo.

As principais características deste método são:

- i) Já que nenhum parâmetro extra é adicionado ao modelo do processo, o esforço computacional baseia-se na implementação do estimador dos mínimos quadrados recursivo (de forma diferente da técnica do estimador dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável, a qual utiliza dois estimadores) e nenhuma condição forte é requerida para o sinal de entrada.
- ii) A estimação do atraso é robusta para mudanças ou erros na estimação dos parâmetros.
- iii) Qualquer método de identificação pode ser modificado para incluir a estimação do atraso.

3.4 Conclusão

A estimação direta do atraso de transporte é uma tarefa complexa e existem na literatura diferentes técnicas baseadas na compensação e detecção do atraso de transporte.

As técnicas apresentadas neste capítulo para a compensação do atraso de transporte foram:

- i) Técnica do polinômio estendido: modifica o modelo do processo para incluir o atraso de transporte no polinômio estendido do numerador, porém é uma técnica com convergência lenta dos parâmetros, aumenta o tempo de identificação do atraso e, conseqüentemente, o tempo de processamento é uma desvantagem de implementação.
- ii) Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp: utiliza a síntese do controlador de variância mínima generalizada com o compensador de Vogel, apresentando a vantagem de tratar com processos estáveis em malha aberta com atraso desconhecido ou variante no tempo. É necessária a estimação de um número maior de parâmetros que é tão maior quanto maior é a faixa de variação do atraso, deteriorando a qualidade das estimativas. Devido a isto, a aplicação a processos com uma larga faixa de variação do atraso pode acarretar numa carga computacional excessiva.

As técnicas para a detecção do atraso de transporte apresentadas neste capítulo foram:

- i) Técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável: a estimação simultânea dos parâmetros do processo e do atraso de transporte são realizadas modificando o estimador dos mínimos quadrados recursivo, não precisando do conhecimento a priori do atraso de transporte. São projetados dois estimadores em paralelo, no primeiro estima-se o valor do atraso de transporte que logo é utilizado no segundo estimador para a estimação dos parâmetros do processo. Esta é uma técnica onde o esforço computacional é elevado.
- ii) Técnica do estimador de regressão variável: a estimação recursiva dos parâmetros do processo e do atraso de transporte são feitas sem nenhum conhecimento a priori do atraso de transporte. O algoritmo divide-se em duas etapas. Na primeira etapa são estimados os parâmetros do processo assumindo que o último atraso estimado é correto e na segunda etapa é estimado o atraso assumindo que as últimas estimativas dos parâmetros são corretas.

A seguir, discute-se a síntese de duas abordagens de controle avançadas destacando o controlador de variância mínima generalizada e o controlador preditivo generalizado, com o objetivo de avaliar-se por simulação as técnicas de compensação e detecção de atraso de transporte estudadas neste capítulo.

Capítulo 4

Abordagens de Controle Preditivo

4.1 Introdução

Muitos algoritmos de controle adaptativos ou auto-ajustáveis apresentam limitações de robustez quando aplicados a sistemas onde o atraso de transporte ou a ordem do modelo são incorretamente modelados. Com uma escolha apropriada dos parâmetros de projeto o controlador de variância mínima generalizada é robusto com a suposição da ordem do modelo. Porém, pode ter um desempenho pobre se o atraso de transporte é variante.

O controlador preditivo generalizado é uma extensão do controlador de variância mínima, mais robusto que os controladores adaptativos convencionais e trata com processos com atraso variante ou dinâmicas mal modeladas [40].

Neste capítulo são resumidos alguns resultados referentes ao controlador de variância mínima generalizada (GMV) e ao controlador preditivo generalizado (GPC).

4.2 Controlador de Variância Mínima Generalizada

Nesta seção apresenta-se as principais características de projeto do controlador de variância mínima generalizada.

Considere o modelo discreto para o sistema controlado dado a seguir:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (4.1)$$

onde $\xi(t)$ é a perturbação estocástica normal de média nula e o polinômio $C(z^{-1})$ é definido por:

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nc} z^{-nc}$$

A estratégia de controle minimiza a variância da saída auxiliar, ϕ , definida por:

$$\phi(t+d) = P(z^{-1})y(t+d) + Q(z^{-1})u(t) - R(z^{-1})y_r(t) \quad (4.2)$$

que pode ser interpretada como uma saída auxiliar (generalizada) do sistema e baseia-se no sistema original com uma ação filtrada na saída, menos a referência (filtrada por R), como mostrado na figura 4.1.

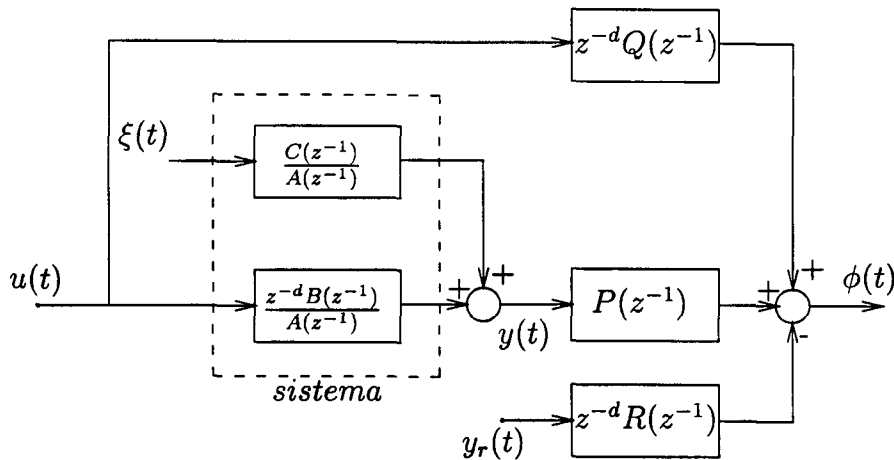


Figura 4.1: Saída generalizada do sistema

A variável $\phi(t)$ é introduzida no projeto da lei de controle para transferir os zeros de malha aberta do sistema de $B(z^{-1})$ para $P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1})$.

Por questão de simplicidade o termo (z^{-1}) é omitido no desenvolvimento da lei de controle do GMV.

Substituindo a equação do sistema (4.1) na equação (4.2) tem-se:

$$\phi(t+d) = \frac{PB+QA}{A}u(t) + \frac{PC}{A}\xi(t+d) - Ry_r(t) \quad (4.3)$$

A função custo a ser minimizada é a variância da variável auxiliar:

$$J = \varepsilon[\phi^2(t+d)] \quad (4.4)$$

O procedimento de derivação envolve a separação de $\phi(t+d)$ em duas parcelas, uma que pode ser fixada em zero pela ação de controle, $u(t)$, e a segunda parcela que é função de $\xi(t+1), \xi(t+2), \dots, \xi(t+d)$ e não pode ser modificada pela ação de controle no tempo t .

Considere os polinômios E e G calculados a partir da seguinte identidade:

$$PC = AE + z^{-d}G \quad (4.5)$$

onde E e G são definidos por:

$$E = 1 + e_1z^{-1} + \dots + e_{d-1}z^{d-1} \quad (4.6)$$

$$G = g_0 + g_1z^{-1} + \dots + g_{ng}z^{-ng} \quad (4.7)$$

e com $n_g = \max(n_a - 1, n_p + n_c - d)$

Multiplicando a equação do sistema (4.1) por E , tem-se:

$$EAy(t+d) = BEu(t) + EC\xi(t+d) \quad (4.8)$$

Substituindo EA da equação (4.5) na equação (4.8) obtém-se

$$PCy(t+d) = BEu(t) + Gy(t) + CE\xi(t+d) \quad (4.9)$$

Agora, adicionando o termo $[QCu(t) - CRy_r(t)]$ em ambos os lados da equação (4.9)

$$C[Py(t+d) + Qu(t) - Ry_r(t)] = (BE + QC)u(t) + Gy(t) - CRy_r(t) + CE\xi(t+d) \quad (4.10)$$

e que pode ser escrita da seguinte forma:

$$\phi(t+d) = \frac{1}{C}[(BE + QC)u(t) + Gy(t) - CRy_r(t)] + E\xi(t+d) \quad (4.11)$$

Portanto, a função custo é minimizada fixando o primeiro termo do lado direito da equação (4.11) para zero. Assim, o controlador de variância mínima generalizada é dado por:

$$(BE + QC)u(t) = -Gy(t) + CRy_r(t) \quad (4.12)$$

ou

$$Fu(t) + Gy(t) + Hy_r(t) = 0 \quad (4.13)$$

onde

$$F = BE + QC \quad (4.14)$$

$$H = -CR \quad (4.15)$$

A equação (4.13) permite calcular a variável de controle, $u(t)$, em cada instante de tempo de modo a minimizar a função custo dada pela equação (4.4). Esta equação mostra que o controle em cada instante é obtido como uma função das medidas da saída, do controle e da referência em instantes anteriores. A lei de controle depende dos parâmetros do sistema a controlar, que em geral, são desconhecidos. Neste caso, torna-se necessário uma estimação on-line.

Obtém-se o diagrama de blocos do sistema controlado (figura 4.2) a partir da lei de controle dada pela equação (4.13) e o modelo do sistema descrito pela equação (4.1).

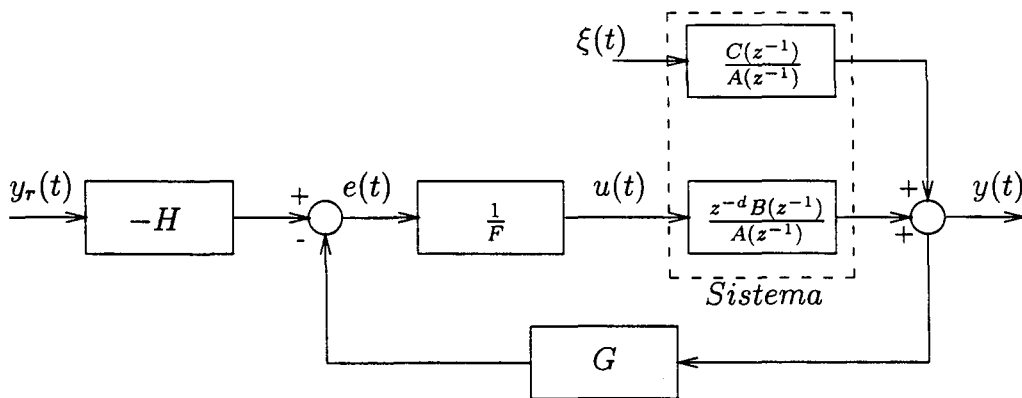


Figura 4.2: Diagrama de blocos do GMV

Substituindo a equação (4.13) na equação do modelo do processo (4.1), obtém-se a equação de malha fechada do sistema dado por:

$$y(t) = \frac{z^{-d}BR}{PB + QA}y_r(t) + \frac{BE + QC}{PB + QA}\xi(t) \quad (4.16)$$

Da equação (4.16) observa-se que:

- i) Se $Q = 0$, as funções de transferência têm um fator comum, $B(z^{-1})$, no numerador e no denominador, e os zeros de malha aberta são cancelados
- ii) Para erro em regime nulo, da equação (4.16) tem-se a seguinte condição:

$$\left. \frac{BR}{PB + QA} \right|_{z=1} = 1 \quad (4.17)$$

e isto é satisfeito selecionando-se:

$$R(1) = P(1) \quad \text{e} \quad Q(1) = 0$$

A condição sobre o polinômio $Q(z^{-1})$ é satisfeita adotando-se $Q(z^{-1})$ da seguinte forma:

$$Q(z^{-1}) = \lambda(1 - z^{-1})$$

O polinômio $R(z^{-1})$ é especificado de forma a garantir erro em regime nulo para uma referência em degrau. Esta condição é satisfeita selecionando-se $R(z^{-1})$ na forma mais simples, ou seja, a de um escalar.

$$R(z^{-1}) = r_0 = P(1)$$

É interessante observar que, supondo o atraso conhecido e exato, este é completamente eliminado da equação característica em malha fechada ($PB + QA$). Esta é uma característica do controle preditivo de variância mínima generalizada cuja previsão é feita exatamente sobre o valor do atraso.

Diferentes polinômios de $P(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ levam a diferentes equações características. Logo, um dos critérios para a escolha de tais polinômios é o de se obter um determinado conjunto de pólos em malha fechada. Tal escolha é uma forma de se especificar determinados comportamentos do sistema tais como: sobreelevação, tempo de estabilização etc. [42], [61].

A versão adaptativa de um algoritmo de controle indireto que implementa o controlador de variância mínima generalizada é:

- (i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$
- (ii) Estimar os parâmetros do sistema
- (iii) Calcular E e G pela identidade polinomial

$$PC = AE + z^{-d}G$$

- (iv) Calcular e aplicar a lei de controle dada na equação (4.13)
- (v) Repetir os passos acima para cada período de amostragem

O projeto deste controlador é baseado no conhecimento a priori do valor do atraso de transporte do sistema. É necessário que o atraso de transporte seja corretamente selecionado. Valores incorretos de d podem instabilizar o controle ou causar erros de regulação. A lei de controle depende dos parâmetros do sistema a controlar, sendo necessária uma estimação "on-line" para sistemas com parâmetros variantes [13], [61].

4.3 Controlador Preditivo Generalizado

O controlador preditivo generalizado é uma técnica com horizonte estendido e que realiza a previsão da saída da planta sobre um horizonte de tempo maior que o máximo atraso de transporte da planta. A previsão depende tanto de sinais de controle passados quanto dos futuros.

Para o projeto da lei de controle admite-se o processo representado por um modelo discreto CARIMA ("Controlled Auto-Regressive Integrated Moving-Average"):

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})}{\Delta}\xi(t) \quad (4.18)$$

onde os polinômios $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ e $C(z^{-1})$ são definidos por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_naz^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nbz^{-nb} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_ncz^{-nc} \end{aligned}$$

Se a planta tem um atraso de transporte diferente de zero, os primeiros elementos do polinômio $B(z^{-1})$ são zero. Na equação (4.18), $y(t)$ é a variável mensurável, $u(t)$ é o sinal de controle, $\xi(t)$ é uma sequência ruído branco com média zero e Δ é $(1 - z^{-1})$. O operador

Δ garante ação integral no controlador de modo a cancelar o efeito da perturbação e garantir erro em regime nulo.

O controlador preditivo generalizado utiliza um algoritmo explícito no qual os parâmetros do processo são primeiro estimados e então utilizados para calcular os parâmetros do controlador. Para permitir atrasos de transporte desconhecidos, a ordem do polinômio $B(z^{-1})$ é incrementada.

A lei de controle minimiza a seguinte função custo:

$$J(u, t) = \varepsilon \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} [y(t+j) - y_r(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (4.19)$$

sujeito a:

$$\Delta u(t+j) = 0 \quad \text{para } j = N_u, \dots, N_2$$

onde N_1 é horizonte mínimo de previsão, N_2 é horizonte máximo de previsão, N_u é horizonte de controle e λ é a sequência de ponderação da ação de controle.

Para resolver o problema da minimização da equação (4.19), deve-se calcular um conjunto de saídas preditivas j passos a frente, $y(t+j)$ para $j = N_1, \dots, N_2$, baseado nas informações conhecidas no tempo t e nos valores futuros do controle incremental. Esta previsão envolve o uso da seguinte equação:

$$C(z^{-1}) = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (4.20)$$

onde os polinômios E_j e F_j são definidos a partir do conhecimento de $A(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ e o intervalo de previsão j .

O sistema descrito pela equação (4.18) pode ser equivalentemente representado por:

$$A(z^{-1})\Delta y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-1) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (4.21)$$

e, utilizando a equação (4.20), tem-se:

$$y(t+j) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t+j-1) + E_j\xi(t+j) + \frac{F_j}{A(z^{-1})\Delta}\xi(t) \quad (4.22)$$

Substituindo $\xi(t)$ da equação (4.21) na equação (4.22) obtém-se:

$$y(t+j) = \frac{F_j}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{E_jB(z^{-1})}{C(z^{-1})}\Delta u(t+j-1) + E_j\xi(t+j) \quad (4.23)$$

O último termo da equação (4.23) contém informação que é independente dos sinais mensuráveis em t . A previsão de $y(t + j)$ emprega medidas conhecidos em t . Portanto, tem-se:

$$\hat{y}(t + j) = \frac{F_j}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{E_j B(z^{-1})}{C(z^{-1})}\Delta u(t + j - 1) \quad (4.24)$$

Na equação (4.24), $\hat{y}(t + j)$ é função dos valores dos sinais conhecidos em t e também das entradas de controle futuras que devem ser calculados. Então, utiliza-se uma segunda identidade polinomial para separar os valores passados e futuros do controle, isto é:

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1})C(z^{-1}) + z^{-j}\Gamma_j(z^{-1}) \quad (4.25)$$

que produz a seguinte expressão de previsão

$$\hat{y}(t + j) = \frac{F_j}{C(z^{-1})}y(t) + G_j\Delta u(t + j - 1) + \frac{\Gamma_j}{C(z^{-1})}\Delta u(t - 1) \quad (4.26)$$

ou equivalentemente

$$\hat{y}(t + j) = G_j(z^{-1})\Delta u(t + j - 1) + \hat{y}(t + j/t) \quad (4.27)$$

onde $\hat{y}(t + j/t)$ é a previsão da resposta livre de $y(t + j)$, assumindo que os controles incrementais futuros depois de $(t - 1)$ são zero.

$$\hat{y}(t + j/t) = \frac{\Gamma_j}{C(z^{-1})}\Delta u(t - 1) + \frac{F_j}{C(z^{-1})}y(t) \quad (4.28)$$

Por questão de simplicidade o termo (z^{-1}) é omitido no desenvolvimento do GPC.

Manipulando-se as equações (4.20) e (4.25) obtém-se:

$$B(A\Delta)^{-1} = G_j + z^{-j}\Gamma_j C^{-1} + z^{-j}BF_j(A\Delta C)^{-1} \quad (4.29)$$

Assim, observa-se que G_j contém os primeiros j parâmetros, g_i , da função de transferência do modelo da planta $B/A\Delta$.

Seja o vetor f composto pelas previsões da resposta livre, isto é:

$$f = [\hat{y}(t + 1/t), \hat{y}(t + 2/t), \dots, \hat{y}(t + N_2/t)]^T \quad (4.30)$$

onde obtém-se as previsões de $\hat{y}(t+k)$, para $k = 1, \dots, N_2$, assumindo que $u(t+k) = 0$ para $k = 0, \dots, N_2 - 1$.

Definindo o vetor de controle incremental futuro, \hat{u} , por:

$$\hat{u} = [\Delta u(t), \Delta u(t+1), \dots, \Delta u(t+N_u-1)]^T \quad (4.31)$$

onde $\Delta u(t+j) = 0$ para $j \geq N_u$, e o vetor de saídas preditivas da planta controlada

$$\hat{y} = [\hat{y}(t+1), \hat{y}(t+2), \dots, \hat{y}(t+N_2)]^T \quad (4.32)$$

pode-se reescrever a equação (4.27) de acordo com a equação (4.33):

$$\hat{y} = G\hat{u} + f \quad (4.33)$$

onde a matriz G é composta dos parâmetros da resposta impulsiva, g_i , do modelo da planta $B/A\Delta$.

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \cdots & g_0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix}$$

A matriz G é triangular inferior, de dimensão $(N_2 \times N_u)$, leva em conta a suposição sobre $\Delta u(t+j) = 0$ para $j \geq N_u$ e considera N_1 igual a 1. O efeito de alterar o valor de N_1 é apagar as linhas superiores da matriz G . Também o primeiro parâmetro atrasado da resposta impulsiva é g_0 , desde a suposição do atraso de transporte da planta igual a 1. Se o atraso é maior que 1, as primeiras $d-1$ filas de G serão nulas, mas se N_1 é assumido a ser igual a d os primeiros elementos são não-nulos [16].

A minimização de J resulta no seguinte vetor de controle incremental:

$$\hat{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (y_r - f) \quad (4.34)$$

onde y_r é o vetor do sinal de referência definido por:

$$y_r = [y_r(t+1), y_r(t+2), \dots, y_r(t+N_2)]^T \quad (4.35)$$

O primeiro elemento de \hat{u} é $\Delta u(t)$, e o controle atual, $u(t)$, é dado por:

$$u(t) = u(t-1) + g^T(y_r - f) \quad (4.36)$$

onde g^T é a primeira fila de $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$. A ação de controle apresenta ação integral e proporciona erro em regime nulo para uma referência constante, $y_r(t+i) = y_r$.

A equação (4.34) produz um controle incremental futuro de t até $(t + N_u - 1)$ como uma estratégia em malha aberta baseada na informação disponível no instante t . O mecanismo utilizado para fechar a malha e forçar um controle realimentado no GPC para implementar somente o primeiro elemento de \hat{u} , isto é, $\Delta u(t)$, e então recalculer a solução do problema de controle ótimo para o próximo passo utilizando medidas disponíveis em $(t+1)$ na especificação de f . Este procedimento é denominado como "Receding Horizon Control" [9].

Para aplicar o controlador preditivo generalizado, é adotado o seguinte algoritmo, onde a cada iteração os seguintes passos são realizados [17]:

- (i) Obter as medidas do processo: $y(t)$ e $u(t)$
- (ii) Utilizar um algoritmo de estimação para encontrar os parâmetros do modelo "CARIMA"
- (iii) Calcular o vetor y_r
- (iv) Avaliar os parâmetros g_i do modelo, como elementos da matriz G
- (v) Calcular a equação (4.34), de acordo com a seleção do usuário para $[N_1, N_2, N_u, \lambda]$, para fornecer o vetor de controle incremental futuro, \hat{u}
- (vi) Aplicar a planta o primeiro elemento de controle de \hat{u}

$$u(t) = u(t-1) + g^T(y_r - f)$$

- (vii) Repetir os passos acima para cada período de amostragem

O GPC pode ser utilizado ou para o controle de plantas "simples" (por exemplo, estáveis em malha aberta) com pouco conhecimento a priori ou em plantas complexas tais como fase não-mínima, instáveis em malha aberta e com atraso de transporte variante no tempo [16].

Simulações realizadas sobre uma variedade de modelos de plantas, incluindo processos estáveis, instáveis, fase não-mínima e com atraso de transporte variante no tempo, têm mostrado a importância na seleção de N_1 , N_2 e N_u no comportamento dinâmico do processo controlado. A seguir, apresenta-se os procedimentos para seleção dos parâmetros de projeto do GPC [16], [66].

(i) N_1 : Horizonte mínimo de previsão

Se o atraso de transporte é exatamente conhecido, o valor de N_1 pode assumir este valor, ou maior, para minimizar o tempo de computação. Se d não é conhecido ou variante, N_1 pode ser fixado em 1, sem perda de estabilidade e o grau do polinômio $B(z^{-1})$ é aumentado para abranger todos os possíveis valores de d .

(ii) N_2 : Horizonte máximo de previsão

N_2 é selecionado de forma a englobar toda a resposta afetada significativamente pela entrada atual, devendo ser maior que o grau de $B(z^{-1})$. Usualmente, utiliza-se valores próximos ao tempo de subida da planta.

(iii) N_u : Horizonte de controle

Para uma planta simples (estável em malha aberta porém com possível atraso de transporte e fase não-mínima), um valor de N_u igual a 1 proporciona um controle adequado. O incremento de N_u torna o controle e a correspondente resposta da saída mais ativa até o ponto onde qualquer incremento adicional faz pouca diferença. Um incremento em N_u é mais apropriado para sistemas complexos e sendo igual ao número de pólos instáveis.

4.4 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se o desenvolvimento matemático, os algoritmos adaptativos e as principais características dos controladores de variância mínima generalizada e preditivo generalizado.

Algumas das características discutidas foram:

- (i) O GMV proposto em [13] para uma planta com atraso de transporte conhecido pode ser visto como um caso especial do GPC no qual os horizontes mínimos e máximos de previsão, N_1 e N_2 , são fixados para d e somente o sinal de controle $u(t)$ é avaliado. Este método é sempre robusto para uma sobre-parametrização na ordem do modelo, mas estabiliza uma certa classe de plantas de fase não-mínima para o qual a ponderação de controle, λ , deve ser selecionada com cuidado. Além disso, o GMV é sensível para atrasos de transporte variantes a menos que λ seja grande, com correspondente controle inadequado. O GPC compartilha as propriedades de robustez do GMV sem suas limitações [17].
- (ii) O GPC pode tratar diferentes problemas de controle, sobre uma ampla faixa de plantas, com um número viável de variáveis de projeto no critério. Estas variáveis devem ser especificadas pelo usuário dependendo do conhecimento da planta, dos objetivos de controle e das limitações. O GPC tem sido utilizado em várias aplicações industriais e tem mostrado um adequado comportamento e um certo grau de robustez com respeito à sobre-parametrização e o conhecimento inadequado do atraso [9].

No capítulo 5 são realizadas algumas simulações com o GMV e o GPC, com e sem a utilização das técnicas de detecção e compensação do atraso de transporte.

Capítulo 5

Resultados de Simulação

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação com dois processos diferentes: um processo de primeira ordem estável e um processo de segunda ordem estável e de fase mínima. Os processos são considerados com parâmetros fixos, desconhecidos e com atraso de transporte variante.

Inicialmente, para cada um dos processos, simula-se as técnicas de compensação e detecção do atraso de transporte vistas no capítulo 3. A seguir, são simulados os controladores de variância mínima generalizada e preditivo generalizado aplicados a cada processo. Por último, avalia-se os controladores com as técnicas de compensação e detecção do atraso de transporte.

Para todas as simulações é utilizado como sinal de entrada uma onda quadrada de amplitude um (1) e período 120 segundos.

O desempenho transitório e em regime apresentado por cada técnica é muito sensível ao ajuste dos parâmetros de projeto do controlador e ao tipo de processo controlado. Portanto, deve-se salientar que é dada mais ênfase ao comportamento dos algoritmos em relação à incerteza no valor do atraso do transporte do sistema que é o principal objetivo do trabalho.

5.2 Processo de Primeira Ordem

Considera-se a unidade de laboratório de controle de processos da Bytronic, utilizada para simular processos de controle de fluxo [56]. O modelo do sistema de controle de fluxo é

dado pela função de transferência em tempo contínuo [56]:

$$G(s) = \frac{1.4e^{-\theta s}}{1.1s + 1}$$

A função de transferência discretizada com período de amostragem de um segundo ($T_s = 1 \text{ seg}$), incluindo o segurador de ordem zero, é dada por:

$$G(z^{-1}) = \frac{0.8360z^{-(d+1)}}{1 - 0.4030z^{-1}}$$

e a equação a diferenças que representa um sistema estável é dada por:

$$y(k) = 0.4030y(k-1) + 0.8360u(k-d-1)$$

Para as simulações o atraso de transporte comporta-se de acordo com:

$$d = \begin{cases} 2 & \text{para } 0 \leq k \leq 200 \\ 3 & \text{para } k > 200 \end{cases}$$

Nas simulações projeta-se o controlador de variância mínima generalizada para um atraso de transporte fixo $d = 2$. O controlador preditivo generalizado é sintonizado considerando o horizonte mínimo de previsão, N_1 , unitário. As tabelas (5.1) e (5.2) mostram os parâmetros de projeto dos controladores.

5.2.1 Avaliação das Técnicas de Compensação e Detecção

A figura (5.1) mostra o desempenho da técnica do polinômio estendido. Quando o atraso de transporte é 2, o parâmetro estimado b_2 converge para o valor real, enquanto os parâmetros estimados b_1 e b_3 convergem para zero. Portanto, dado que o parâmetro estimado b_2 é diferente de zero e os demais parâmetros estimados em $B(z^{-1})$ tendem a zero, tem-se que o atraso de transporte estimado é 2. Quando o atraso de transporte varia para 3, o parâmetro estimado b_3 converge para o valor real, enquanto os parâmetros estimados b_1 e b_2 convergem para zero. Assim, dado que o parâmetro estimado b_3 é diferente de zero e os demais parâmetros estimados em $B(z^{-1})$ tendem a zero, tem-se que o atraso de transporte estimado é 3. Assim, o atraso de transporte é devidamente compensado através desta técnica, porém a convergência dos parâmetros estimados do processo é lenta.

Técnica	$P(z^{-1})$	$Q(z^{-1})$	$R(z^{-1})$	λ
Padrão	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	3
Polinômio estendido	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	3
Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	1.5
Mínimos quadrados recursivo com atraso variável	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	0.5
Estimador de regressão variável	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	0.5

Tabela 5.1: Parâmetros de projeto do GMV

Técnica	N_1	N_2	N_u	λ
Padrão	1	5	1	0.5
Polinômio estendido	1	8	1	0.5
Mínimos quadrados recursivo com atraso variável	1	10	1	0.8
Estimador de regressão variável	1	8	2	0.6

Tabela 5.2: Parâmetros de projeto do GPC

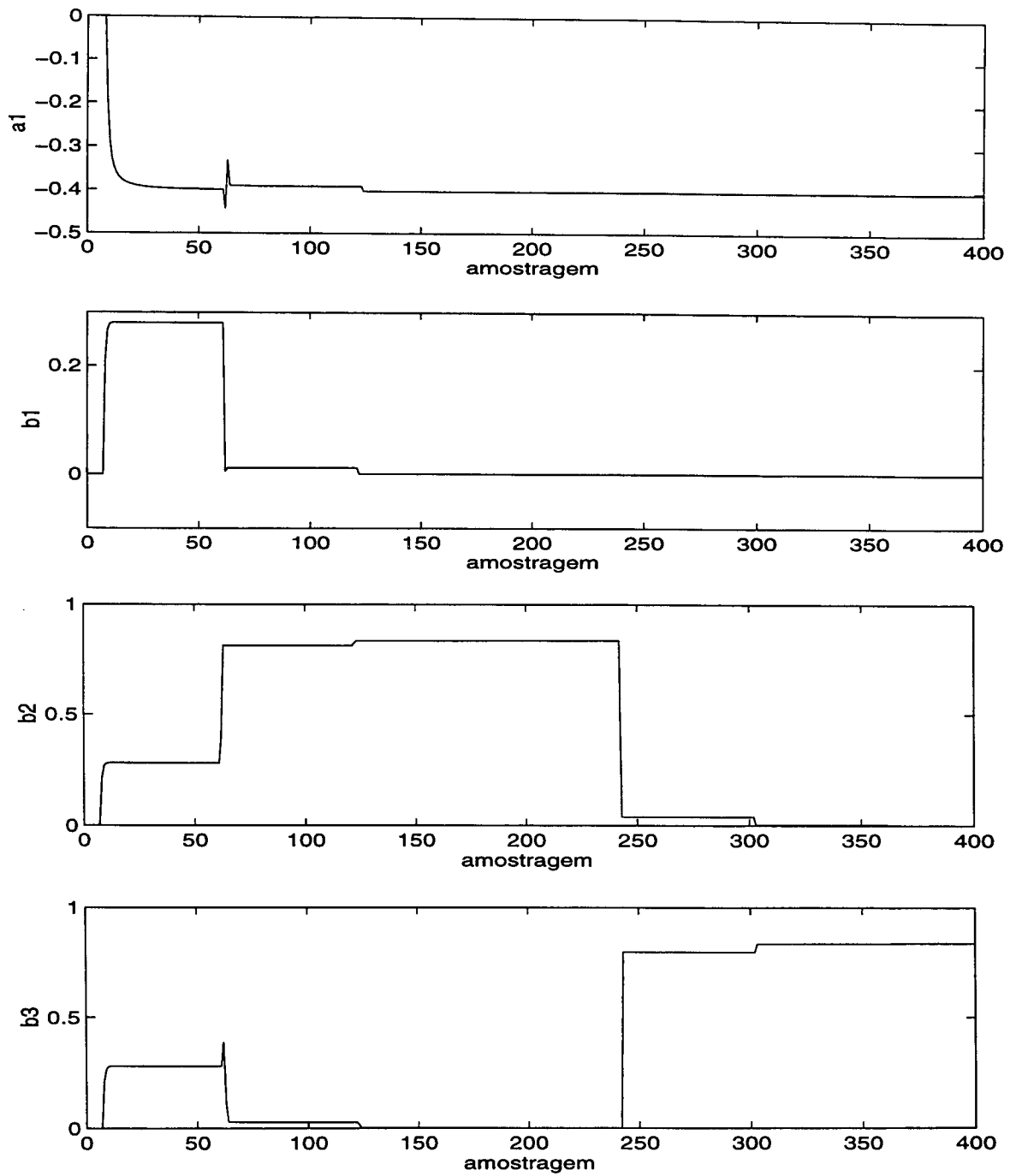


Figura 5.1: Técnica do Polinômio Estendido

As figuras (5.2) e (5.3) mostram o desempenho da técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável. Através desta técnica, os parâmetros do processo e o atraso de transporte são estimados corretamente, mas apresenta uma convergência lenta. Além disto, o atraso de transporte começa a ser estimado corretamente quando o sinal de entrada muda em amplitude.

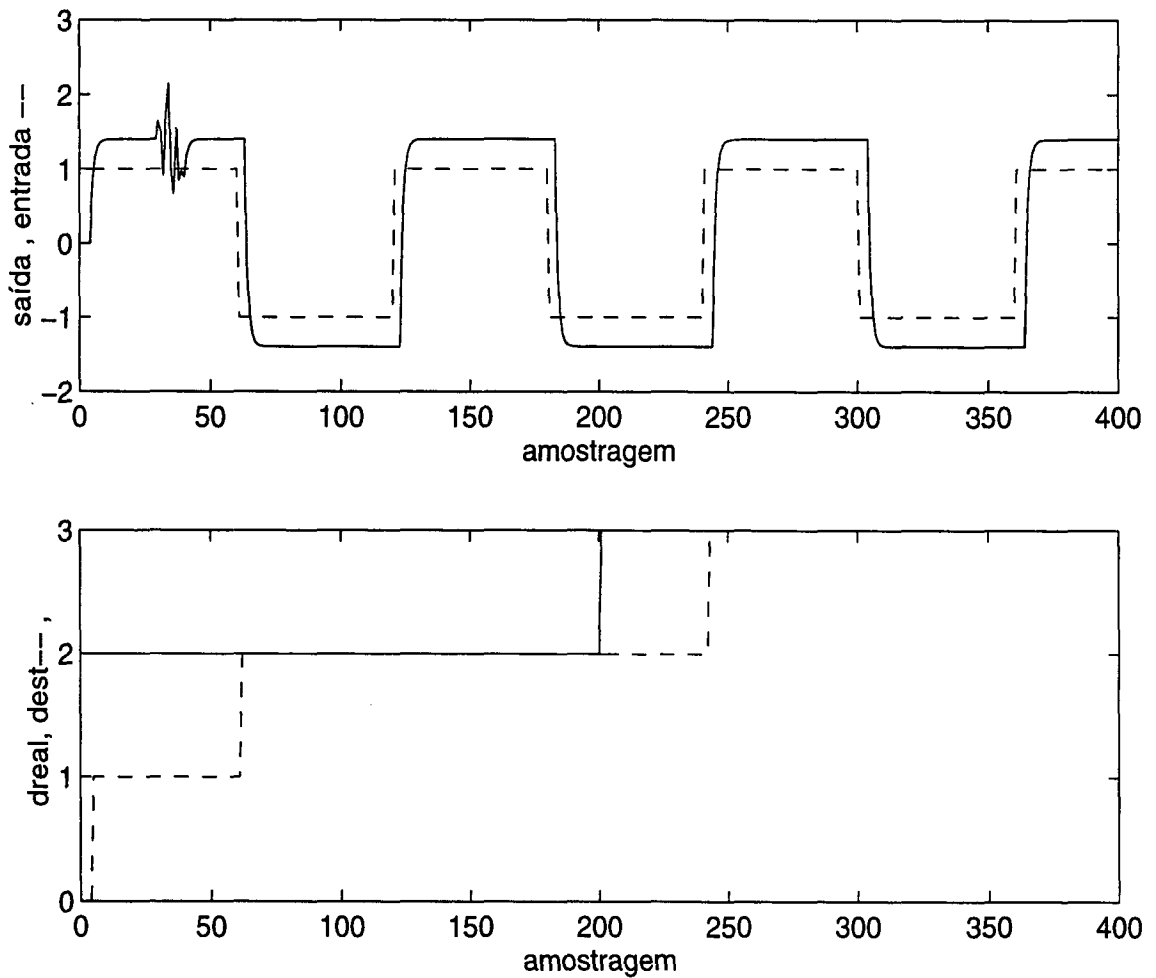


Figura 5.2: Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

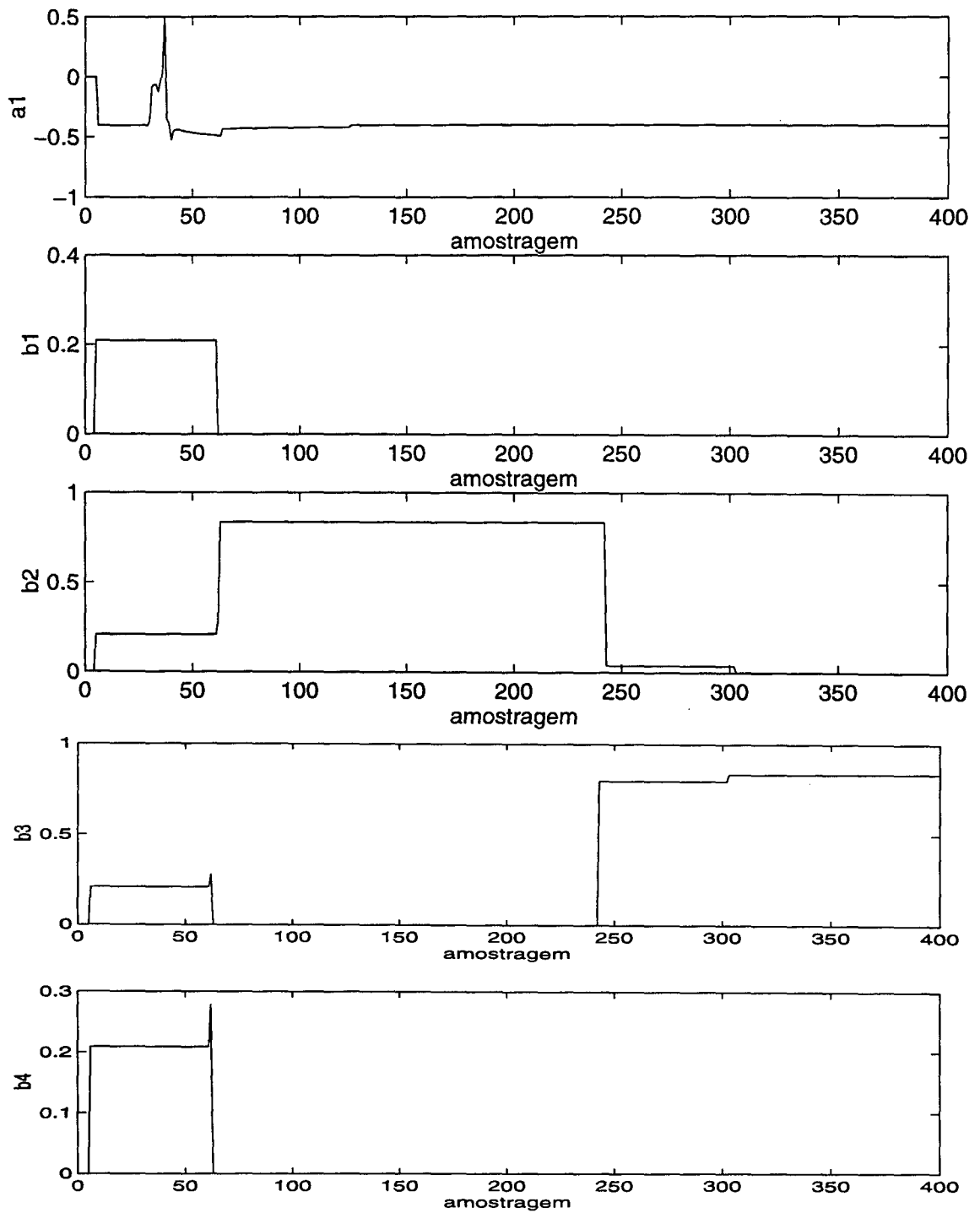


Figura 5.3: Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

A figura 5.4 mostra o desempenho da técnica do estimador de regressão variável. Através desta técnica, os parâmetros do processo e o atraso de transporte são estimados corretamente, mas também apresenta uma convergência lenta. Além disto, o atraso de transporte é estimado quando o sinal de entrada muda em amplitude.

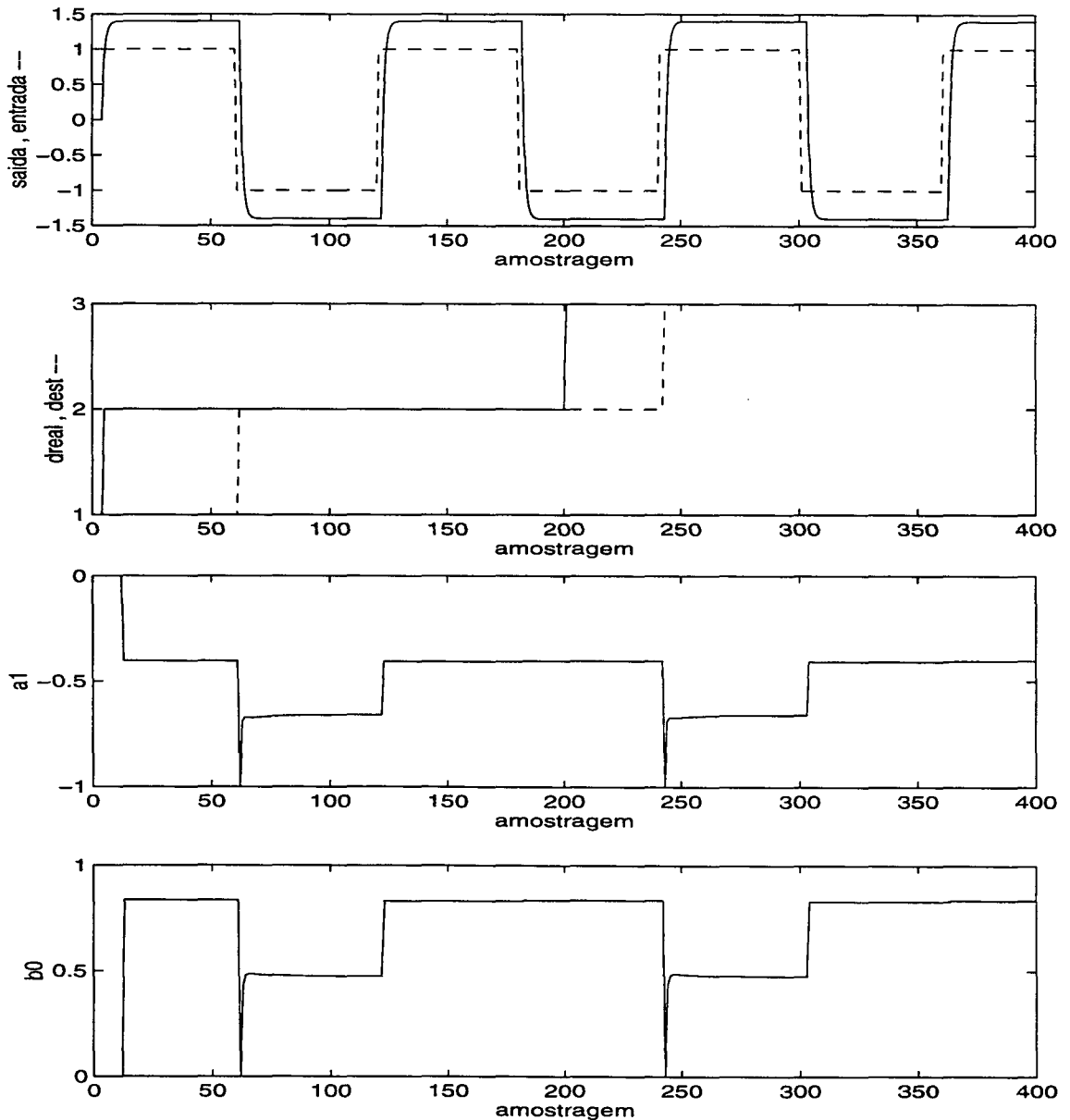


Figura 5.4: Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.2.2 Controlador de Variância Mínima Generalizada

A figura (5.5) mostra o desempenho do GMV padrão. Quando a ponderação de controle é ajustada em 3, a saída do sistema é sub-amortecida tanto para atraso de transporte 2 quanto para 3. O sistema apresenta um maior overshoot e oscilação quando o atraso de transporte é 3. Neste caso o controlador mostra-se robusto para a mudança do atraso de transporte.

Observou-se em outras simulações que diminuindo-se a ponderação do controle, o controlador não estabiliza o sistema após a mudança no atraso.

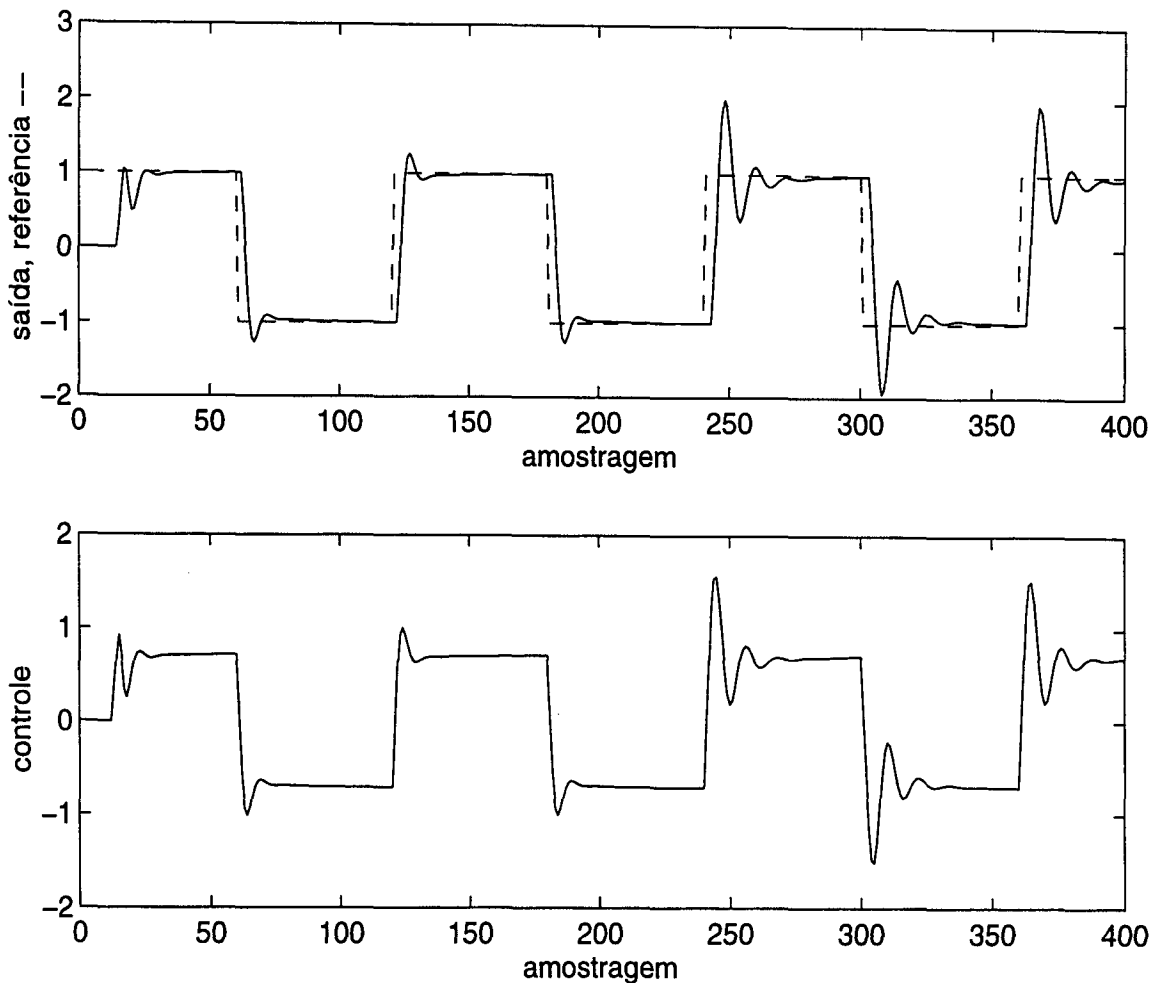


Figura 5.5: Controlador de Variância Mínima Generalizada Padrão

As figuras (5.6) e (5.7) mostram o desempenho do GMV com a técnica do polinômio estendido. A saída do processo é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 2, valor para o qual é projetado o controlador GMV. Quando o atraso de transporte varia para 3, a saída do sistema torna-se oscilatória.

O atraso de transporte é compensado corretamente. A convergência dos parâmetros é lenta, o que compromete o desempenho do controlador. Isto pode ser verificado se o desempenho obtido neste caso é comparado com o desempenho do controlador GMV sem nenhuma técnica de compensação.

Foi observado em outras simulações que diminuindo-se a ponderação do controle, o controlador não estabiliza o sistema após a mudança no atraso.

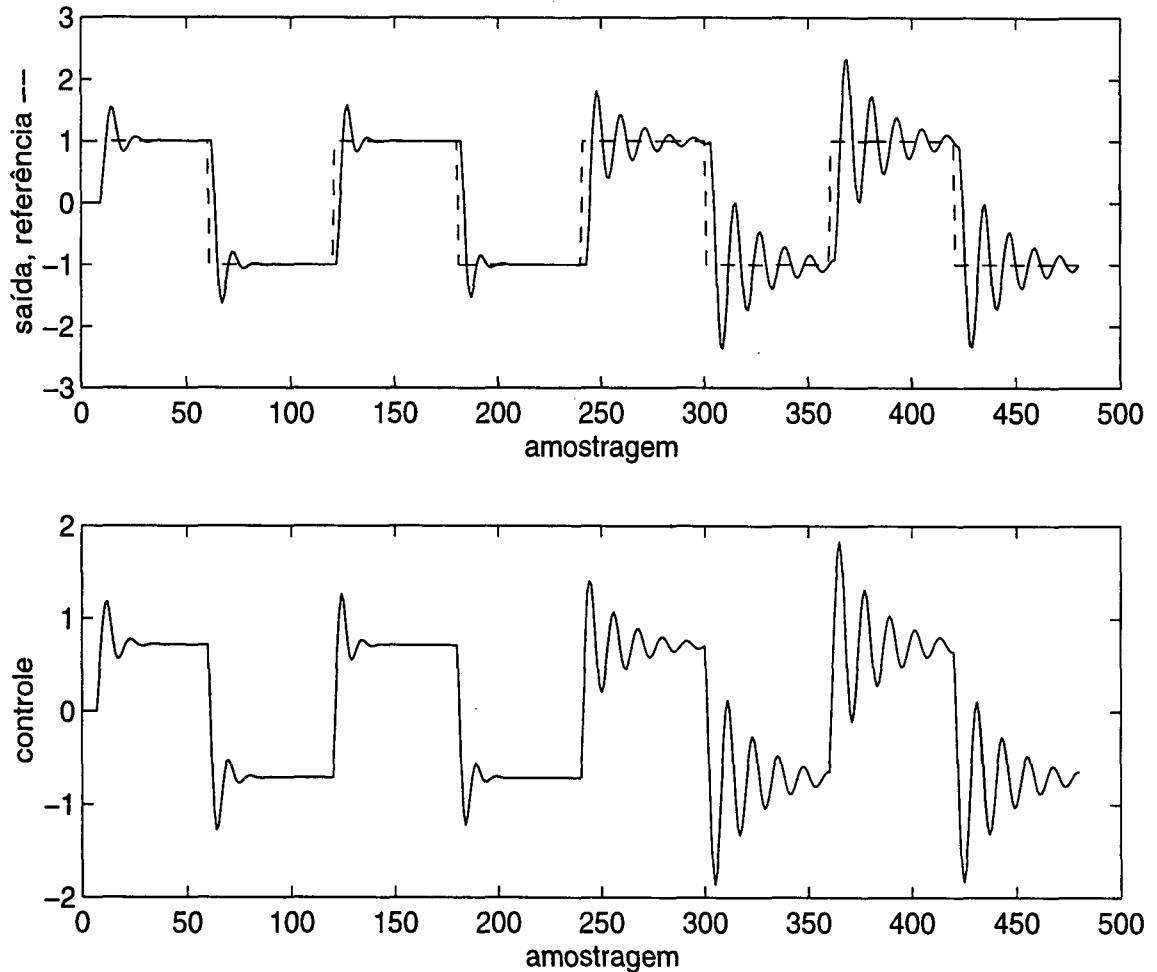


Figura 5.6: Controlador GMV com a Técnica do Polinômio Estendido

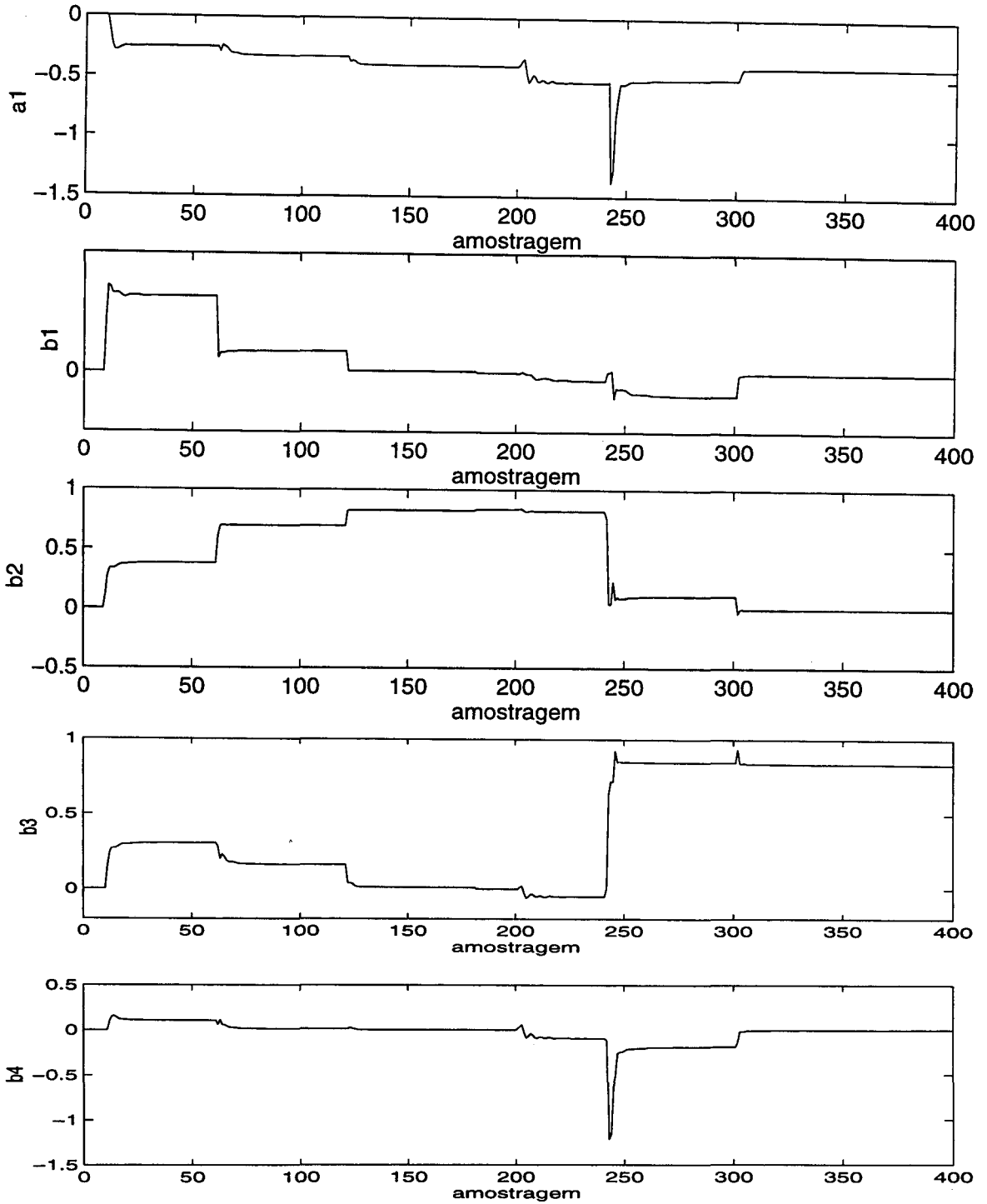


Figura 5.7: Controlador GMV com a Técnica do Polinômio Estendido

A figura (5.8) mostra o desempenho do GMV com a técnica do compensador de Chien/Seborg/Mellichamp. Neste caso, o controlador é projetado para um atraso unitário e todas as variações no atraso são absorvidas (compensadas) pelo polinômio $B(z^{-1})$ estendido.

A saída do processo é sobre-amortecida quando o atraso de transporte é 2, apresentando um overshoot nas primeiras amostras. Quando o atraso de transporte varia para 3, a saída do sistema torna-se sub-amortecida. O controlador mostra-se robusto à variação no atraso de transporte.

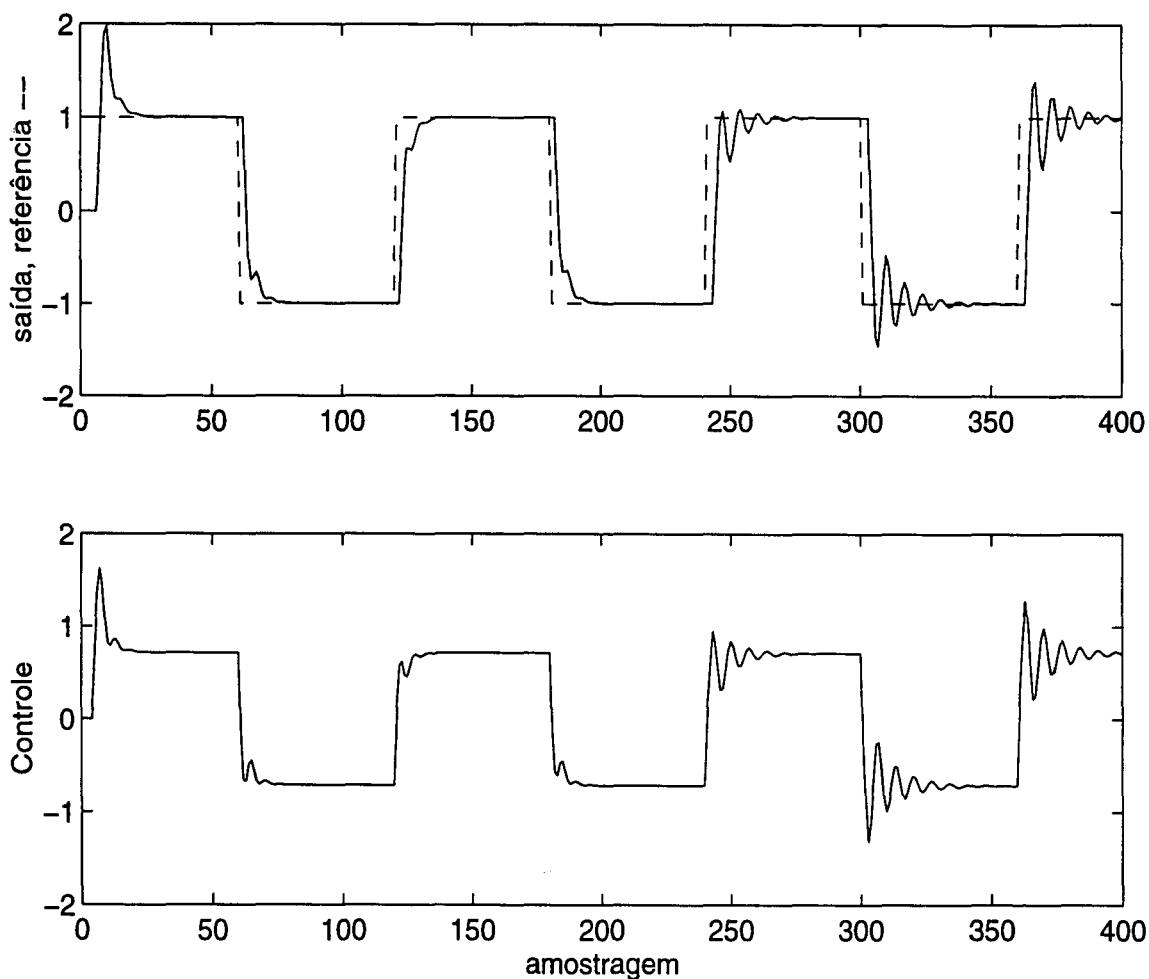


Figura 5.8: Controlador GMV com a Técnica do Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp

A figuras (5.9) e (5.10) mostram o desempenho do GMV com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável. A saída do sistema é sub-amortecida, apresentando maior overshoot e oscilação quando o atraso de transporte é 3. O controlador mostra-se robusto à variação no atraso de transporte. O atraso de transporte e os parâmetros do processo são devidamente estimados.

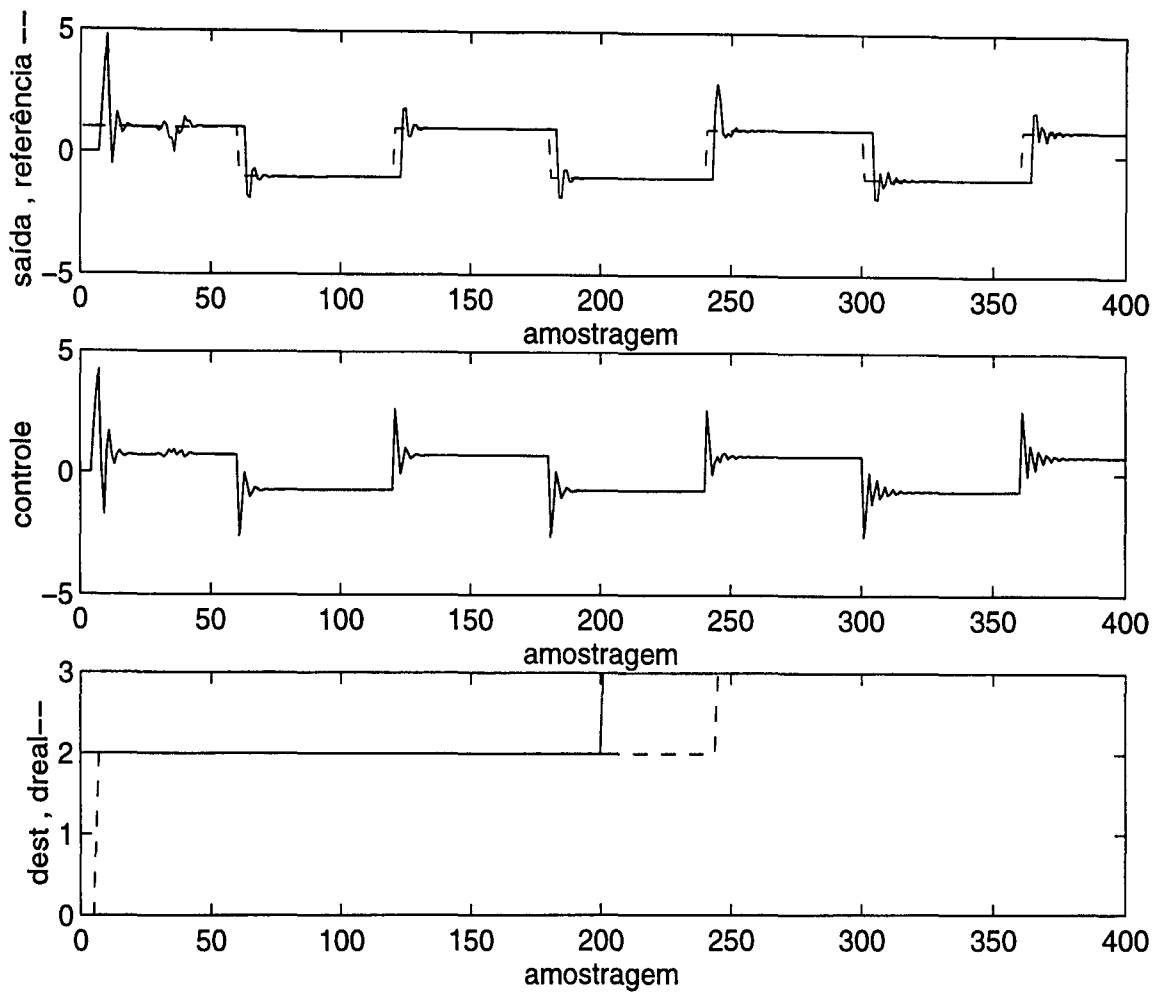


Figura 5.9: Controlador GMV com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

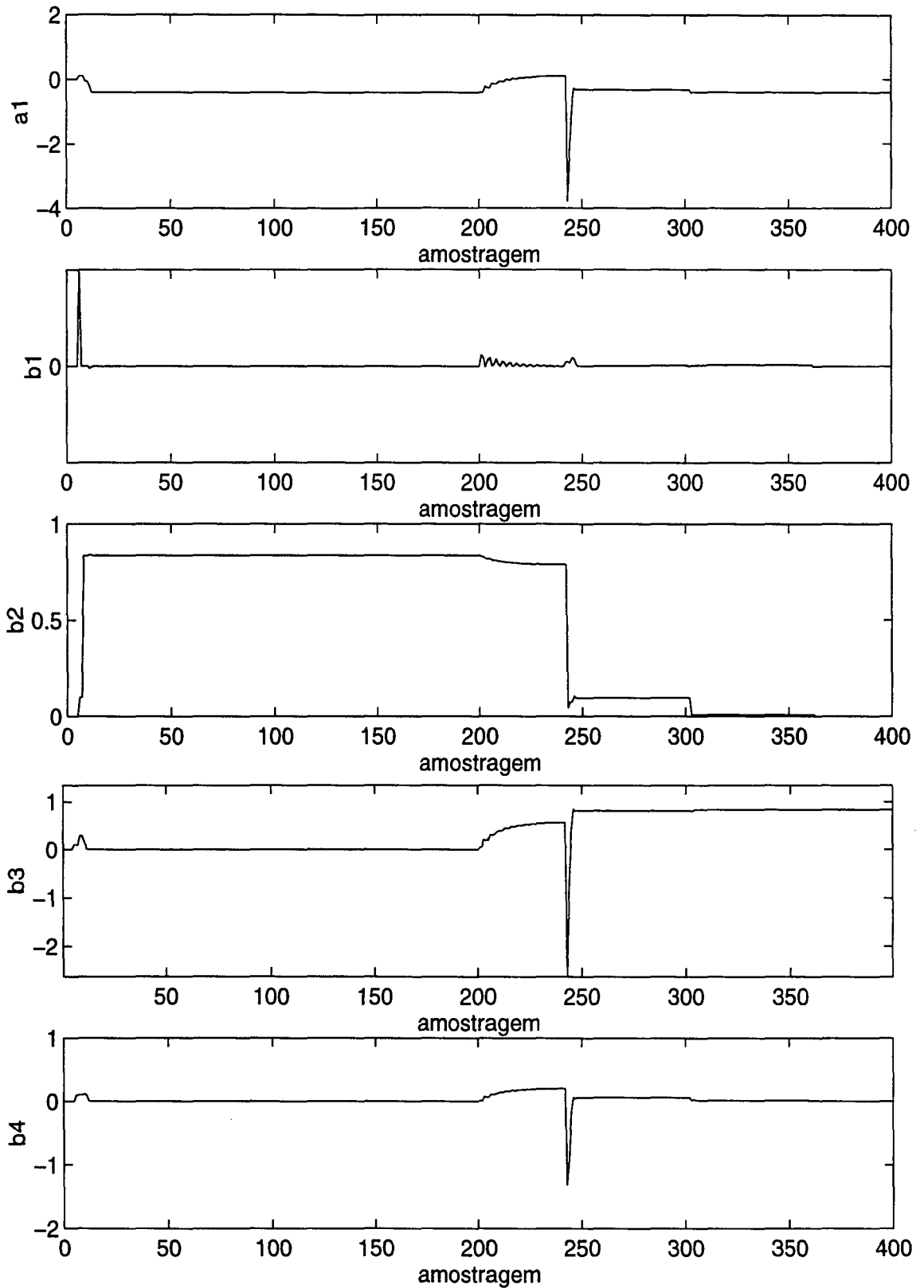


Figura 5.10: Controlador GMV com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

A figura (5.11) mostra o desempenho do GMV com a técnica do estimador de regressão variável. A saída do sistema é sub-amortecida, apresentando maior overshoot e oscilação quando o atraso de transporte é 3. O controlador mostra-se robusto à variação no atraso de transporte. O atraso de transporte não é estimado corretamente.

Ao diminuir a ponderação do controle há uma queda no desempenho do controlador, aparecendo na saída do sistema oscilações indesejáveis, como mostrado na figura (5.12). Neste caso o atraso de transporte é estimado corretamente.

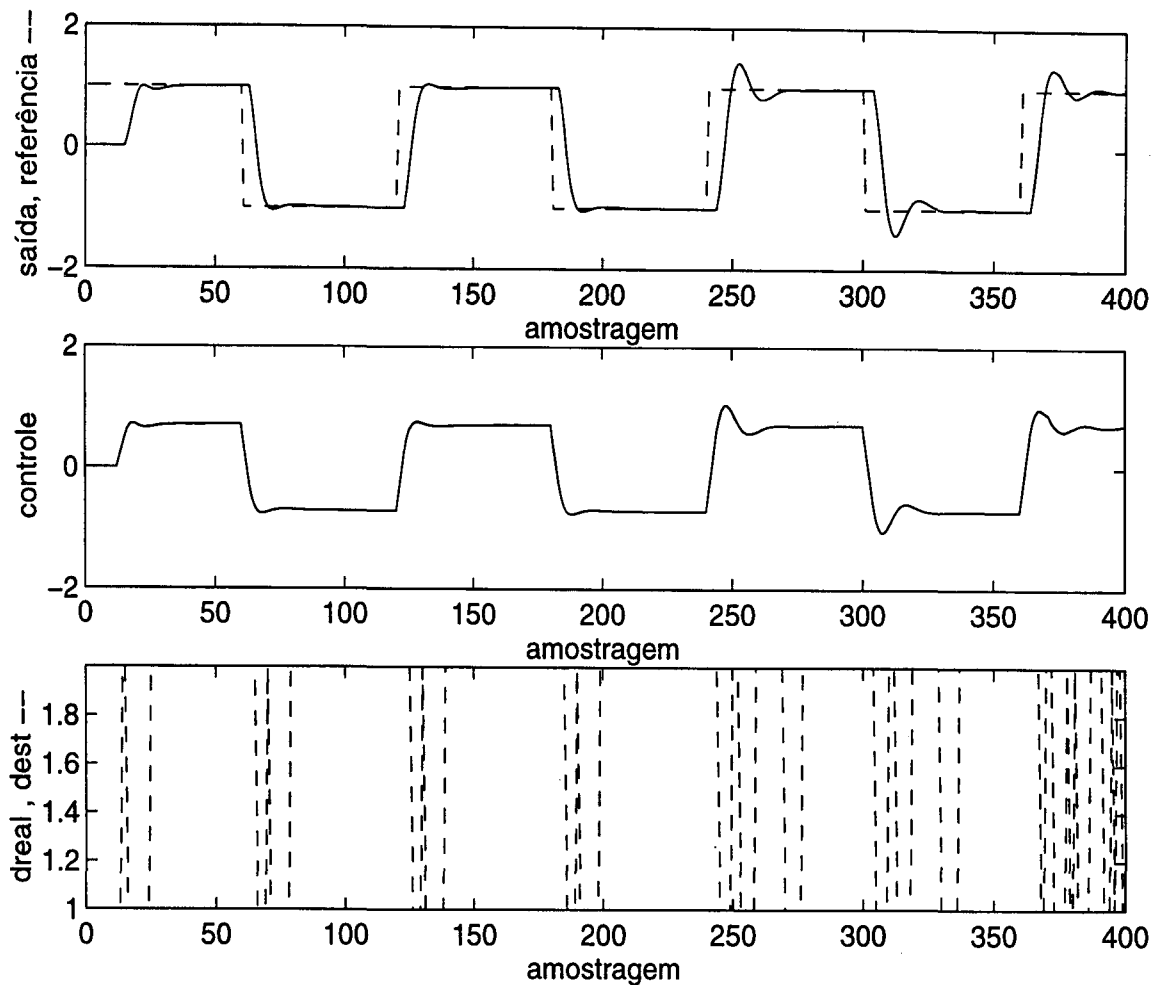


Figura 5.11: Controlador GMV com a Técnica do Estimador de Regressão Variável

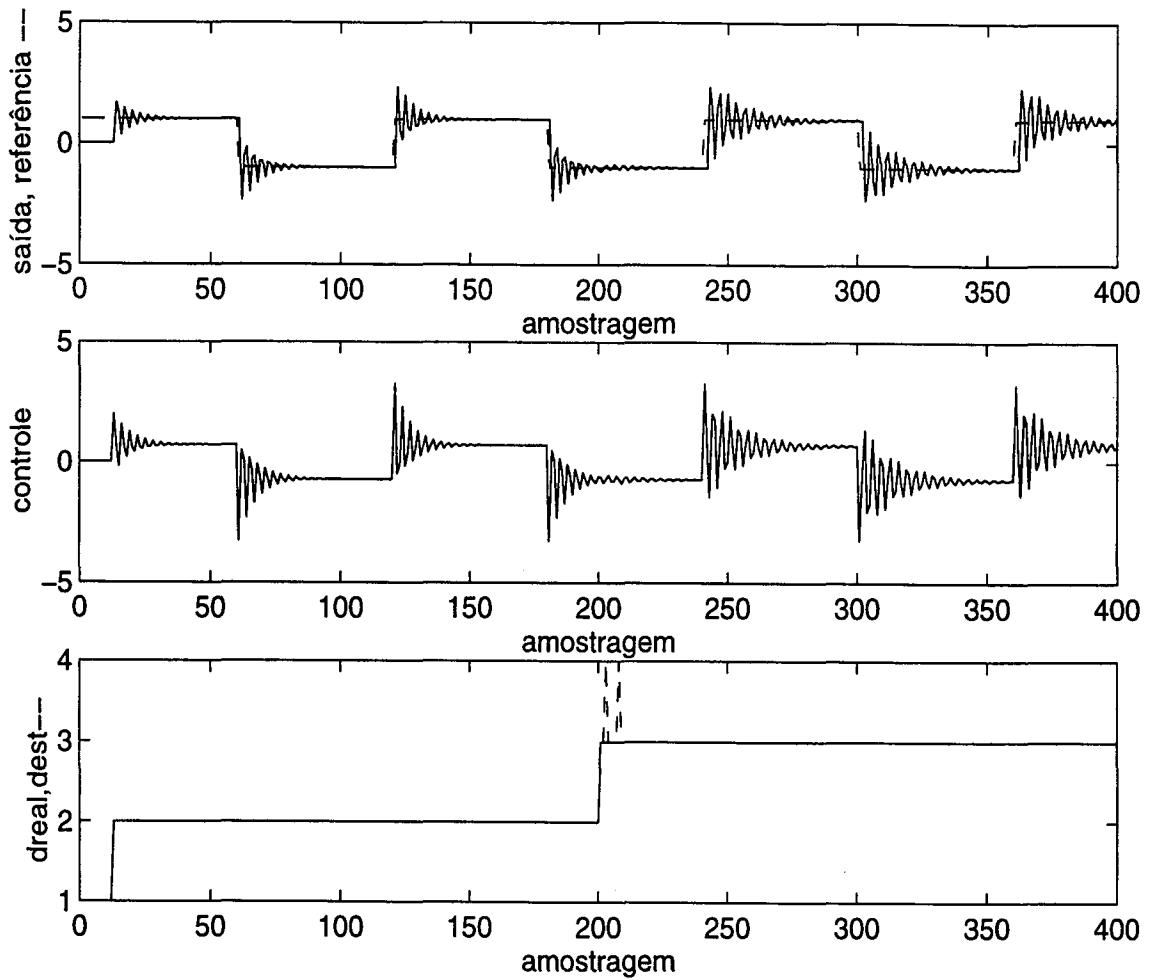


Figura 5.12: Controlador GMV com a Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.2.3 Controlador Preditivo Generalizado

A figura (5.13) mostra o desempenho do GPC padrão. A saída do sistema é amortecida quando o atraso de transporte é 2, apresentando um overshoot nas primeiras amostras. O sistema torna-se oscilatório quando o atraso de transporte varia para 3, isto devido a que o horizonte mínimo de previsão, N_1 , é fixado em 1.

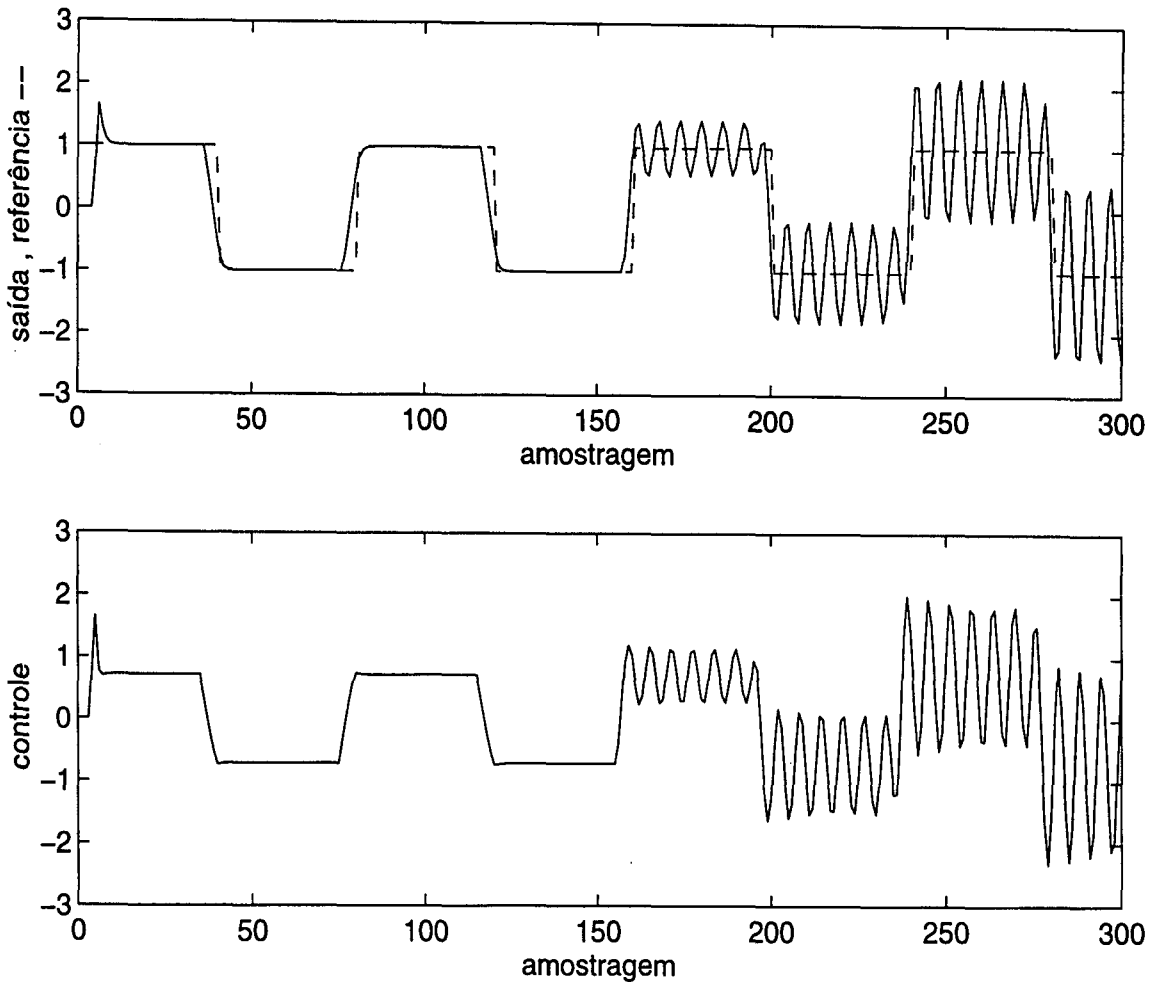


Figura 5.13: Controlador Preditivo Generalizado

As figuras (5.14) e (5.15) mostram o desempenho do GPC com a técnica do polinômio estendido. A saída do sistema é amortecida quando o atraso de transporte é 2, tornando-se sub-amortecida quando o atraso de transporte varia para 3. O controlador mostra-se robusto à variação no atraso de transporte. Os parâmetros do processo e o atraso de transporte são devidamente estimados.

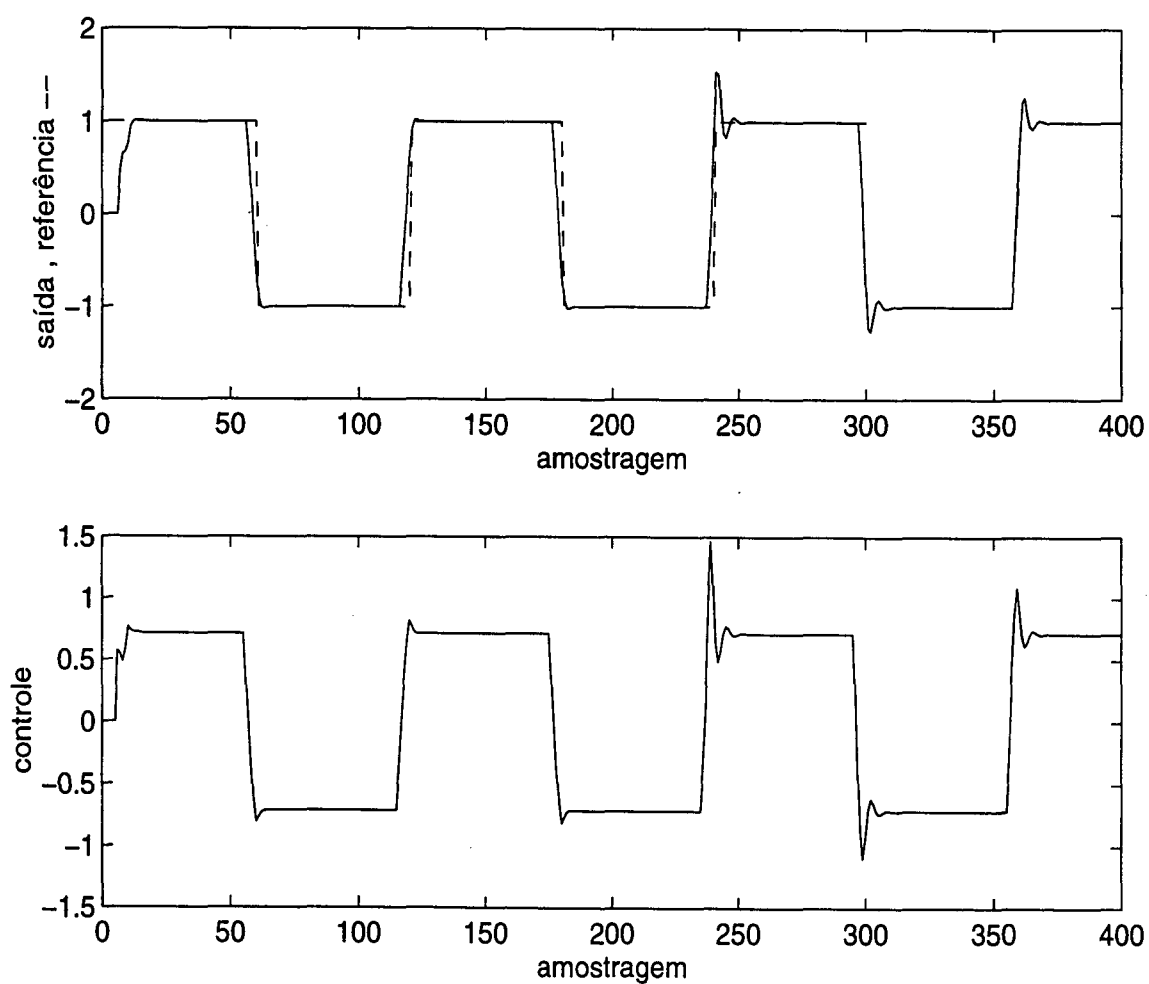


Figura 5.14: GPC com a Técnica do Polinômio Estendido

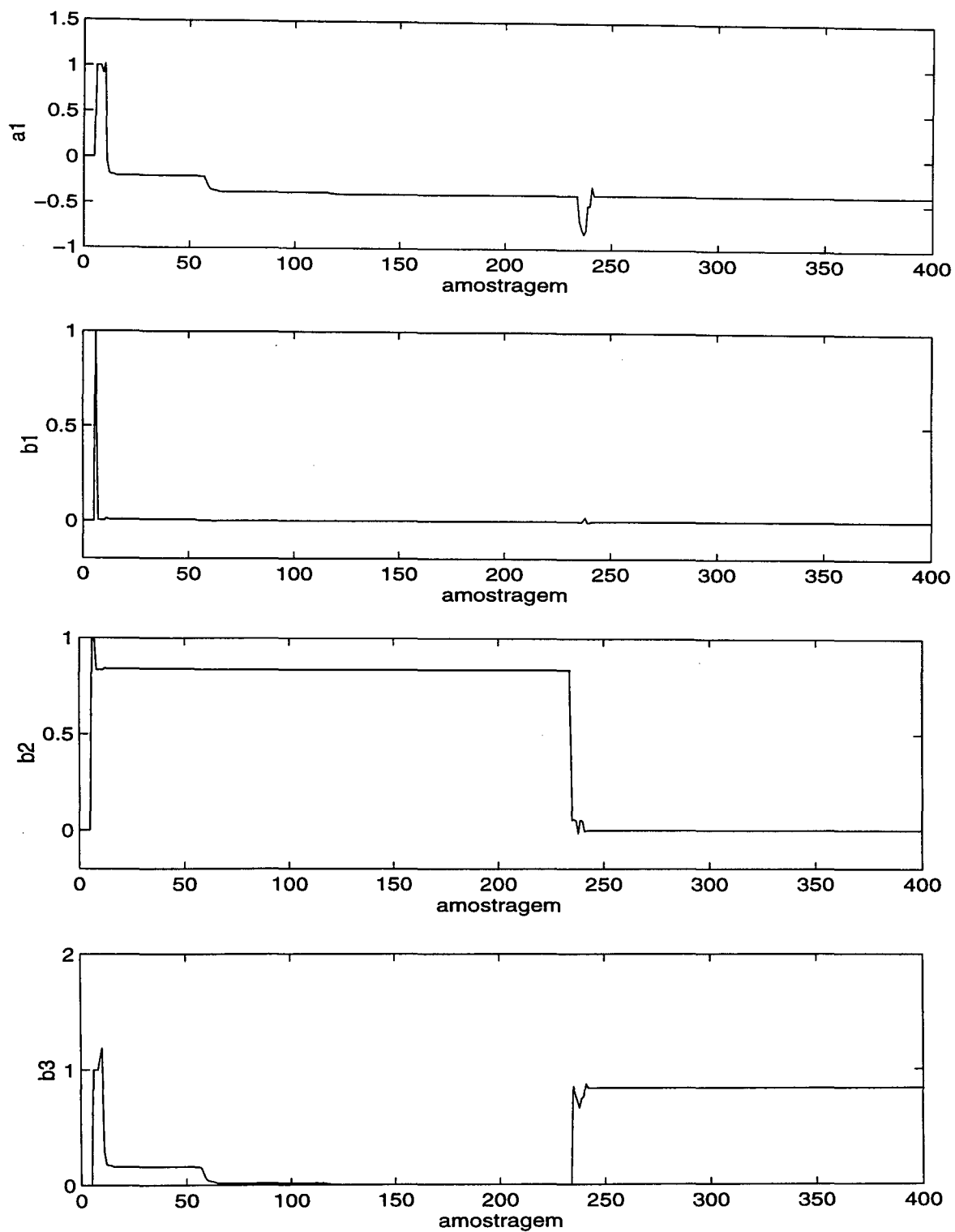


Figura 5.15: GPC com a Técnica do Polinômio Estendido

As figuras (5.16) e (5.17) mostram o desempenho do GPC com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável. A saída do sistema é amortecida quando o atraso de transporte é 2, tornando-se oscilatória e instável quando o atraso de transporte varia para 3. O controlador não estabiliza o sistema após a mudança no atraso de transporte. Os parâmetros do processo e o atraso de transporte são devidamente estimados.

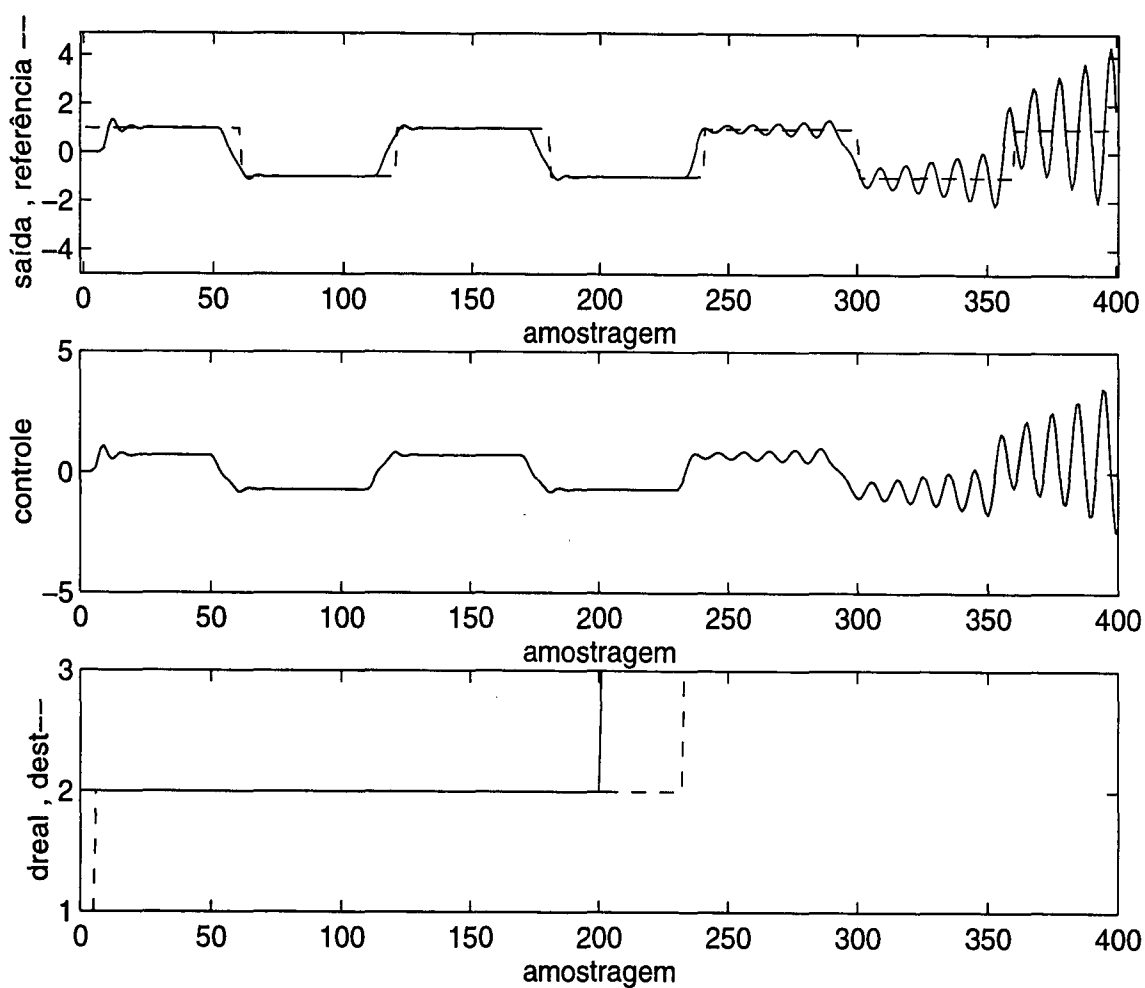


Figura 5.16: GPC com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

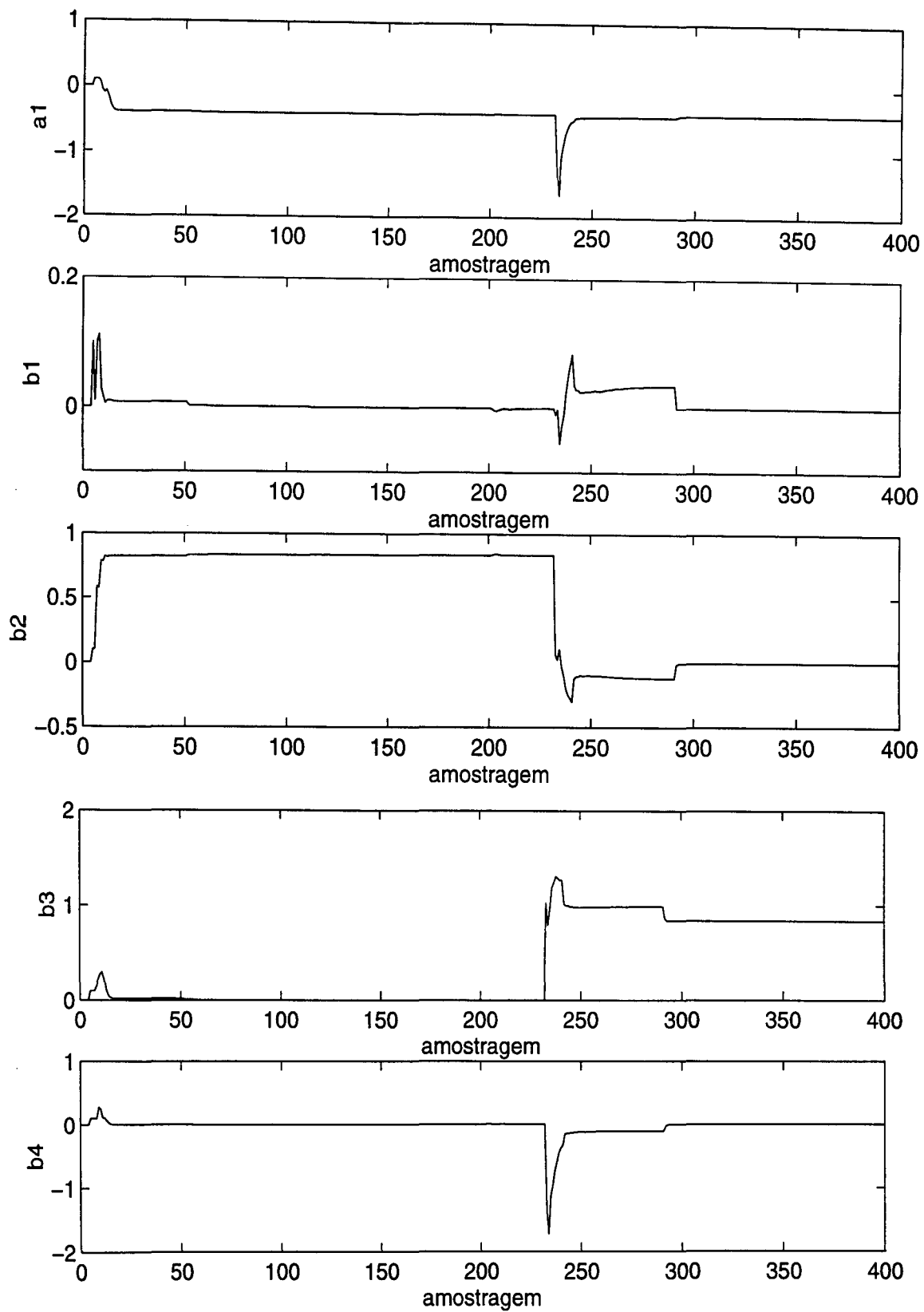


Figura 5.17: GPC com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

A figura (5.18) mostra o desempenho do GPC com a técnica do estimador de regressão variável. A saída do sistema é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 2, tornando-se oscilatória e instável quando o atraso de transporte varia para 3. O controlador não estabiliza o sistema após a mudança no atraso de transporte. O atraso de transporte é estimado corretamente.

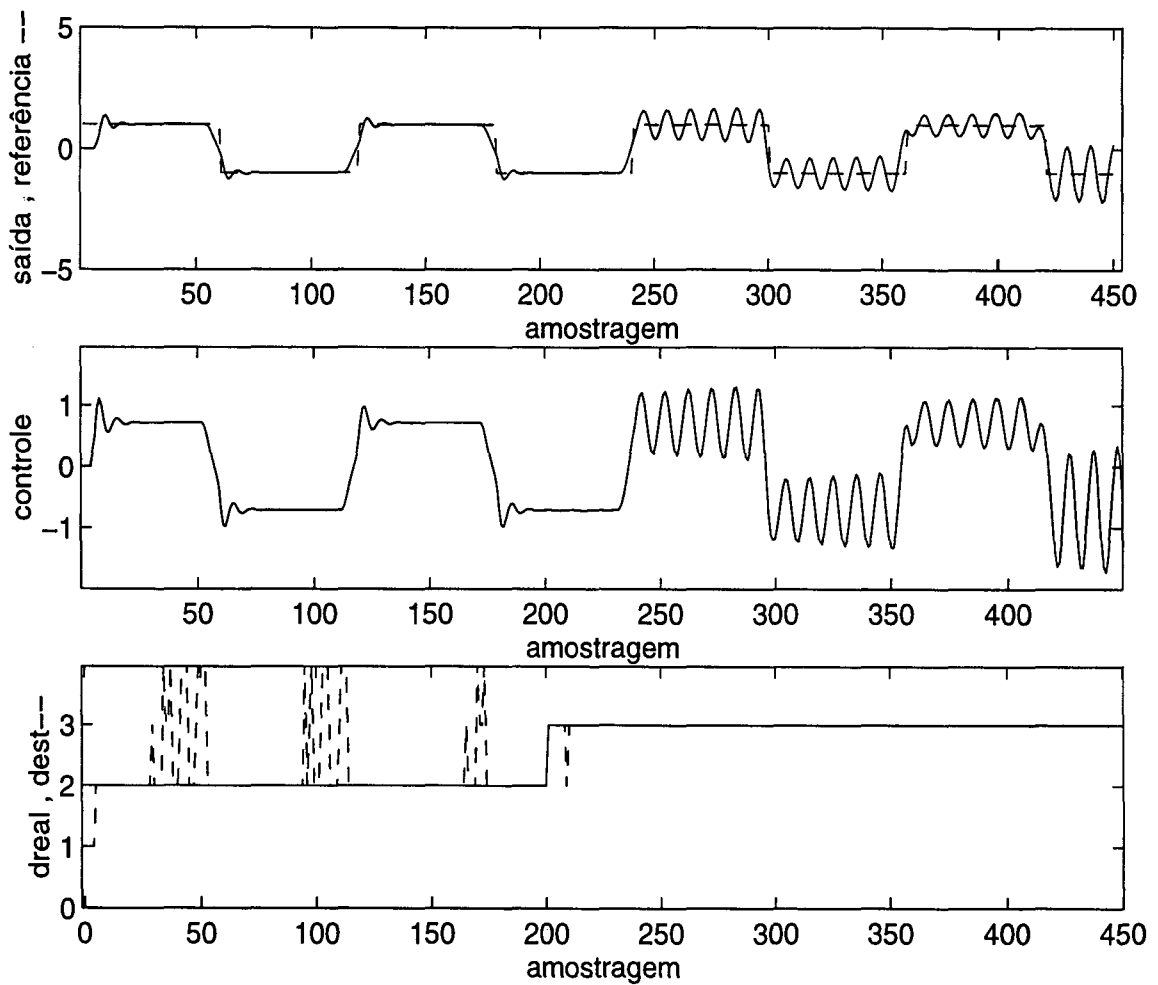


Figura 5.18: GPC com a Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.3 Processo de Segunda Ordem

Considera-se o processo de segunda ordem dado pela função de transferência em tempo contínuo [12], [58]:

$$G(s) = \frac{e^{-\theta s}}{(3s + 1)(5s + 1)}$$

A função de transferência discretizada com período de amostragem de um segundo ($T_s = 1$ seg), incluindo o segurador de ordem zero, é dada por:

$$G(z^{-1}) = \frac{(0.0279 + 0.0234z^{-1}) z^{-(d+1)}}{1 - 1.5350z^{-1} + 0.5866z^{-2}}$$

e a equação a diferenças que representa um sistema estável e de fase mínima, é dada por:

$$y(k) = 1.5350y(k-1) - 0.5866y(k-2) + 0.02797u(k-d-1) + 0.0234u(k-d-2)$$

Para as simulações o atraso de transporte comporta-se de acordo com:

$$d = \begin{cases} 1 & \text{para } 0 \leq k \leq 200 \\ 2 & \text{para } k > 200 \end{cases}$$

Para as simulações projeta-se o controlador de variância mínima generalizada para um atraso de transporte $d = 1$. O controlador preditivo generalizado é sintonizado considerando o horizonte mínimo de previsão, N_1 , unitário. As tabelas (5.3) e (5.4) mostram os parâmetros de projeto dos controladores.

5.3.1 Avaliação das Técnicas de Compensação e Detecção

A figura (5.19) mostra o desempenho da técnica do polinômio estendido. O atraso de transporte é devidamente compensado, porém a convergência dos parâmetros estimados do processo é lenta.

Técnica	$P(z^{-1})$	$Q(z^{-1})$	$R(z^{-1})$	λ
Padrão	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	0.1
Polinômio estendido	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	3.5
Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	2
Mínimos quadrados recursivo com atraso variável	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	0.5
Estimador de regressão variável	1	$\lambda(1 - z^{-1})$	1	0.5

Tabela 5.3: Parâmetros de projeto do GMV

Técnica	N_1	N_2	N_u	λ
Padrão	1	10	1	0.1
Polinômio estendido	1	10	1	0.5
Mínimos quadrados recursivo com atraso variável	1	5	1	0.5
Estimador de regressão variável	1	5	1	0.5

Tabela 5.4: Parâmetros de projeto do GPC

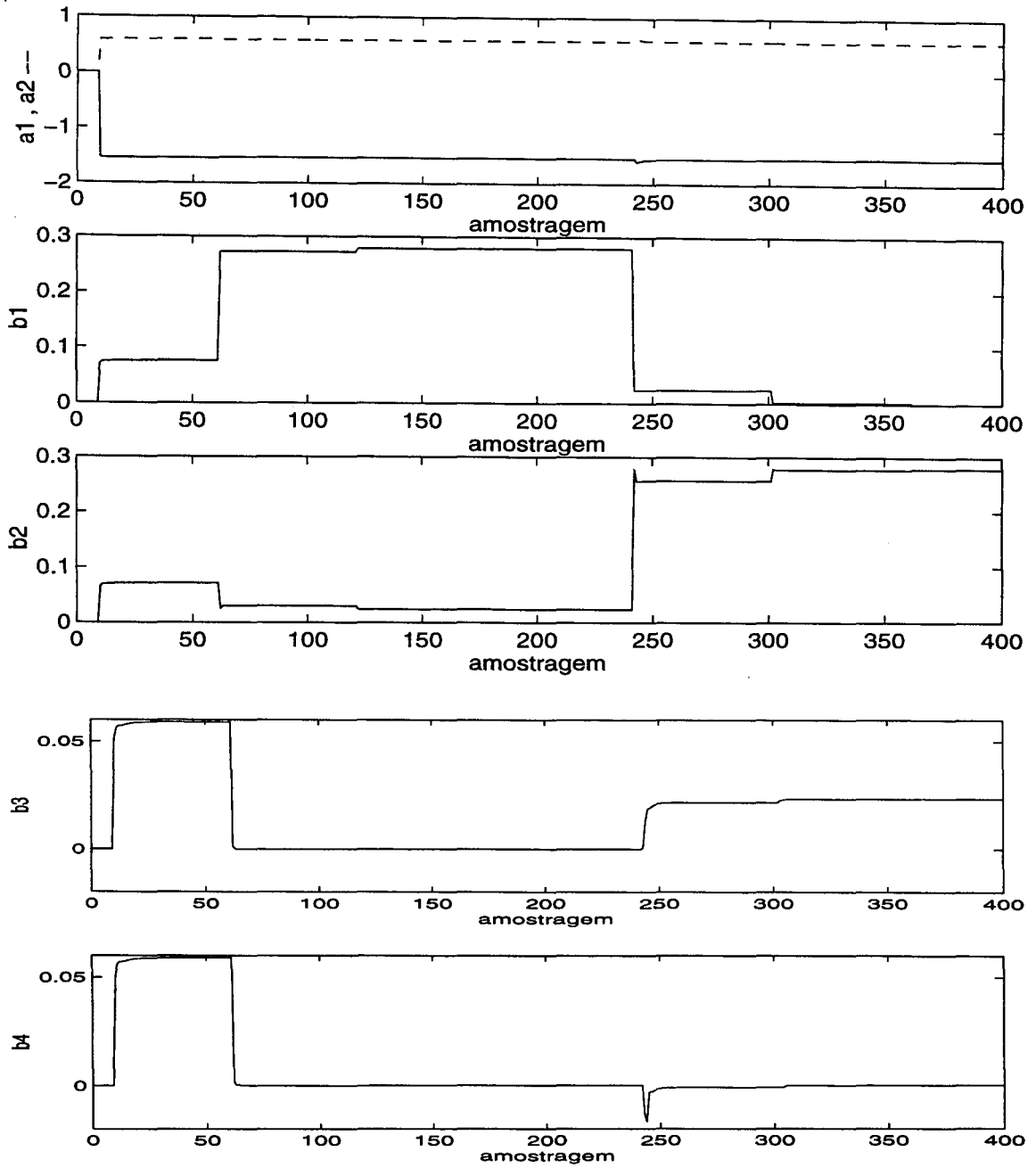


Figura 5.19: Técnica do Polinômio Estendido

As figuras (5.20) e (5.21) mostram o desempenho da técnica dos mínimos quadrados recursivo com o atraso variável. Através desta técnica os parâmetros do processo e o atraso de transporte são estimados corretamente, mas apresenta uma convergência lenta. Além disto, o atraso de transporte começa a ser estimado corretamente quando o sinal de entrada muda em amplitude.

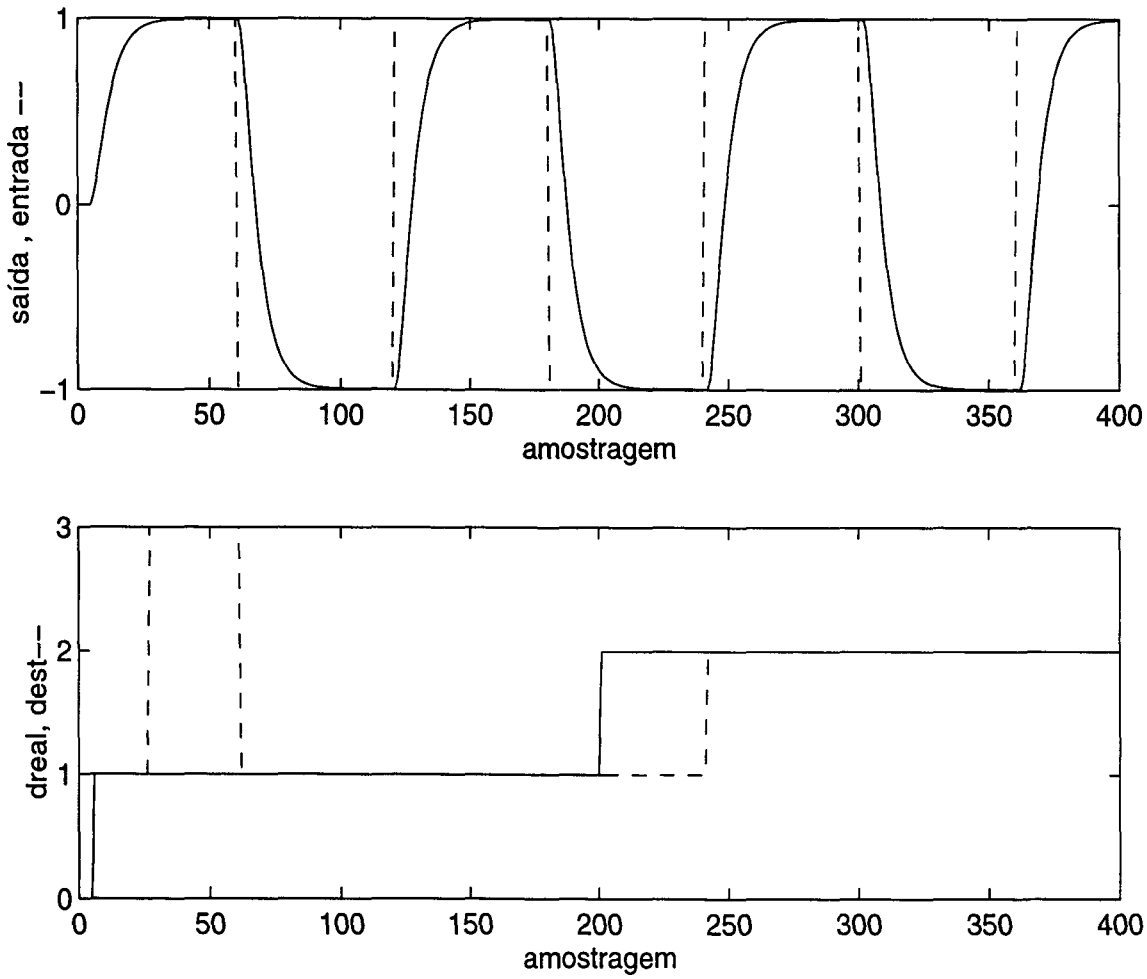


Figura 5.20: Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com o Atraso Variável

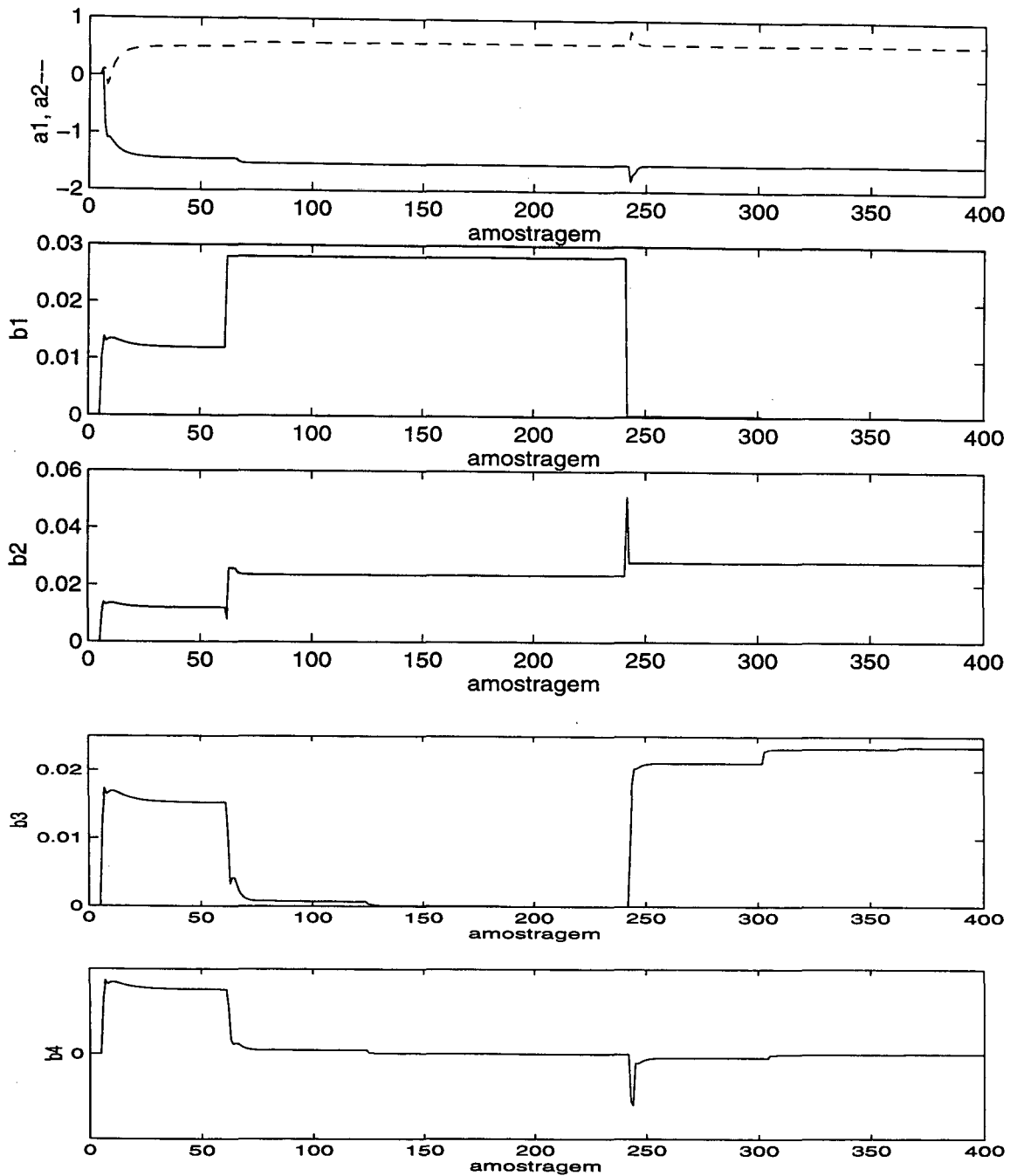


Figura 5.21: Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com o Atraso Variável

A figura (5.22) mostra o desempenho da técnica do estimador de regressão variável. Através desta técnica, os parâmetros do processo e o atraso de transporte são estimados corretamente, mas apresenta uma convergência lenta. Além disto, o atraso de transporte é estimado quando o sinal de entrada muda em amplitude.

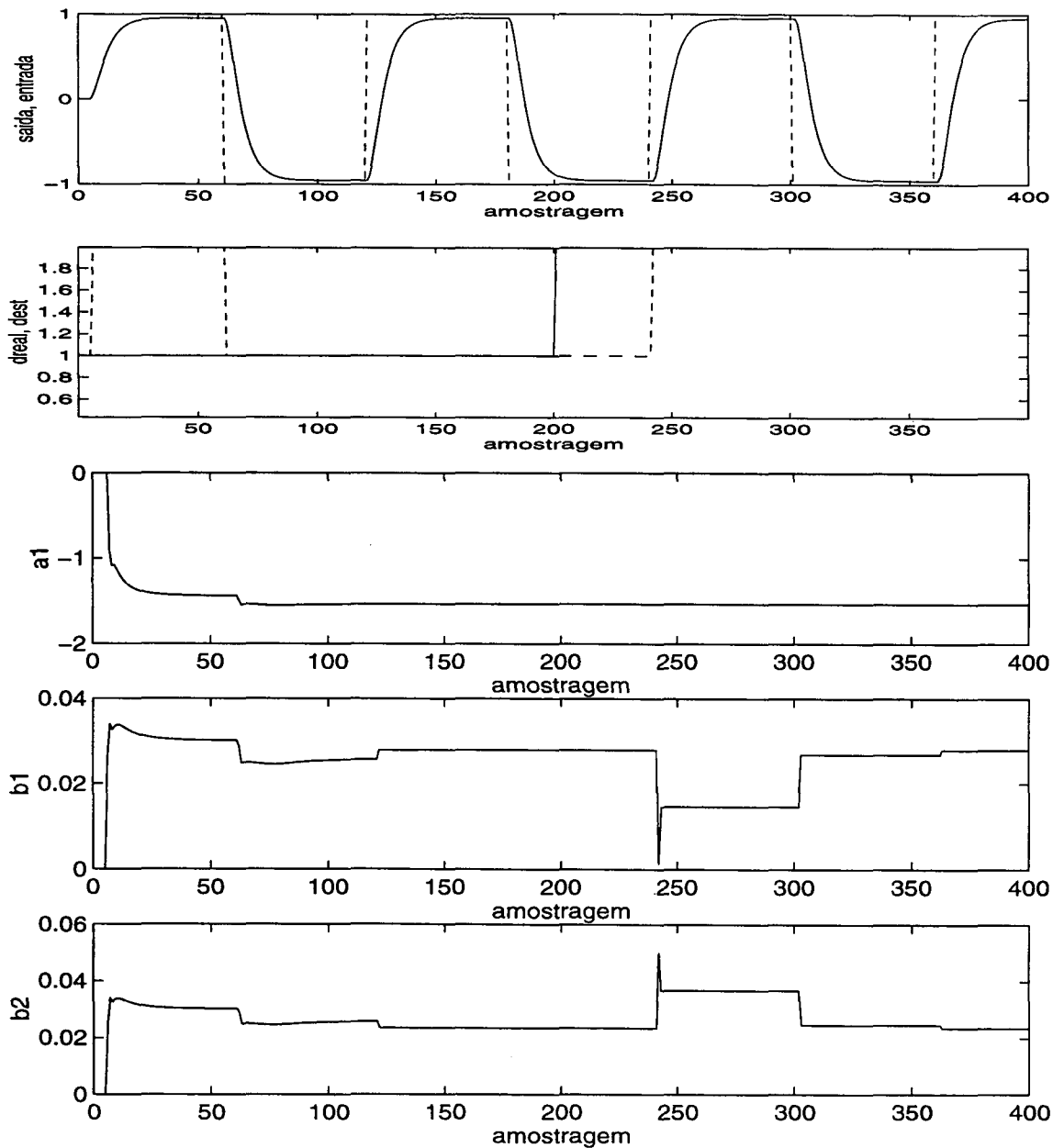


Figura 5.22: Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.3.2 Controlador de Variância Mínima Generalizada

A figura (5.23) mostra o desempenho do GMV padrão. A saída do processo é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 1, valor para o qual é projetado o controlador GMV. O controlador não estabiliza o sistema após uma mudança no valor do atraso para este tipo de processo.

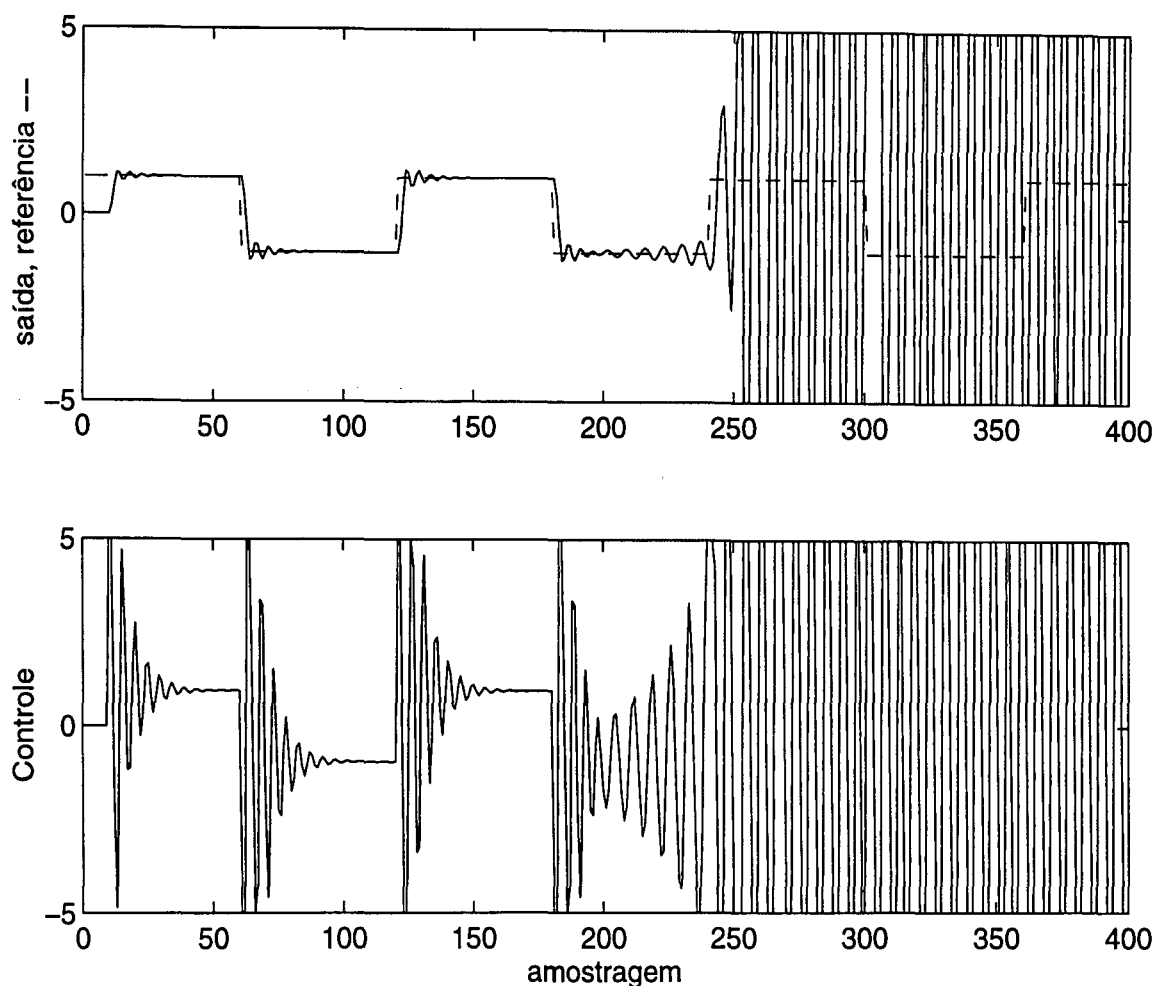


Figura 5.23: Controlador de Variância Mínima Generalizada

As figuras (5.24) e (5.25) mostram o desempenho do GMV com a técnica do polinômio estendido. A saída do processo é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 1. O controlador não estabiliza o sistema após uma mudança no valor do atraso para este tipo de processo. O atraso de transporte é compensado corretamente mas a convergência dos parâmetros é lenta.

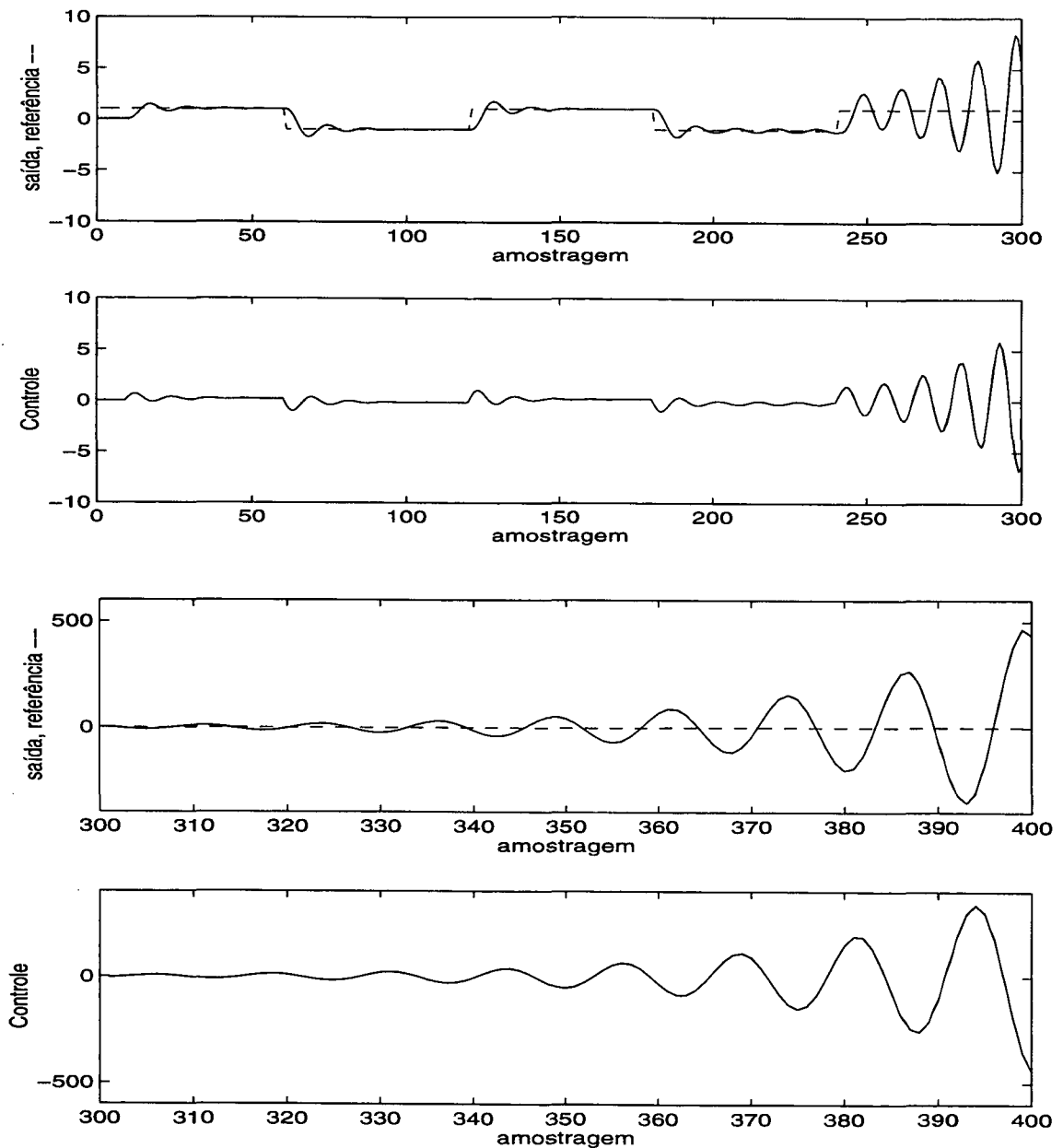


Figura 5.24: GMV com a Técnica do Polinômio Estendido

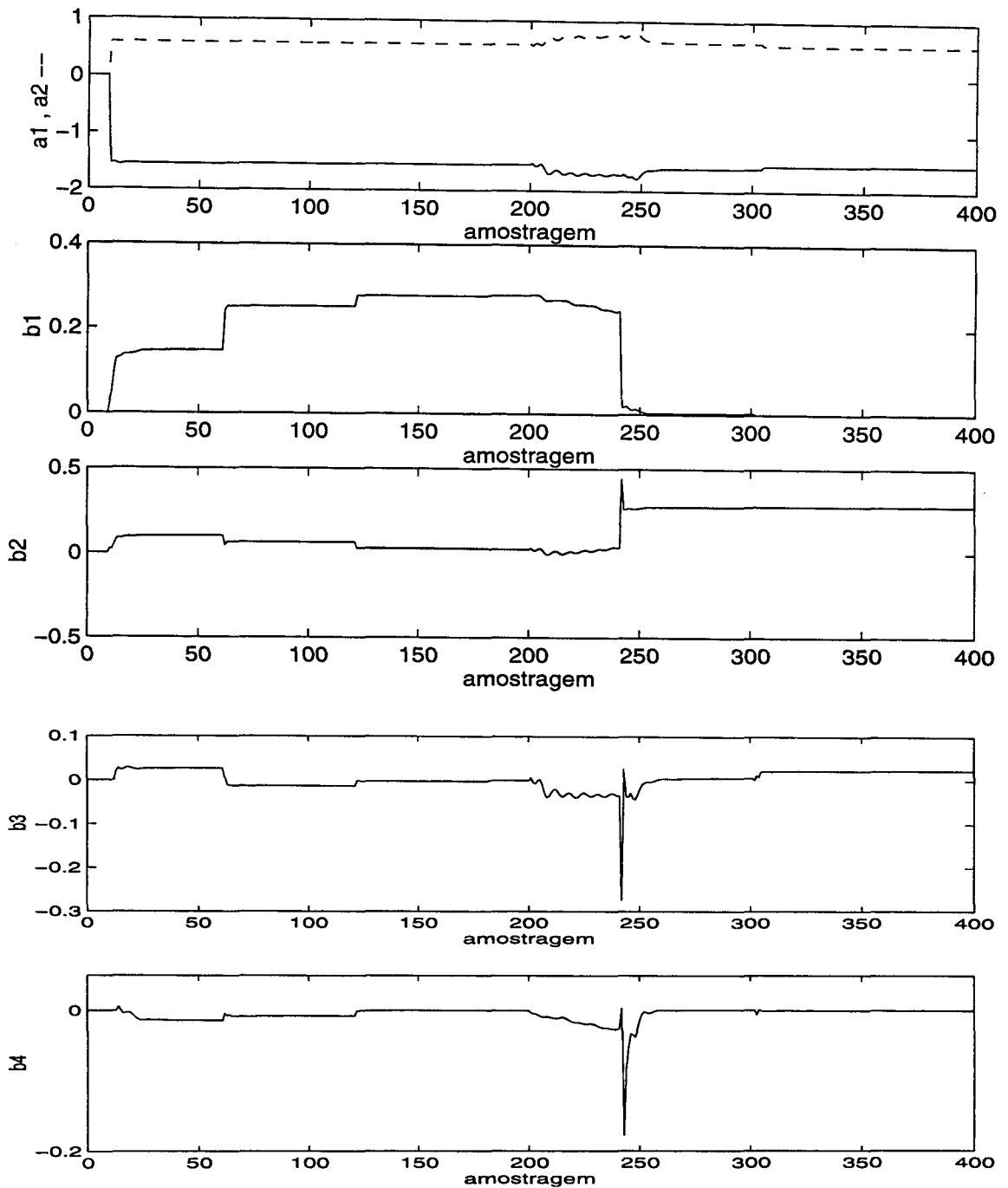


Figura 5.25: GMV com a Técnica do Polinômio Estendido

A figura (5.26) mostra o desempenho do GMV com a técnica do compensador de Chien/Seborg/Mellichamp. Neste caso, o controlador é projetado para um atraso unitário e todas as variações no atraso são absorvidas (compensadas) pelo polinômio $B(z^{-1})$ estendido. A saída do processo é amortecida quando o atraso de transporte é 1. Quando o atraso de transporte varia para 2, a saída do sistema torna-se sub-amortecida. Assim, o controlador é robusto para mudanças do atraso de transporte.

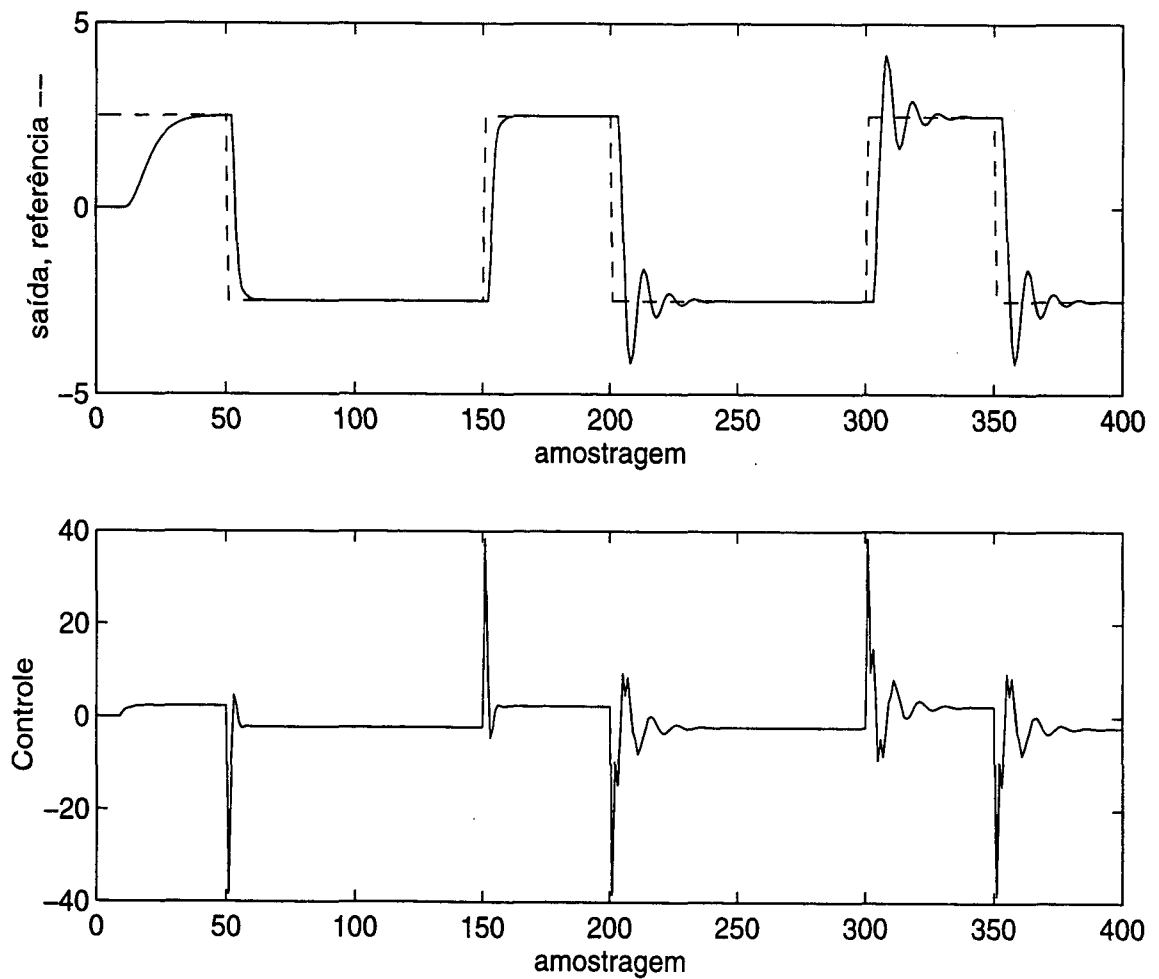


Figura 5.26: GMV com a Técnica Compensador de Chien/Seborg/Mellichamp

As figuras (5.27) e (5.28) mostram o desempenho do GMV com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável. A saída do sistema é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 1. O controlador não estabiliza o sistema após uma mudança no valor do atraso para este tipo de processo. O atraso de transporte e os parâmetros do processo são devidamente estimados.

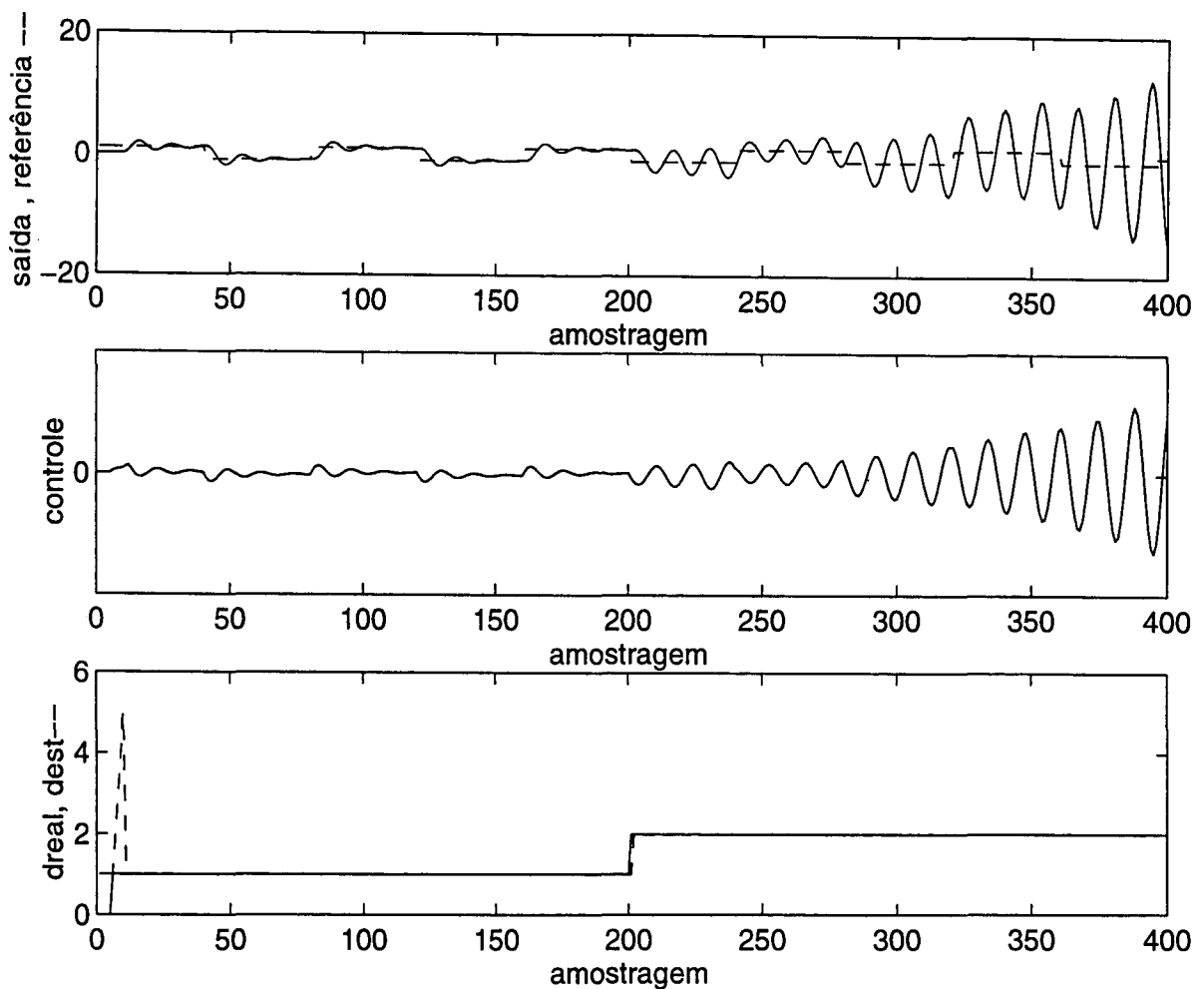


Figura 5.27: GMV com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

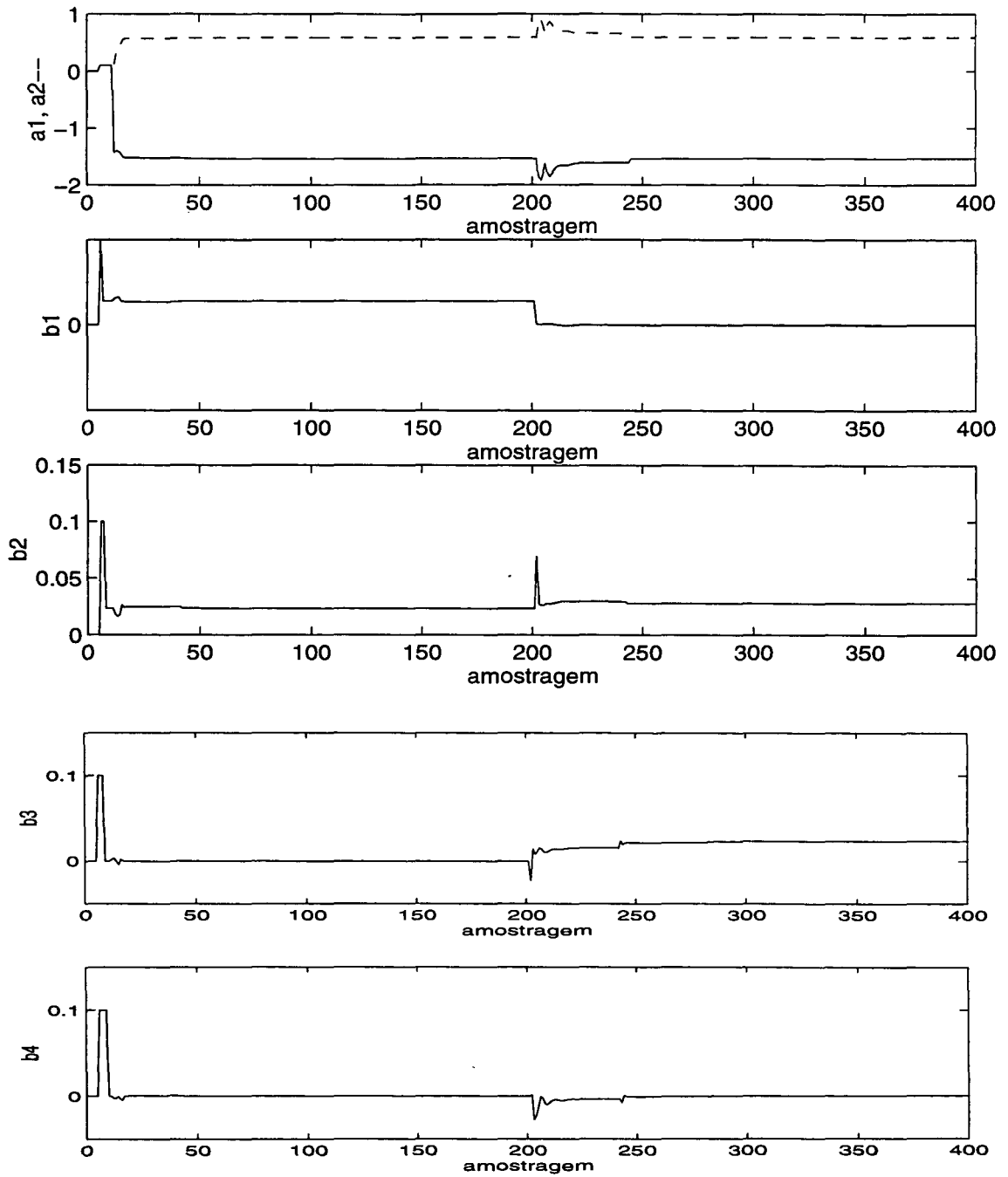


Figura 5.28: GMV com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

A figura (5.29) mostra o desempenho do GMV com a técnica do estimador de regressão variável. A saída do sistema é sub-amortecida quando o atraso de transporte é 1. O controlador não estabiliza o sistema após uma mudança no valor do atraso para este tipo de processo. O atraso de transporte é devidamente estimado.

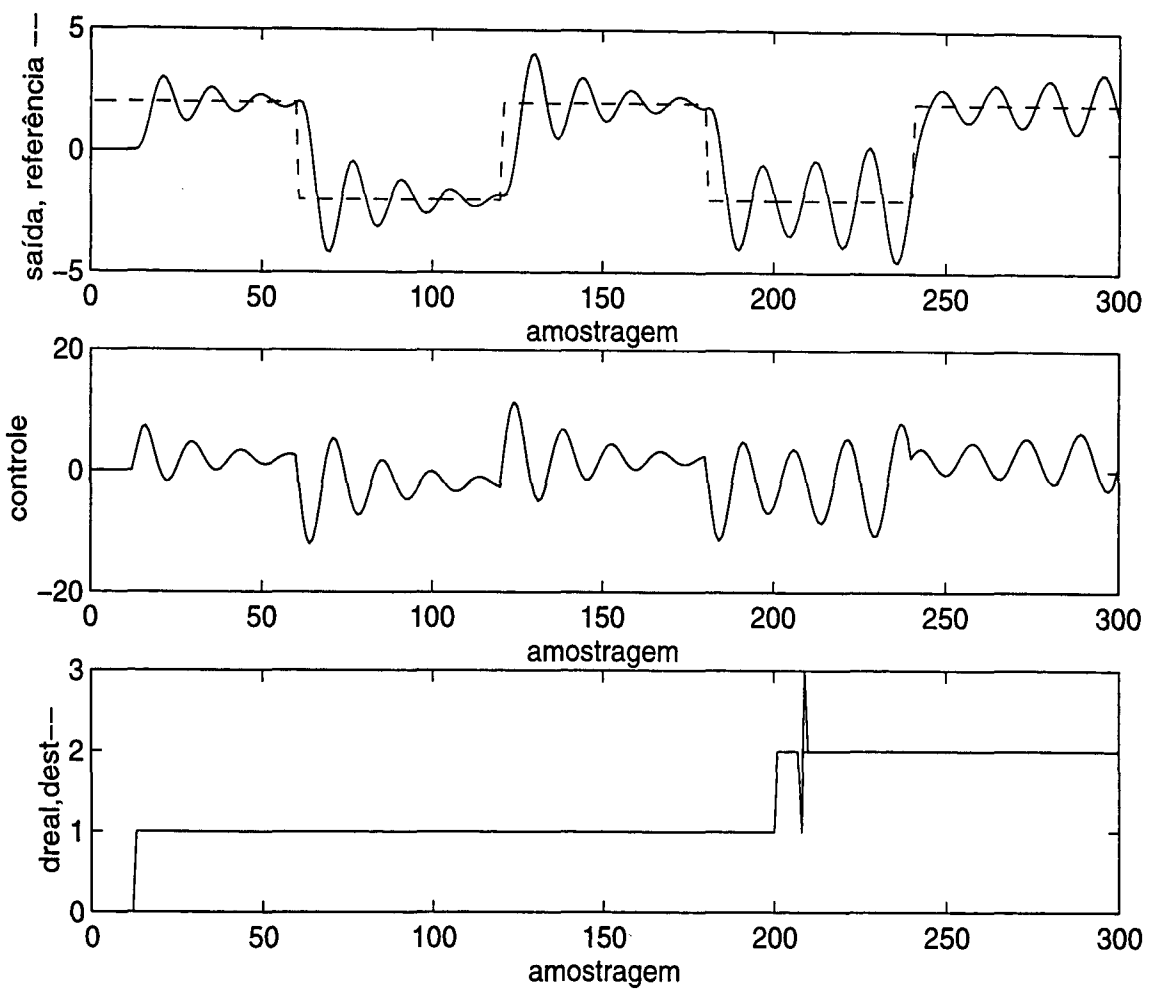


Figura 5.29: GMV com a Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.3.3 Controlador Preditivo Generalizado

A figura (5.30) mostra o desempenho do GPC padrão. A saída do proceso é amortecida quando o atraso de transporte é 1, apresentando um overshoot nas primeiras amostras. O controlador é robusto ante as mudanças do atraso de transporte para este tipo de processo.

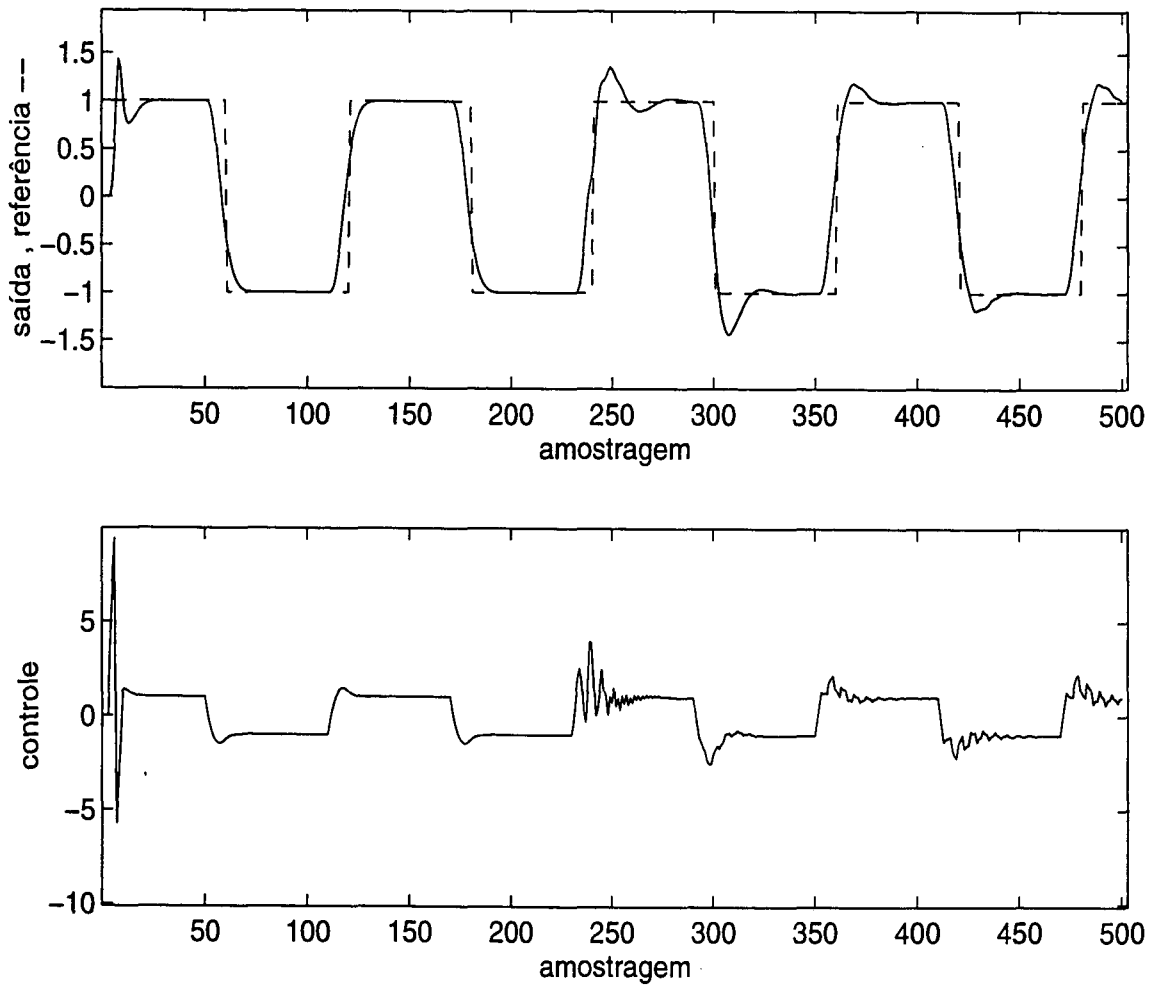


Figura 5.30: Controlador Preditivo Generalizado Padrão

As figuras (5.31) e (5.32) mostram o desempenho do GPC com a técnica do polinômio estendido. A saída do sistema é amortecida tanto para o atraso de transporte de 1 quanto de 2, apresentando um overshoot no momento da variação do atraso. O controlador mostra-se robusto ante as mudanças no atraso de transporte. A variação do atraso de transporte é absorvida pelo polinômio estendido $B(z^{-1})$.

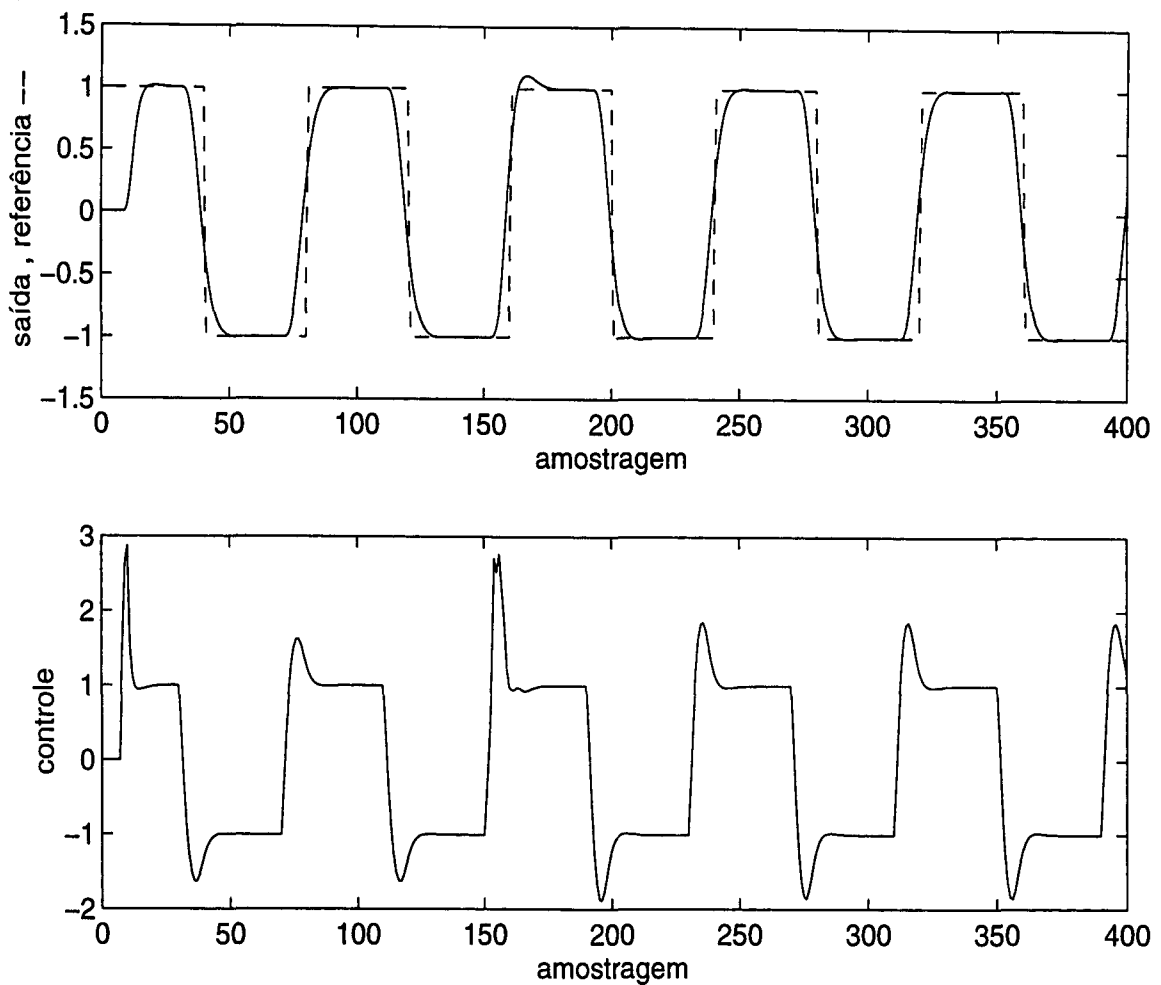


Figura 5.31: GPC com a Técnica do Polinômio Estendido

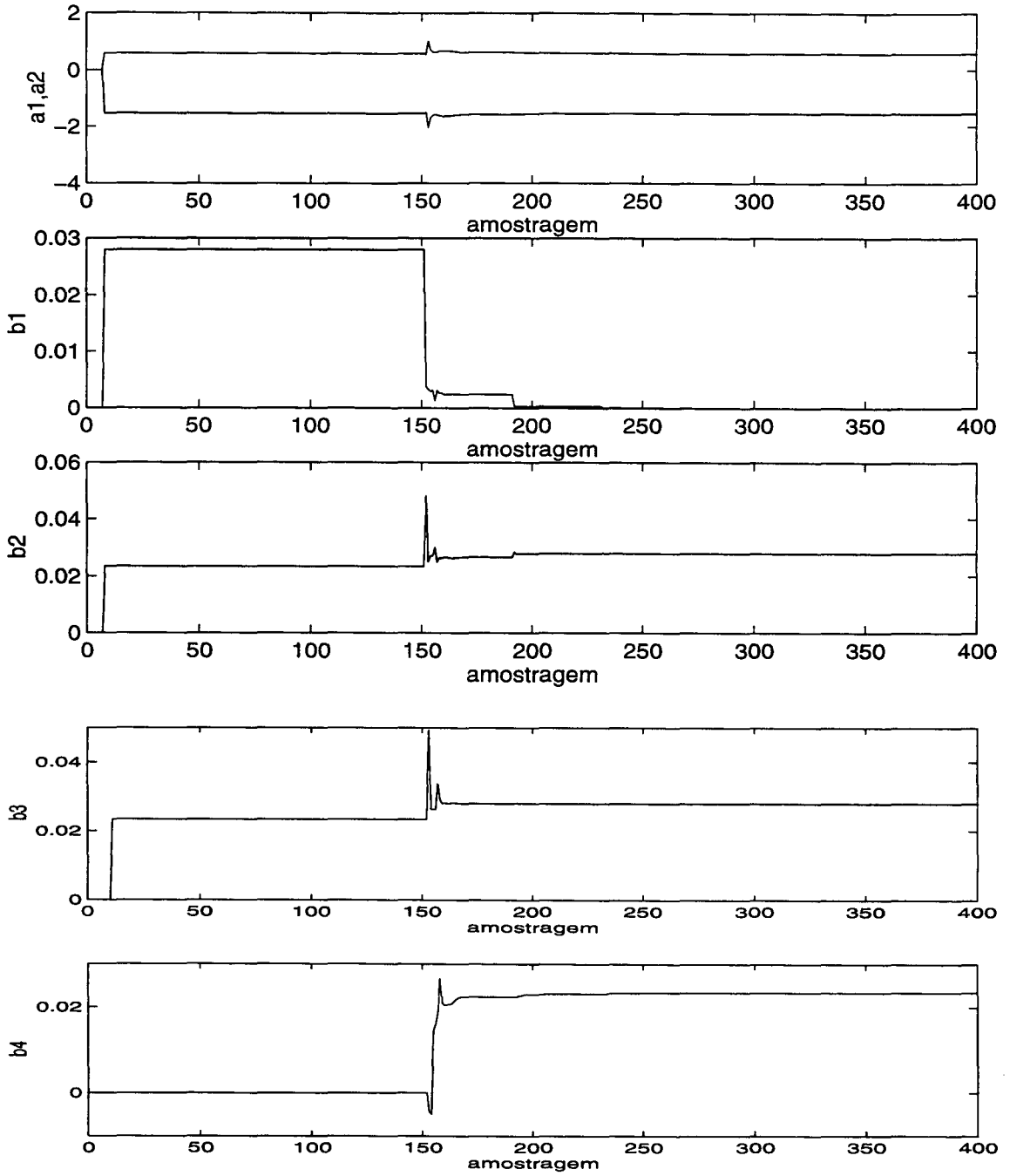


Figura 5.32: GPC com a Técnica do Polinômio Estendido

As figuras (5.33) e (5.34) mostram o desempenho do GPC com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável. A saída do sistema é sub-amortecida tanto para o atraso de transporte de 1 quanto de 2. O controlador é robusto ante as mudanças do atraso de transporte. Quando o atraso de transporte é 2, a saída apresenta um maior overshoot. Os parâmetros do processo e o atraso de transporte são devidamente estimados.

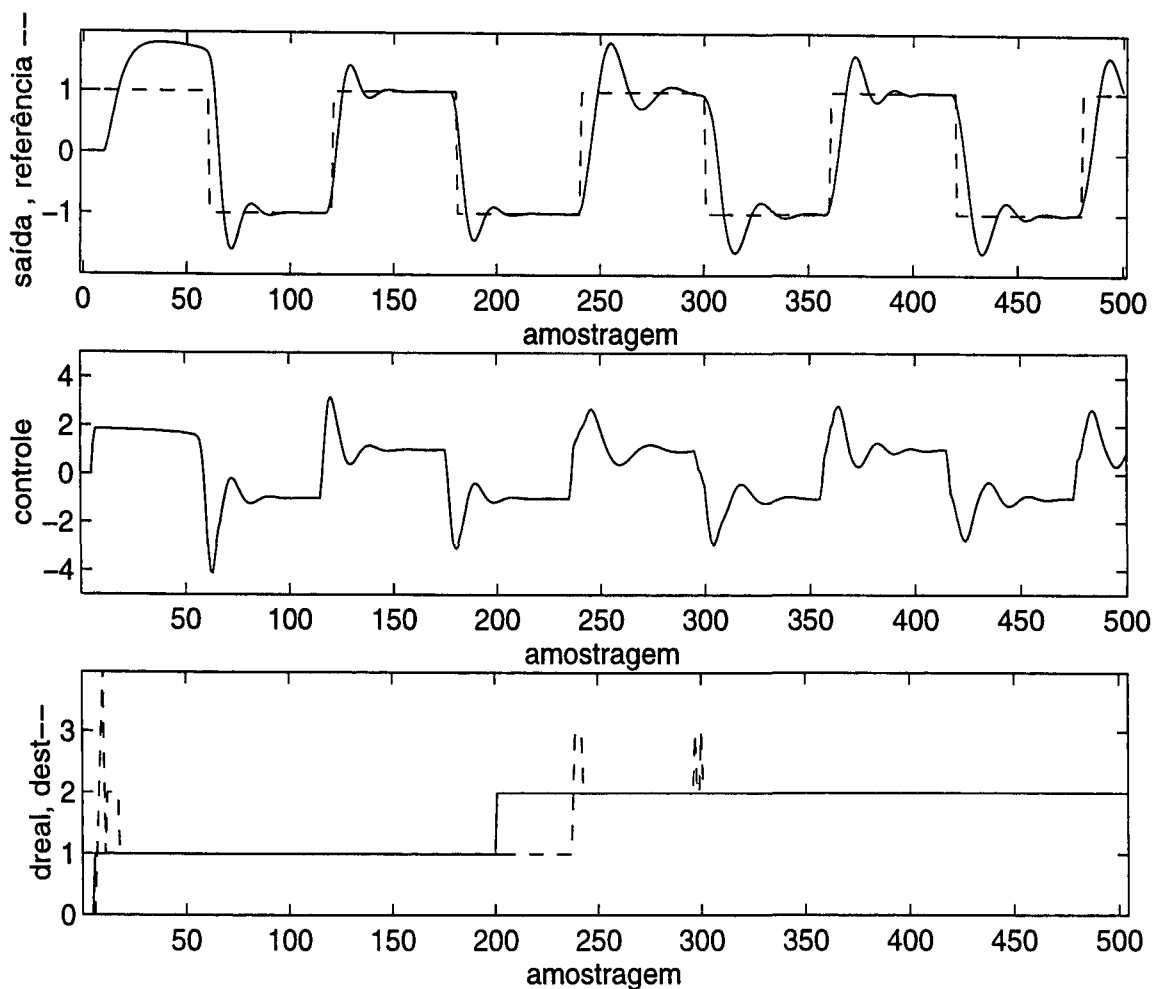


Figura 5.33: GPC com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

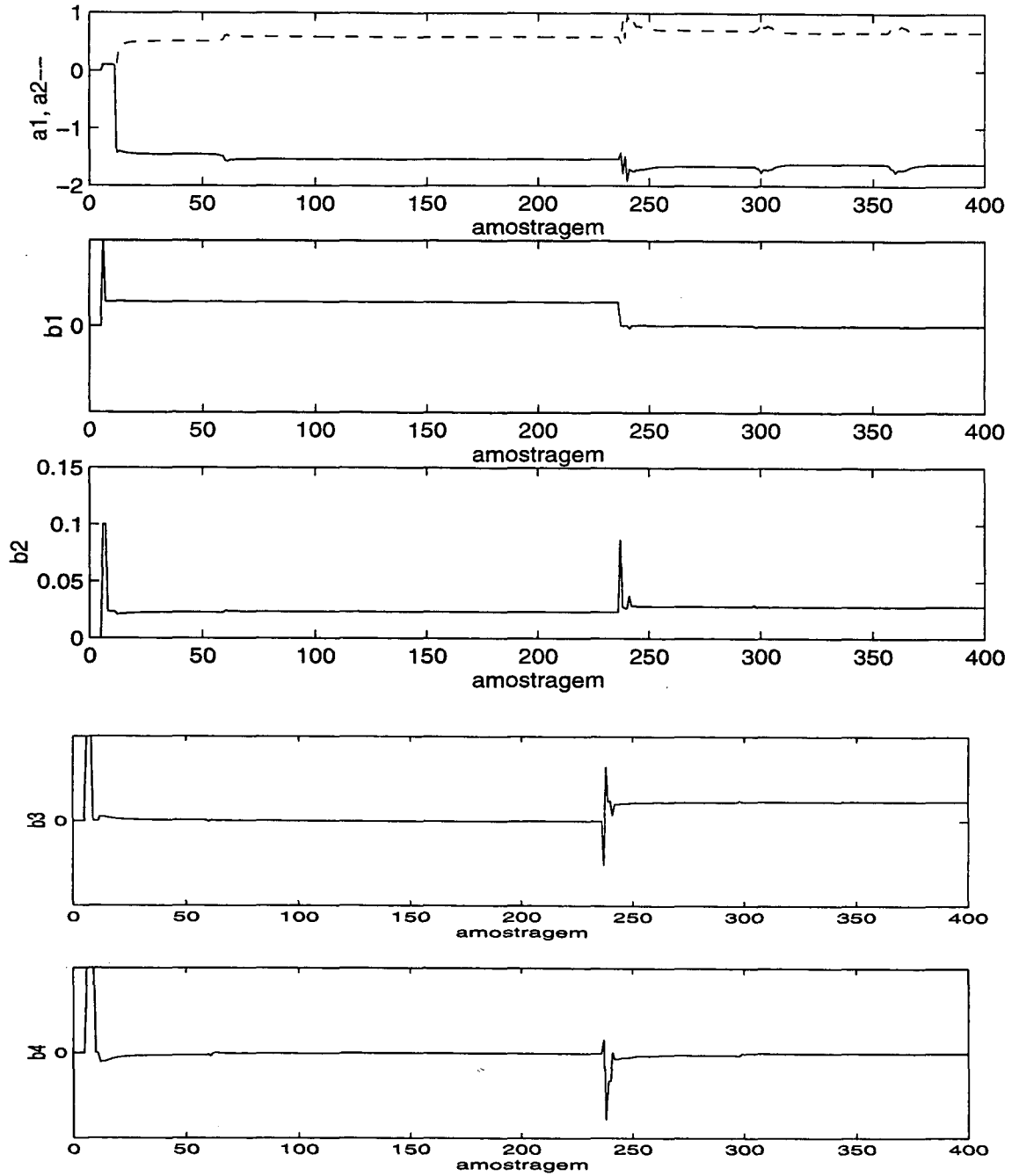


Figura 5.34: GPC com a Técnica dos Mínimos Quadrados Recursivo com Atraso Variável

A figura (5.35) mostra o desempenho do GPC com a técnica do estimador de regressão variável. A saída do sistema é sub-amortecida tanto para o atraso de transporte de 1 quanto de 2. O controlador é robusto ante as mudanças do atraso de transporte. Quando o atraso de transporte é 2, a saída apresenta um maior overshoot e oscilação. O atraso de transporte é estimado corretamente.

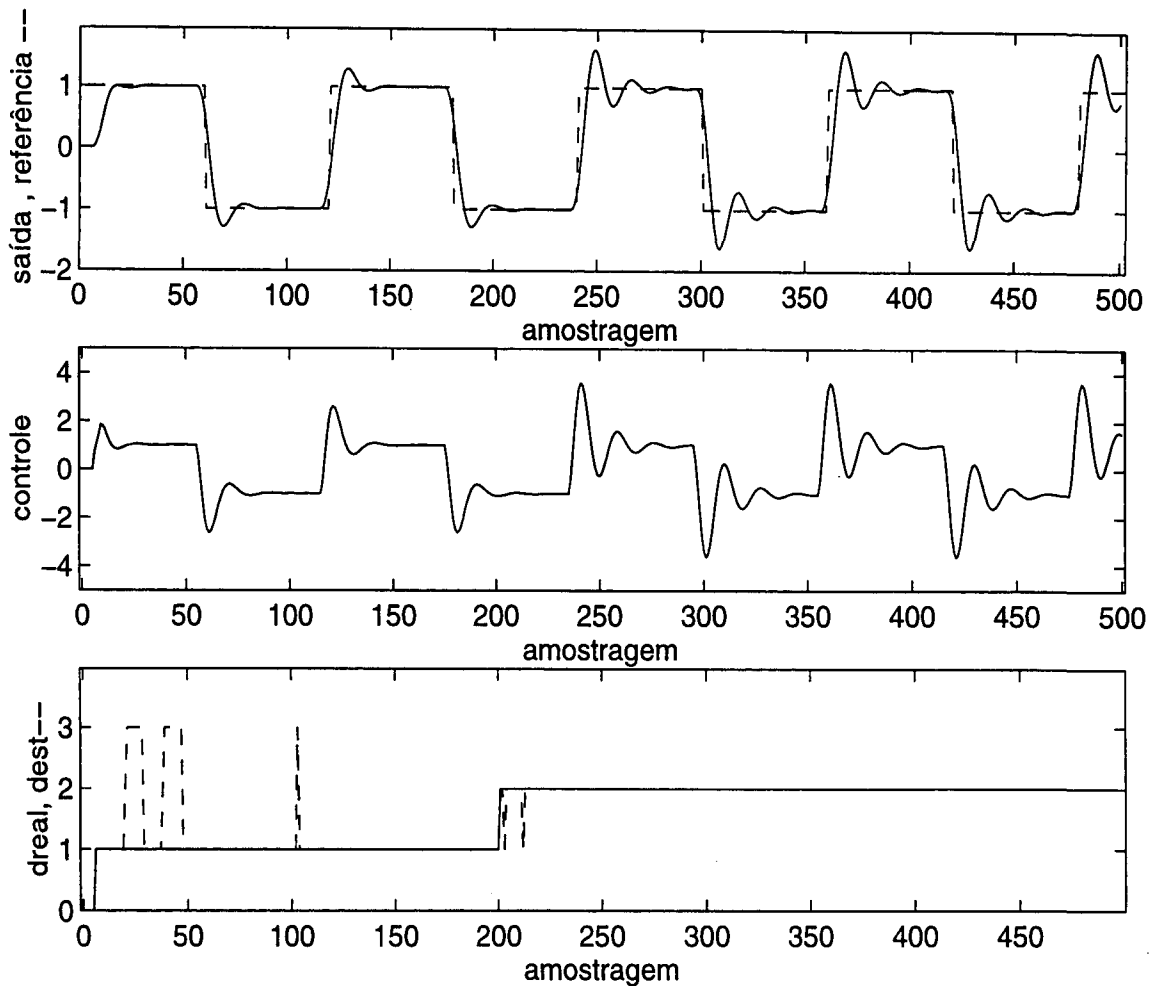


Figura 5.35: GPC com a Técnica do Estimador de Regressão Variável

5.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação sobre dois processos diferentes: um processo de primeira ordem e outro de segunda ordem. Os processos foram considerados com parâmetros fixos, desconhecidos e com atraso de transporte variável.

Inicialmente avaliou-se o desempenho das técnicas de compensação e detecção de atraso de transporte: polinômio estendido, estimador de regressão variável e mínimos quadrados recursivo com atraso variável.

Os controladores de variância mínima generalizada e preditivo generalizado foram implementados com e sem a utilização das técnicas de compensação e detecção do atraso.

Os parâmetros do processo e o atraso de transporte foram estimados corretamente utilizando a técnica do polinômio estendido, mas apresentaram convergência lenta. Quando o atraso de transporte mudou, o controlador de variância mínima generalizada com esta técnica tornou o sistema de primeira ordem oscilatório e o sistema de segunda ordem instável. Por outro lado, o controlador preditivo generalizado utilizando esta técnica superou as variações no atraso de transporte (maior robustez).

O atraso de transporte e os parâmetros do processo foram estimados devidamente através da técnica dos mínimos quadrados recursivos com atraso variável. A convergência do atraso e dos parâmetros foi lenta. O controlador de variância mínima generalizada utilizando esta técnica tornou o processo de segunda ordem instável, e o controlador preditivo generalizado tornou o sistema de primeira ordem instável, quando o atraso de transporte variou.

A técnica de compensação de Chien/Seborg/Mellichamp foi implementada com o controlador de variância mínima generalizada. O controlador superou adequadamente as variações no atraso de transporte. Neste caso, foi projetado o controlador com atraso unitário, e todas as variações no atraso foram absorvidas (compensadas) pelo polinômio $B(z^{-1})$ estendido.

Através da técnica da regressão variável foram estimados adequadamente o atraso de transporte e os parâmetros do processo. Porém, apresentou uma lenta convergência. No caso do controladores de variância mínima generalizada, a estimação correta do atraso de transporte através da técnica da regressão variável compromete o desempenho do controlador.

Capítulo 6

Conclusões

Os processos que apresentam atraso de transporte estão presentes em diversas áreas da indústria, tais como: química, metalúrgica, hidráulica, biológica e outras. Se o atraso é grande se comparado com a constante de tempo da planta ou é variante no tempo, então o controle do processo é uma tarefa difícil e os métodos de controle clássicos apresentam limitações de desempenho.

Neste trabalho foi realizada uma breve revisão da aplicação e evolução das técnicas de controle para tratar processos com atraso de transporte. A definição do termo atraso de transporte foi ilustrada em um exemplo de um sistema físico. Foram apresentadas as técnicas clássicas para tratar processos com atraso de transporte. Também foram mostradas as técnicas para compensação e detecção do atraso, e os conceitos básicos referentes ao projeto dos controladores de variância mínima generalizada e preditivo generalizado. O desempenho destas técnicas foi verificado através de simulações.

O compensador preditor de Smith e o compensador de Dahlin são técnicas clássicas de controle que tratam processos com atraso de transporte, mas têm a desvantagem de precisar conhecer a priori o atraso de transporte e não superam este quando é variante. O compensador de Vogel e o compensador por alocação de pólos possuem uma estrutura especial para tratar processos com atraso de transporte variante.

A técnica do polinômio estendido é uma técnica de compensação do atraso de transporte. É simples de implementar mas apresenta um aumento nos parâmetros a estimar conforme a variação no atraso de transporte aumenta. Portanto, proporciona um aumento no tempo de processamento, sendo uma técnica não atrativa para processos onde o atraso de transporte apresenta grandes mudanças. Nas simulações realizadas neste trabalho, o atraso de transporte foi devidamente compensado através desta técnica, porém apresentou uma convergência lenta na estimação dos parâmetros.

O compensador de Chien/Seborg/Mellichamp é outra técnica de compensação do atraso. Utiliza a síntese do controlador de variância mínima generalizada com o compensador

de Vogel. É necessária a estimação de um número maior de parâmetros, que é tanto maior quanto maior é a faixa de variação do atraso, deteriorando a qualidade das estimativas.

A técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável estima simultaneamente os parâmetros do processo e o atraso de transporte. As estimações são realizadas modificando o estimador dos mínimos quadrados recursivo, não precisando do conhecimento a priori do atraso de transporte. São projetados dois estimadores em paralelo, um para estimar o valor do atraso de transporte, e outro para estimar os parâmetros do processo utilizando o atraso estimado no primeiro. O esforço computacional desta técnica é elevado.

O estimador de regressão variável estima recursivamente os parâmetros do processo e o atraso de transporte sem nenhum conhecimento a priori deste último. O algoritmo divide-se em duas etapas. Inicialmente são estimados os parâmetros do processo assumindo que o último atraso estimado é correto. A seguir, é estimado o atraso de transporte assumindo que as últimas estimativas dos parâmetros são corretas.

Nas simulações realizadas com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável e o estimador de regressão variável, os parâmetros do processo e o atraso de transporte foram estimados corretamente, mas a convergência foi lenta. O atraso de transporte começou a ser corretamente estimado quando o sinal de entrada mudou em amplitude.

O controlador de variância mínima generalizada (GMV) é uma estratégia de controle que minimiza a variância de uma saída auxiliar do sistema. O controle em cada instante é obtido como uma função das medidas da saída, do controle e da referência em instantes anteriores. A lei de controle depende dos parâmetros do sistema a controlar, sendo necessária uma estimação "on-line" para sistemas com parâmetros variantes. Embora o controlador permita atualizações em seus parâmetros de forma a acomodar mudanças no ganho e nas constantes de tempo do processo, é projetado para um atraso de transporte fixo e conhecido. O sistema em malha fechada pode tornar-se instável se o atraso de transporte apresentar variações durante a operação do sistema ou se não coincidir com o atraso real. A complexidade do controlador aumenta com o aumento no valor do atraso. O GMV pode ser adaptado para acomodar mudanças no atraso de transporte do sistema, acrescentando-se ao algoritmo original estratégias para a compensação ou detecção (estimação) do valor do atraso.

Nas simulações com o processo de primeira e segunda ordem, o GMV com a técnica do polinômio estendido não estabilizou o sistema após uma mudança no valor do atraso. Com a técnica do compensador de Chien/Seborg/Mellichamp, o GMV mostrou-se robusto ante variações do atraso de transporte para ambos os processos simulados. O GMV com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável mostrou-se robusto para o sistema de primeira ordem. O controlador não estabilizou o sistema de segunda ordem. Com o estimador de regressão variável, a estimação correta do atraso de transporte comprometeu o desempenho do controlador GMV, para o processo de primeira ordem. Quando o atraso foi corretamente estimado, o controlador não estabilizou o sistema após

a mudança no atraso, para ambos os processos.

O controlador preditivo generalizado (GPC) é uma extensão do GMV com filosofia de horizonte estendido. O controlador prediz mudanças na variável controlada que podem acontecer no futuro, usando o conhecimento presente do sistema. Utiliza um algoritmo explícito no qual os parâmetros do processo são estimados, para depois calcular os parâmetros do controlador. Para permitir atrasos de transporte desconhecidos, o horizonte mínimo de previsão, N_1 , pode ser fixado em 1, sem perda da estabilidade e a ordem do polinômio estimado $B(z^{-1})$ incrementada para abranger todos os possíveis valores do atraso.

O GPC com a técnica do polinômio estendido mostrou-se robusto ante as variações no atraso de transporte, para os dois processos simulados. Com a técnica dos mínimos quadrados recursivo com atraso variável, o GPC não estabilizou o processo de primeira ordem. Para o processo de segunda ordem, mostrou-se robusto ante as mudanças no atraso de transporte. O GPC com o estimador de regressão variável não estabilizou o processo de primeira ordem. O controlador mostrou-se robusto ante as variações no atraso de transporte, para o processo de segunda ordem.

Nas simulações o controlador de variância mínima generalizada apresentou o melhor desempenho com a técnica de regressão variável para o sistema de primeira ordem. Para o sistema de segunda ordem, o GMV mostrou melhor desempenho com a técnica do compensador de Chien/Seborg/Mellichamp. O controlador preditivo generalizado apresentou o melhor desempenho com a técnica do polinômio estendido, para ambos os processos.

As alternativas de controle dadas pelo esquema de compensação, embora de desempenho satisfatório, apresentam a desvantagem de necessitarem sempre de um modelo de estimação com um número maior de parâmetros. Isto implica num aumento da complexidade de processamento e uma maior variância das estimativas. Portanto, a aplicação a processos com uma larga faixa de variação do atraso pode acarretar numa carga computacional excessiva e, assim, inviabilizar a implementação.

Como sugestões para trabalhos futuros tem-se:

- Utilizar um estimador diferente aos mínimos quadrados recursivo, para implementar as técnicas de compensação e detecção de atraso de transporte apresentadas neste trabalho.
- Estudar o projeto de controladores digitais robustos para sistemas com atraso de transporte [39].
- Melhorar o desempenho dos controladores GMV e GPC com as técnicas apresentadas neste trabalho.
- Fazer uma análise do GPC projetado com $N_1 = d$.

Bibliografia

- [1] Allidina, A. Y., Hughes, F. M. and Tahmassebi, T. *An implicit self-tuning technique for processes with variable time-delay*. International Journal Control, 44(5):1437-1457, 1986.
- [2] Astrom, K. J. and Wittenmark, B. *On self-tuning regulators*. Automatica, 9(2):185-199, 1973.
- [3] Astrom, K. J. *Self-tuning controller based on pole-placement design*. Report TFRT-3148, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology Sweden, 1978.
- [4] Astrom, K. J. and Wittenmark, B. *Self-tuning controllers based on pole-zero placement*. IEE Proc D. 127(3), 120-130, 1980.
- [5] Astrom, K. J. *Tuning and adaptation*. IFAC 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA, 1996.
- [6] Astrom, K. J. *Adaptive control around*. IEEE Control Systems, 44-49, june 1996.
- [7] Banyasz, C. and Keviczky, L. *A new recursive time delay estimation method for AR-MAX models*. 8th IFAC/IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, 3:1452-1457, 1988.
- [8] Biswas, K. K. and Singh, G. *Identification of stochastic time delay systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-23:504-505, 1978.
- [9] Bitmead, R. R., Gevers, M. and Wertz, V. *Adaptive optimal control. The thinking man's GPC*. Prentice Hall, 1990.
- [10] Chandra, P., Hahn, C. V., Unbehaven, H. and Keuchel, U. *Adaptive control of a variable dead time process with an integrator*. IFAC Workshop on Adaptive Control of Chemical Processes, Frankfurt, 67-71, 1985
- [11] Chen, R. and Loparo, K. A. *Identification of time delays in linear stochastic systems*. International Journal Control, 57(6):1273-1291, 1993.
- [12] Chien, I. L., Seborg, D. E. and Mellichamp, D. A. *A self-tuning controller for systems with unknown or varying time delays*. International Journal Control, 42(4):949-964, 1985.

- [13] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. J. *Self-tuning controller*. Proc IEE, 122(9):929-934, 1975.
- [14] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. J. *Self-tuning control*. Proc IEE, 126(6):633-640, 1979.
- [15] Clarke, D. W. *Self-tuning control of nonminimum-phase systems*. Automatica, 20(5):501-517, 1984.
- [16] Clarke, D. W., Mohtadi, C. and Tuffs, P. S. *Generalized Predictive control-part I. The basic algorithm*. Automatica, 23(2):137-148, 1987.
- [17] Clarke, D. W. *Application of generalized predictive control to industrial processes*. IEEE Control Systems Magazine, april 1988.
- [18] Clough, D. E. and Park, S. J. *A novel dead time adaptive controller*. IFAC Workshop on Adaptive Control of Chemical Processes, Frankfurt, 19-24, 1985.
- [19] Dahlin, E. B. *Designing and tuning digital controllers*. Instrumentation and Control Systems, 41(6):77-83, 1968.
- [20] De Keyser, R. M. C. *Adaptive dead time estimation*. 2nd IFAC Workshop on Adaptive Systems in Control and Signal Processing, 209-213, 1986.
- [21] De Souza, C. E., Goodwin, G. C., Mayne, D. Q. and Palaniswami, M. *An adaptive control algorithm for linear systems having unknown time delay*. Automatica, 24(3):327-341, 1988.
- [22] Donoghue, J. F. *Review of control design approaches for transport delay processes*. ISA Transactions, 16(2):27-34, 1977.
- [23] Dumont, G. A. *Adaptive dead-time compensation*. IFAC Identification and System Parameter Estimation, Washington D.C, USA, 1982.
- [24] Dumont, G. A, Elnaggar, A. and Elshafei, A. *Adaptive predictive control of systems with time varying time delay*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 7:91-101, 1993.
- [25] Elnaggar, A., Dumont, G. A. and Elshafei, A. L. *System identification and adaptive control based on a variable regression for systems having unknown delay*. Proc. 29th Conference on Decision and Control, 1445-1450, Honolulu, Hawaii, december 1990.
- [26] Elnaggar, A., Dumont, G. A. and Elshafei, A. L. *New method for delay estimation*. Proc. 29th Conference on Decision and Control, 1629-1630, Honolulu, Hawaii, december 1990.
- [27] Fong-Chwee, T and Sirisena, H. R. *Self-tuning PID controllers for dead time processes*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 35(1):119-125, february, 1988.

- [28] Gabay, E. and Merhav, S. J. *Identification of linear systems with time delay operating in a closed loop in the presence of noise*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-21:711-716, 1976.
- [29] Gallego, A. P. R, Molina, J. C. M, Lopes, L. G. C. O, Coelho, A. A. R. *Comparação entre um controlador PID de estrutura fixa e um controlador PID auto-ajustável direto aplicados a um processo de temperatura*. XI Congresso Brasileiro de Automática, 3:1243-1248, setembro 1996.
- [30] Gawthrop, P. J. and Nihtila, M. T. *Identification of time delays using a polynomial identification method*. System & Control Letters, 5:267-271, 1985.
- [31] Gerry, J. P., Vogel, E. F. and Edgar, T. F. *Adaptive control of a pilot scale distillation column*. Proc American Control Conference, 1983.
- [32] Hagglund, T. *A predictive PI controller for processes with long dead times*. Control Systems, vol 12(1):57-60, 1992.
- [33] Hang, C. C. and Chin, D. *Reduced order process modelling in self-tuning control*. Automatica, 27(3):529-534, 1991.
- [34] Ioannides, A. C., Rogers, G. J. and Latham, V. *Stability limits of a Smith controller in simple systems containing a dead-time*. International Journal Control, 29(4):557-563, 1979.
- [35] Júnior, F. K. and Sales, R. M. *Implementação de um sistema de compensação de tempo morto utilizando preditor de Smith em CLP*. 8 CBA, UFPa., Belém - Pa, 1988.
- [36] Kurz, H. and Goedecke W. *Digital parameter adaptive control of processes with unknown dead time*. Automatica, 17(1): 245-252, 1981.
- [37] Lammers, H. C. and Verbruggen, H. B. *Simple self-tuning control of process with a slowly varying time delay*. IEE Control Conference, Cambridge, 1985.
- [38] Landau, I. D. *Evolution of adaptive control*. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 115:381-391, june 1993.
- [39] Landau, I. D. *Robust digital control of systems with time delay (the Smith predictor revisited)*. International Journal Control, 62(2):325-347, 1995.
- [40] Lim, K. W. and Ling, K. V. *Generalized predictive control of a heart exchanger*. IEEE Control Systems Magazine, october 1989.
- [41] Leva, A., Maffezzoni, C. and Scattolini, R. *Self-tuning PI-PID regulators for stable systems with varying delay*. Automatica, 30(7):1171-1183., 1994.
- [42] Luders, R. *O algoritmo auto-ajustável no controle de processos com atraso de transporte variante no tempo*. Tese de Mestrado, UNICAMP, fevereiro, 1992.

- [43] Mollenkamp, R. A. *Controle automático de processos*. EBRAS, São Paulo, 1988.
- [44] Narendra, K. and Annaswamy, A. *Stable adaptive systems*. Prentice-Hall International Editions, 1989.
- [45] Ogata, K. *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall, Brasil, 1993.
- [46] Palmor, Z. *Stability properties of Smith dead-time compensator controllers*. International Journal Control, 32(5):937-949, 1980.
- [47] Pearson, A. E. and Wu, C. Y. *Decoupled delay estimation in the identification of differential delay systems*. Automatica, 20(6):761-772, 1984.
- [48] Rao, G. P. and Siuakumar, L. *Identification of time lag systems via walsh functions*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-24:806-808, 1979.
- [49] Roffel, B., Vermeer, P. J. and Chin, P. A. *Simulation and implementation of self-tuning controllers*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [50] Robinson, W. R. and Soudack, A. C. *A method for the identification of time delays in linear systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-15:97-101, 1970.
- [51] Schmidt, R. N. and Modarreszadeh, M. *A case for the adaptive, predictive multiloop controller*. Instrumental & Control Systems, august 1995.
- [52] Schneider, D. M. *Control of processes with time delays*. IEEE Transactions on Industry Applications, 24(2):186-191, march/april 1988.
- [53] Seborg, D. E., Edgar, T. F. and Shah, S. L. *Adaptive control strategies for process control: A survey*. AIChE Journal, 32(6):881-913, 1986.
- [54] Smith, O. J. M. *Controller to overcome dead time*. ISA Journal, 6(2):28-33, 1959.
- [55] Tan, K. K., Wang, Q. C., Lee, T. H. and Bi, Q. *New approach to analysis and design of Smith-Predictor controllers*. AIChE Journal, 42(6): 1793-1797, 1996.
- [56] Tsang, K. M., Besharati Rad, A. and Lo, W. L. *Adaptive control of dominant time delay systems via polynomial identification*. IEE Proc.-Control Theory Appl., 142(5):433-438, september 1995.
- [57] Vandoren, V. J. *The Smith predictor: a process engineer's crystal ball*. Control Engineering, 61-62, may 1996.
- [58] Vogel, E. F. *Adaptive control of chemical processes with variable dead time*. Thesis the University of Texas at Austin, august 1982.
- [59] Vogel, E. F. and Edgar, T. F. *An adaptive pole placement controller for chemical processes with variable dead time*. Comput. Chem. Eng., 12(1):15-26, 1988.
- [60] Wellstead, P. E., Prager, D. and Zanker, P. *Pole assignment self-tuning regulator*. Proc. IEE, 126(8):781-786, 1979.

- [61] Wellstead, P. E. and Zarrop, M. B. *Self-tuning systems*. Control and Signal Processing. Wiley, New York 1991.
- [62] White, D. C. *Parameter estimation in time delay systems*. Ph. D. Dissertation, Princeton University, 1976.
- [63] Wong, E. C. *Parameter identification of linear discrete stochastic systems with time delays*. Control and Dynamic Systems, 16:131-176, 1980.
- [64] Wong, K. Y. and Bayoumi, M. M. *A self-tuning control for algorithm systems with unknown time delay*. 6th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation, 1064-1068, 1982.
- [65] Yamanaka, K. and Shimemura, E. *Effects of mismatched Smith controller on stability in systems with time-delay*. Automatica, 23:787-791, 1987.
- [66] Yamuna, K. and Unbehauen, H. *Tuning and auto-tuning in predictive control*. IFAC 13th Triennial World Congress, 109-114, San Francisco, USA, 1996.