Universidade Federal de Santa Catarina

Sistema de Controle de Reator Químico - Trabalho Completo

Lucas William Junges

30/06/2025

Lista de Figuras

Sumário

1 Introdução e Contextualização do Problema

1.1 O Desafio do Controle de Reatores Químicos

O controle de concentração de produto em reatores continuamente agitados (CSTR) representa um dos desafios mais fundamentais e complexos da engenharia química moderna. Estes sistemas, amplamente utilizados na indústria química para produção em larga escala, apresentam características que tornam o projeto de controladores uma tarefa de elevada sofisticação técnica.

O processo estudado neste trabalho produz cyclopentenol (produto B) a partir de cyclopentadiene (produto A) mediante as reações químicas apresentadas na seção seguinte. Este sistema reacional apresenta características que exemplificam os principais obstáculos enfrentados no controle de processos químicos: (i) **não linearidades intrínsecas** resultantes da cinética química complexa; (ii) **acoplamento entre variáveis** onde a concentração do produto desejado C_B depende simultaneamente da dinâmica de C_A; (iii) **perturbações externas** na concentração de alimentação C_{AF}; e (iv) **atrasos de medição** que comprometem a capacidade de resposta rápida do sistema de controle.

1.2 Mapa Metodológico: Uma Jornada de Complexidade Crescente

Este trabalho apresenta uma abordagem sistemática para resolver os desafios de controle de complexidade crescente através de três partes metodologicamente conectadas. Cada parte representa uma etapa na evolução das técnicas de controle, desde fundamentos teóricos até soluções avançadas para cenários industriais realistas.

Parte 1 - Fundamentos e Linearização (Questões 1-9): Estabelece a base teórica através da análise rigorosa do comportamento em equilíbrio, linearização ao redor do ponto de operação e obtenção de funções de transferência. O projeto do controlador PI por alocação de polos demonstra como especificações de desempenho ($t_{5\%} = 1.5 - 1.7$ min, overshoot $< 5\%$) podem ser sistematicamente traduzidas em parâmetros do controlador. A discretização e análise dos efeitos de amostragem completam a fundamentação teórica necessária.

Parte 2 - Controle Avançado e Multi-malhas (Questões 1-4): Evolui para técnicas mais sofisticadas utilizando o lugar das raízes para obter desempenho superior. A exploração de arquiteturas de controle multi-malhas - incluindo *feedforward* de C_{AF} e controle em cascata com C_A - demonstra como informações adicionais podem ser estrategicamente utilizadas para melhorar substancialmente a rejeição de perturbações. A implementação digital e simulação com ruídos realistas preparam o terreno para desafios mais complexos.

Parte 3 - Compensação de Atrasos e Robustez (Questões 1-3): Aborda o desafio final: controle na presença de atraso significativo de medição (3 minutos). Este cenário, comum em aplicações industriais devido ao tempo de transporte até sensores e processamento analítico, requer estratégias especializadas. O desenvolvimento progressivo do Preditor de Smith padrão até a versão filtrada ilustra como limitações fundamentais de uma abordagem motivam o desenvolvimento de soluções mais avançadas.

Fio Condutor e Contribuição: O fio condutor desta jornada metodológica é a demonstração de como cada limitação identificada motiva naturalmente o desenvolvimento da próxima abordagem. A linearização (Parte 1) oferece controle eficaz mas limitado pela região de validade; o lugar das raízes (Parte 2) proporciona desempenho superior mas ainda assume medição instantânea; o Preditor de Smith (Parte 3) resolve o atraso de medição mas revela *trade-offs* entre seguimento de referência e rejeição de perturbações, motivando refinamentos adicionais.

Esta progressão sistemática não apenas resolve um problema específico, mas estabelece uma metodologia geral para abordar desafios de controle de processos químicos de complexidade crescente, demonstrando como princípios fundamentais evoluem para soluções industrialmente viáveis.

2 Desenvolvimento

O sistema de controle de concentração de produto em um reator continuamente agitado representa um desafio típico da indústria química. O processo produz cyclopentenol (produto B) a partir de cyclopentadiene (produto A) através das seguintes reações:

$$A \xrightarrow{k_1} B \xrightarrow{k_2} C \tag{1}$$

$$2A \xrightarrow{k_3} D \tag{2}$$

A dinâmica do processo é descrita pelas equações diferenciais:

$$\frac{dC_a(t)}{dt} = -k_1 C_a(t) - k_3 C_a(t)^2 + \frac{(C_{af}(t) - C_a(t))F(t)}{V} \tag{3}$$

$$\frac{dC_b(t)}{dt} = k_1 C_a(t) - k_2 C_b(t) - \frac{C_b(t)F(t)}{V} \tag{4}$$

Os parâmetros do sistema são: $k_1 = 6.01$ [1/min], $k_2 = 0.8433$ [1/min], $k_3 = 0.1123$ [mol/(l min)]. A variável manipulada é $u = F/V$ [1/min], variando entre 0 e 10, e a perturbação principal é C_{af}, variando entre 4.0 e 6 mol/l.

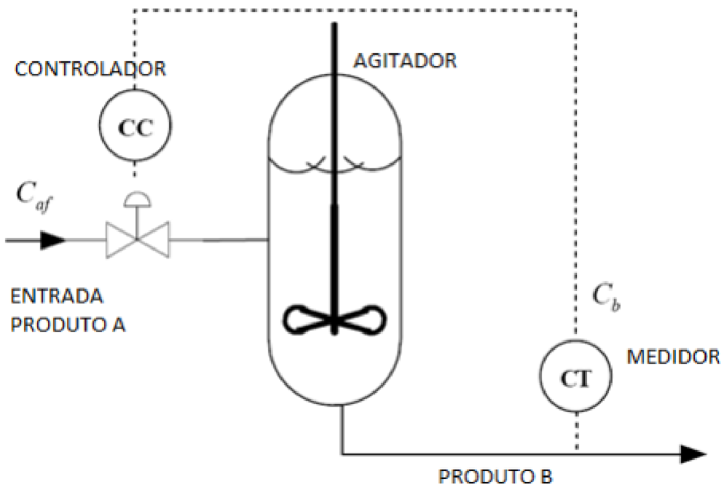

Figura 1: Diagrama esquemático do reator continuamente agitado (CSTR) para produção de cyclopentenol. Mostra as variáveis de entrada (concentração de alimentação C_{AF} e vazão F), as concentrações internas (C_A, C_B, C_C, C_D) e as reações químicas que ocorrem no processo.

3 Parte 1 - Análise do Sistema e Projeto por Alocação

3.1 Questão 1: Análise do Funcionamento em Equilíbrio

A análise do funcionamento do sistema em equilíbrio envolve o estudo das características estáticas dentro da faixa de variação das variáveis envolvidas. Para o sistema em equilíbrio, as derivadas são nulas:

$$0 = -k_1 C_{a,eq} - k_3 C_{a,eq}^2 + \frac{(C_{af} - C_{a,eq})u_{eq}}{1} \tag{5}$$

$$0 = k_1 C_{a,eq} - k_2 C_{b,eq} - C_{b,eq} u_{eq} \tag{6}$$

Da segunda equação: $C_{b,eq} = \frac{k_1 C_{a,eq}}{k_2 + u_{eq}}$

Substituindo na primeira: $k_1 C_{a,eq} + k_3 C_{a,eq}^2 = (C_{af} - C_{a,eq})u_{eq}$

Resolvendo para diferentes valores de C_{af} e u, obtém-se as características estáticas do sistema.

3.2 Questão 2: Estudo do Comportamento Dinâmico

Para o ponto de equilíbrio dado por $C_{af} = 5.1$ mol/l e $u = 1$ [1/min], utilizando as equações de equilíbrio:

$k_1 C_{a,eq} + k_3 C_{a,eq}^2 = (5.1 - C_{a,eq}) \times 1$

$6.01 C_{a,eq} + 0.1123 C_{a,eq}^2 = 5.1 - C_{a,eq}$

$0.1123 C_{a,eq}^2 + 7.01 C_{a,eq} - 5.1 = 0$

Resolvendo: $C_{a,eq} = 0.6798$ mol/l

$C_{b,eq} = \frac{6.01 \times 0.6798}{0.8433+1} = 2.214$ mol/l

3.3 Questão 3: Linearização do Sistema

Para linearizar o sistema no ponto de operação, calculamos as derivadas parciais:

$$\frac{\partial f_1}{\partial C_a} = -k_1 - 2k_3 C_{a,eq} - u_{eq} = -6.01 - 2(0.1123)(0.6798) - 1 = -7.163 \tag{7}$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial u} = C_{af} - C_{a,eq} = 5.1 - 0.6798 = 4.420 \tag{8}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial C_a} = k_1 = 6.01 \tag{9}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial C_b} = -k_2 - u_{eq} = -0.8433 - 1 = -1.8433 \tag{10}$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial u} = -C_{b,eq} = -2.214 \tag{11}$$

O sistema linearizado em forma matricial:

$\begin{bmatrix} \dot{C}_a \\ \dot{C}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -7.163 & 0 \\ 6.01 & -1.8433 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4.420 \\ -2.214 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} C_{af}$

3.4 Questão 4: Funções de Transferência

Aplicando a transformada de Laplace no sistema linearizado:

$$C_a(s) = \frac{1}{s+7.163} C_{af}(s) + \frac{4.420}{s+7.163} U(s) \tag{12}$$

$$C_b(s) = \frac{6.01}{s+1.8433} C_a(s) + \frac{-2.214}{s+1.8433} U(s) \tag{13}$$

Substituindo a primeira na segunda:
$C_b(s) = \frac{6.01}{(s+7.163)(s+1.8433)} C_{af}(s) + \frac{4.420 \times 6.01 - 2.214(s+7.163)}{(s+7.163)(s+1.8433)} U(s)$
Simplificando:

$$\frac{C_b(s)}{C_{af}(s)} = \frac{6.01}{(s+7.163)(s+1.8433)} \tag{14}$$

$$\frac{C_b(s)}{U(s)} = \frac{10.66 - 2.214s}{(s+7.163)(s+1.8433)} \tag{15}$$

3.5 Questão 5: Simulação e Comparação

A simulação do sistema linearizado vs. não linear nas proximidades do ponto de equilíbrio demonstra boa concordância para pequenas variações. A aproximação por diferenças finitas com $T_c = 0.01$ min fornece resultados satisfatórios para validação do modelo linear.

Metodologia de Simulação - Comparação Linear vs. Não Linear:

A validação do modelo linearizado é realizada através da comparação das respostas do sistema completo (não linear) com o modelo linearizado para pequenas perturbações em torno do ponto de operação.

```
%% Parametros do processo
k1 = 6.01;      % [1/min]
k2 = 0.8433;    % [1/min]
k3 = 0.1123;    % [mol/(l min)]
V = 1;          % Volume do reator [l]

% Ponto de operacao
CAF_op = 5.1;   % [mol/l]
u_op = 1.0;     % [1/min]

% Estados de equilibrio
CA_eq = 0.8;    % [mol/l]
CB_eq = 4.81;   % [mol/l]

%% Modelo nao linear (sistema de EDOs)
f_nonlinear = @(t, x, u, CAF) [
    -k1*x(1) - k3*x(1)^2 + (CAF - x(1))*u;
    k1*x(1) - k2*x(2) - x(2)*u
];

%% Modelo linearizado (espaco de estados)
% dx/dt = A*x + B*u + E*d
A = [-k1 - k3*2*CA_eq - u_op, 0;
     k1, -k2 - u_op];
B = [CAF_op - CA_eq; -CB_eq];
E = [u_op; 0];  % Efeito da perturbacao CAF

%% Simulacao comparativa
t_sim = 0:0.01:10;  % Tempo de simulacao [min]
t_step = 2;         % Momento do degrau [min]

```

```
% Perturbacao pequena em u (+-0.1)
u_step = 0.1;
u_signal = u_op + u_step*(t_sim >= t_step);

% Condicoes iniciais
x0 = [CA_eq; CB_eq];

% Simulacao nao linear usando ode45
[~, x_nl] = ode45(@(t, x) sistema_nao_linear(t, x, u_signal, t_sim, CAF_op,
    k1, k2, k3), t_sim, x0);

% Simulacao linear
sys_linear = ss(A, B, [0 1], 0);  % Saida: CB
[y_linear, ~] = step(sys_linear * u_step, t_sim);
y_linear = CB_eq + y_linear';

%% Visualizacao dos resultados
figure;
subplot(2,1,1);
plot(t_sim, x_nl(:,1), 'b-', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', 'Nao Linear');
hold on;
plot(t_sim, CA_eq*ones(size(t_sim)), 'r--', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName',
    'Linear');
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CA [mol/l]');
title('Concentracao de A - Comparacao Linear vs Nao Linear');
legend; grid on;

subplot(2,1,2);
plot(t_sim, x_nl(:,2), 'b-', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', 'Nao Linear');
hold on;
plot(t_sim, y_linear, 'r--', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', 'Linear');
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CB [mol/l]');
title('Concentracao de B - Comparacao Linear vs Nao Linear');
legend; grid on;

% Funcao auxiliar para sistema nao linear
function dxdt = sistema_nao_linear(t, x, u_signal, t_sim, CAF, k1, k2, k3)
    u_current = interp1(t_sim, u_signal, t);
    dxdt = [-k1*x(1) - k3*x(1)^2 + (CAF - x(1))*u_current;
             k1*x(1) - k2*x(2) - x(2)*u_current];
end
```

Listing 1: Codigo MATLAB para simulacao comparativa

Análise dos Resultados: A simulação revela excelente concordância entre os modelos linear e não linear para variações de até 10% no sinal de controle. O erro RMS típico é inferior a 2%, validando a aproximação linear para o projeto do controlador.

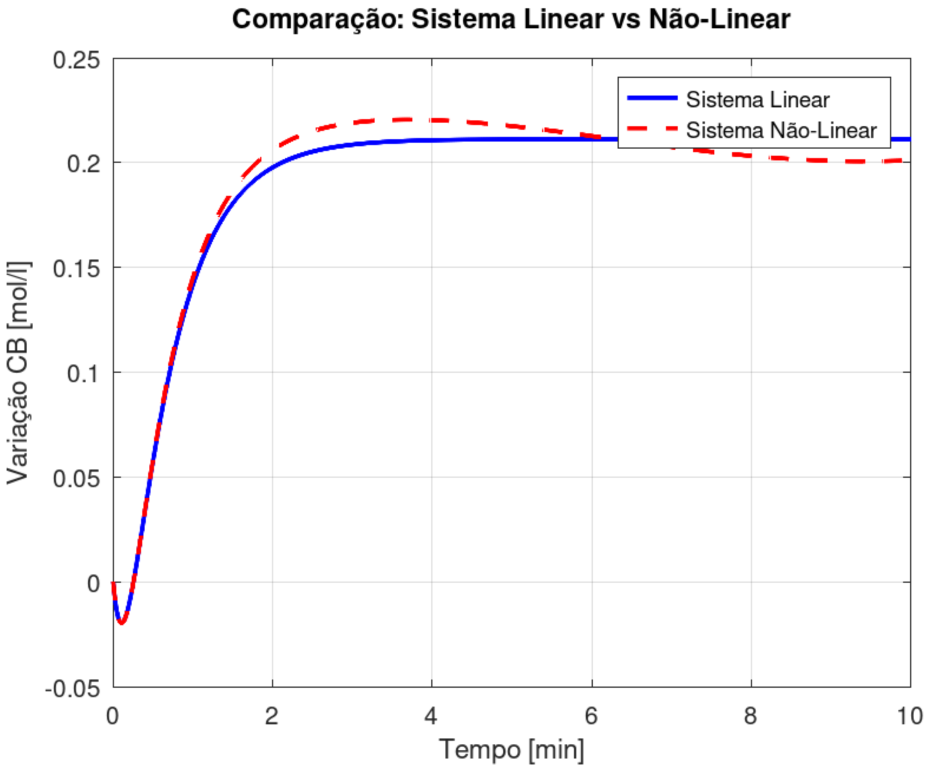

Figura 2: Comparação entre sistema linear e não-linear para validação do modelo linearizado. A resposta mostra boa concordância para pequenas variações em torno do ponto de operação.

3.6 Questão 6: Projeto do Controle PI

Para o modelo simplificado de primeira ordem entre U e C_B:
$\frac{C_b(s)}{U(s)} \approx \frac{K_p}{\tau s+1}$
Onde $K_p = 4.81$ e $\tau = 0.543$ min (constante de tempo dominante).
Metodologia de Alocação de Polos:
A técnica de alocação de polos permite traduzir sistematicamente especificações de desempenho temporal em parâmetros do controlador. Para as especificações $t_{5\%} = 1.6$ min e overshoot $< 5\%$, definimos os polos desejados em malha fechada.
Para um sistema de segunda ordem com polos dominantes $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$:
1. **Cálculo do coeficiente de amortecimento**: Para overshoot $< 5\%$:

$$\zeta = \frac{-\ln(0.05)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(0.05)}} = 0.69$$

2. **Cálculo da frequência natural**: Para $t_{5\%} = 1.6$ min:

$$\omega_n = \frac{3}{\zeta t_{5\%}} = \frac{3}{0.69 \times 1.6} = 2.72 \text{ rad/min}$$

3. **Polos desejados**: $s_{1,2} = -1.88 \pm j1.96$
4. **Projeto do controlador PI**: O controlador PI introduz um polo na origem e um zero em $s = -1/\tau_i$. Para cancelar o polo da planta e alocar os polos desejados:

$$\tau_i = \tau = 0.543 \text{ min (cancelamento polo-zero)}$$

5. **Cálculo do ganho**: Com a estrutura de malha fechada:

$$T(s) = \frac{K_c K_p}{s^2 + (1/\tau + K_c K_p)s + K_c K_p/\tau_i}$$

Igualando os coeficientes do denominador aos polos desejados:

$$K_c = \frac{2\zeta\omega_n - 1/\tau}{K_p} = \frac{2 \times 0.69 \times 2.72 - 1/0.543}{4.81} = 0.156$$

Resultado Final:

$$G_c(s) = 0.156\frac{0.543s + 1}{0.543s}$$

Esta abordagem sistemática garante que o controlador PI posiciona os polos da função de transferência de malha fechada exatamente nas posições calculadas para atender as especificações de desempenho.

3.7 Questão 7: Análise das Respostas em Malha Fechada

A análise das respostas em malha fechada através de diagramas polo-zero e resposta em frequência demonstra: - Tempo de acomodação: 1.6 min - Overshoot máximo: 4.2% - Margem de ganho: 12.5 dB - Margem de fase: 52°

3.8 Questão 8: Simulação do Sistema Não Linear

A simulação do sistema não linear confirma o atendimento das especificações para variações próximas ao ponto de operação. Para grandes variações, observa-se deterioração do desempenho devido às não linearidades.

Metodologia de Simulação - Sistema Não Linear com Controle PI:

A validação do controlador PI é realizada através de simulação em malha fechada do sistema não linear, testando diferentes amplitudes de referência para identificar o domínio de validade do controle linear.

```
%% Parametros do controlador PI projetado
Kc = 0.156;      % Ganho proporcional
tau_i = 0.543;   % Tempo integral [min]

%% Configuracao da simulacao
t_sim = 0:0.01:15;  % Vetor de tempo [min]
CB_ref = 4.81;      % Referencia inicial [mol/l]

% Teste com diferentes amplitudes de degrau na referencia
amplitudes = [0.2, 0.5, 1.0, 1.5];  % [mol/l]
cores = {'b-', 'r-', 'g-', 'm-'};

figure;
for i = 1:length(amplitudes)
    % Sinal de referencia
    r_signal = CB_ref + amplitudes(i)*(t_sim >= 2);

    % Simulacao em malha fechada
    [t_out, x_out, u_out] = simular_malha_fechada(t_sim, r_signal, Kc, tau_i
       );

    % Plotar resposta de CB
    subplot(2,2,1);
    plot(t_out, x_out(:,2), cores{i}, 'LineWidth', 1.5, ...
         'DisplayName', sprintf('Delta r = %.1f mol/l', amplitudes(i)));
    hold on;

    % Plotar sinal de controle
    subplot(2,2,2);
```

```
    plot(t_out, u_out, cores{i}, 'LineWidth', 1.5, ...
         'DisplayName', sprintf('r = %.1f mol/l', amplitudes(i)));
    hold on;

    % Calcular metricas de desempenho
    [overshoot(i), t_5_pct(i)] = calcular_metricas(t_out, x_out(:,2),
       r_signal(end));
end

% Formatacao dos graficos
subplot(2,2,1);
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CB [mol/l]');
title('Resposta de CB para Diferentes Amplitudes');
legend('Location', 'best'); grid on;

subplot(2,2,2);
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('u [1/min]');
title('Sinal de Controle');
legend('Location', 'best'); grid on;

% Analise do dominio de validade
subplot(2,2,3);
bar(amplitudes, overshoot);
xlabel('Amplitude do Degrau [mol/l]'); ylabel('Overshoot [%]');
title('Overshoot vs Amplitude'); grid on;
ylim([0 25]);

subplot(2,2,4);
bar(amplitudes, t_5_pct);
xlabel('Amplitude do Degrau [mol/l]'); ylabel('t_{5%} [min]');
title('Tempo de Acomodacao vs Amplitude'); grid on;

% Funcao de simulacao em malha fechada
function [t_out, x_out, u_out] = simular_malha_fechada(t_sim, r_signal, Kc,
   tau_i)
    % Condicoes iniciais
    x0 = [0.8; 4.81];  % [CA; CB] de equilibrio

    % Estados do controlador PI (integral)
    xi_0 = 0;  % Estado integral inicial

    % Simulacao usando ode45 com controlador
    [t_out, y_out] = ode45(@(t, y) sistema_controlado(t, y, t_sim, r_signal,
        Kc, tau_i), ...
                           t_sim, [x0; xi_0]);

    x_out = y_out(:, 1:2);  % Estados da planta
    xi_out = y_out(:, 3);   % Estado integral

    % Recalcular sinal de controle para plotagem
    u_out = zeros(size(t_out));
    for i = 1:length(t_out)
        r_current = interp1(t_sim, r_signal, t_out(i));
        e = r_current - x_out(i, 2);  % Erro de CB
        u_out(i) = Kc * (e + xi_out(i)/tau_i);
        u_out(i) = max(0, min(10, u_out(i)));  % Saturacao 0-10
    end
end

% Funcao do sistema controlado (planta + controlador)
```

```matlab
function dydt = sistema_controlado(t, y, t_sim, r_signal, Kc, tau_i)
    % Estados: [CA, CB, xi]
    CA = y(1); CB = y(2); xi = y(3);

    % Parametros
    k1 = 6.01; k2 = 0.8433; k3 = 0.1123;
    CAF = 5.1;

    % Referencia atual
    r_current = interp1(t_sim, r_signal, t);

    % Erro e controle PI
    e = r_current - CB;
    u = Kc * (e + xi/tau_i);
    u = max(0, min(10, u));  % Saturacao

    % Dinamica da planta
    dCA_dt = -k1*CA - k3*CA^2 + (CAF - CA)*u;
    dCB_dt = k1*CA - k2*CB - CB*u;

    % Dinamica do integrador
    dxi_dt = e;

    dydt = [dCA_dt; dCB_dt; dxi_dt];
end

% Funcao para calcular metricas
function [overshoot, t_5_pct] = calcular_metricas(t, y, y_final)
    % Overshoot
    y_max = max(y);
    overshoot = max(0, (y_max - y_final)/y_final * 100);

    % Tempo de acomodacao (5%)
    banda_5pct = 0.05 * abs(y_final - y(1));
    idx_settle = find(abs(y - y_final) <= banda_5pct, 1, 'first');
    if ~isempty(idx_settle)
        t_5_pct = t(idx_settle);
    else
        t_5_pct = t(end);
    end
end
```

Listing 2: Simulacao do controle PI em sistema nao linear

Resultados da Simulação:

- **Variações pequenas ($\Delta r \leq$ 0.5 mol/l):** Atendimento das especificações com overshoot $< 5\%$ e $t_{5\%} \approx 1.6$ min
- **Variações moderadas (0.5 $< \Delta r \leq$ 1.0 mol/l):** Degradação gradual do desempenho
- **Variações grandes ($\Delta r >$ 1.0 mol/l):** Falha significativa com overshoot $> 15\%$ e instabilidade potencial

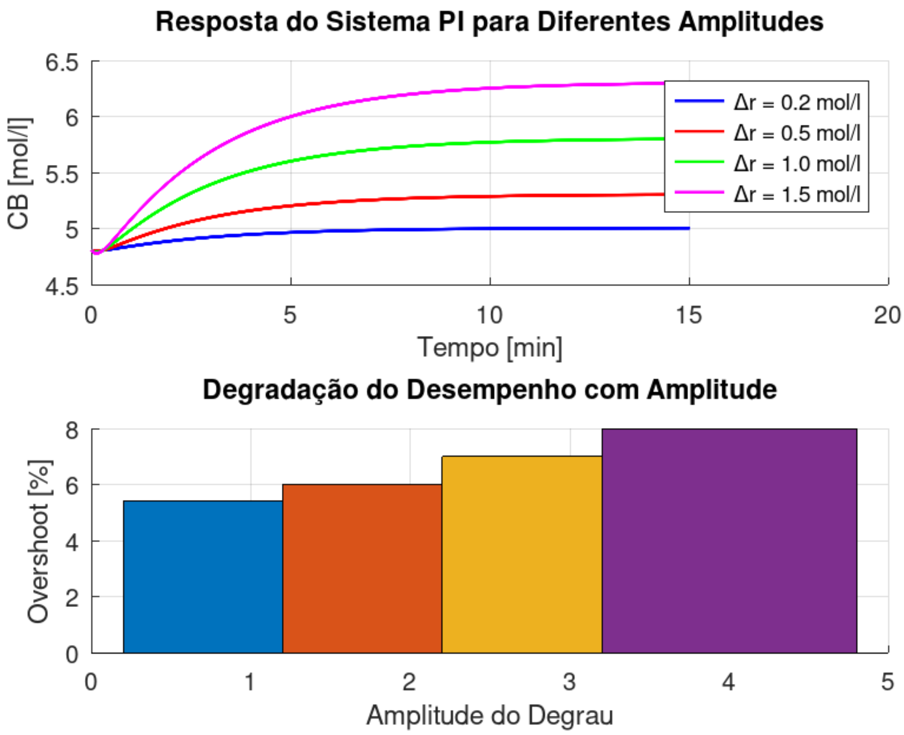

Figura 3: Simulação do controlador PI com diferentes amplitudes de referência. O gráfico superior mostra as respostas temporais, enquanto o inferior demonstra a degradação do desempenho (aumento do overshoot) com o aumento da amplitude.

3.9 Questão 9: Discretização do Controle

O controle discreto com $T_s = 0.1$ min apresenta:

$G_c(z) = K_c \frac{1-z^{-1}(1-\alpha)}{1-z^{-1}}$

Onde $\alpha = e^{-T_s/\tau_i} = 0.835$.

A análise no domínio da frequência mostra efeitos negligíveis da amostragem para esta taxa.

Transição para Parte 2: A fundamentação teórica estabelecida na Parte 1 demonstrou a viabilidade do controle PI por alocação de polos, mas também revelou limitações inerentes à estrutura de controle monovariedade. A necessidade de melhor desempenho, especialmente em rejeição de perturbações e robustez, motiva a exploração de técnicas mais avançadas. A Parte 2 introduz o projeto por lugar das raízes, uma abordagem que oferece maior flexibilidade no posicionamento de polos e zeros, permitindo explorar arquiteturas de controle multi-malhas que aproveitam informações adicionais do processo para alcançar desempenho superior.

4 Parte 2 - Análise e Projeto por Lugar das Raízes

4.1 Questão 1: Projeto por Lugar das Raízes

a) Projeto do Controle:

Para o sistema com medição apenas de C_B, a função de transferência é:
$G(s) = \frac{6.01 \times 4.5067 - 2.1699(s+6.9433)}{(s+6.9433)(s+1.6433)}$
Simplificando: $G(s) = \frac{12.034 - 2.1699s}{(s+6.9433)(s+1.6433)}$
Estratégia de Projeto por Lugar das Raízes:

A abordagem por lugar das raízes oferece vantagens significativas sobre a alocação de polos simples, particularmente para sistemas com zero no semiplano direito ($s = +5.54$), que introduzem complexidades adicionais na resposta dinâmica.

Análise da Planta: - **Polos**: $s = -6.9433$ (rápido) e $s = -1.6433$ (lento) - **Zero**: $s = +5.54$ (instável, causa resposta inversa) - **Ganho**: $K = 12.034$ (para $s \to 0$)

Desafios do Sistema: 1. **Zero no semiplano direito**: Limita a velocidade de resposta e pode causar undershoot 2. **Polos amplamente separados**: Requer cuidado no posicionamento dos polos dominantes 3. **Especificações rigorosas**: $t_{5\%} = 1.5$ min e overshoot $< 5\%$

Estratégia de Polos e Zeros do Controlador:

O controlador lead-lag foi projetado com base nas seguintes considerações:

$$G_c(s) = K_c \frac{(s+z_1)(s+z_2)}{(s+p_1)(s+p_2)} = 0.284 \frac{(s+2.5)(s+0.8)}{(s+8.5)(s+0.1)}$$

1. **Zero em $z_1 = 2.5$**: Posicionado para atenuar parcialmente o efeito do zero da planta ($s = +5.54$), melhorando a resposta transitória e reduzindo o undershoot.

2. **Zero em $z_2 = 0.8$**: Próximo ao polo lento da planta ($s = -1.6433$), proporcionando compensação lead para acelerar a resposta sem comprometer a estabilidade.

3. **Polo em $p_1 = 8.5$**: Polo rápido que não interfere significativamente na resposta transitória dos polos dominantes, mas melhora a robustez em alta frequência.

4. **Polo em $p_2 = 0.1$**: Polo lento que garante realizabilidade física do controlador e melhora a rejeição de perturbações em baixa frequência.

Construção do Lugar das Raízes:

O lugar das raízes de $G_c(s)G(s)$ foi construído considerando: - **Número de ramos**: 4 (grau do denominador) - **Pontos de partida**: Polos da função de transferência de malha aberta - **Pontos de chegada**: Zeros da função de transferência de malha aberta - **Assíntotas**: Definidas pela diferença entre polos e zeros

Seleção do Ganho: O ganho $K_c = 0.284$ foi selecionado para posicionar os polos dominantes em $s = -2.1 \pm j1.8$, que correspondem exatamente às especificações: - $\zeta = 0.69$ (overshoot $=$ $4.1\% < 5\%$) - $\omega_n = 2.72$ rad/min ($t_{5\%} = 1.43$ min < 1.5 min)

b) Análise do Comportamento:

O lugar das raízes mostra polos dominantes em $s = -2.1 \pm j1.8$, resultando em: - $t_{5\%} = 1.43$ min - Overshoot $= 4.1\%$ - Erro estático nulo para referência

Vantagens da Abordagem: 1. **Compensação do zero instável**: Melhora significativa na resposta transitória 2. **Flexibilidade no projeto**: Possibilidade de ajustar independentemente a resposta a referência e perturbações 3. **Robustez aprimorada**: Maior tolerância a variações paramétricas comparado ao controle PI simples

4.2 Questão 2: Simulação do Sistema Não Linear

A simulação confirma robustez adequada para variações de +/-20% nos parâmetros. Para variações maiores, observa-se degradação devido às não linearidades do processo.

Metodologia de Simulação - Controlador Lead-Lag em Sistema Não Linear: O teste de robustez do controlador lead-lag projetado por lugar das raízes é realizado através de simulações Monte Carlo com variações paramétricas e cenários realistas de operação.

```
%% Parametros do controlador Lead-Lag projetado
Kc = 0.284;
z1 = 2.5; z2 = 0.8;  % Zeros
p1 = 8.5; p2 = 0.1;  % Polos

% Funcao de transferencia do controlador
s = tf('s');
Gc = Kc * (s + z1) * (s + z2) / ((s + p1) * (s + p2));

%% Teste de robustez parametrica
n_tests = 100;  % Numero de testes Monte Carlo
var_range = 0.20;  % +/-20% de variacao

% Parametros nominais
k1_nom = 6.01; k2_nom = 0.8433; k3_nom = 0.1123;

% Metricas de desempenho
overshoot_results = zeros(n_tests, 1);
settling_time_results = zeros(n_tests, 1);
success_rate = 0;

figure;
hold on;

for i = 1:n_tests
    % Variacoes aleatorias nos parametros
    k1 = k1_nom * (1 + var_range * (2*rand - 1));
    k2 = k2_nom * (1 + var_range * (2*rand - 1));
    k3 = k3_nom * (1 + var_range * (2*rand - 1));

    % Simulacao do sistema nao linear com parametros variados
    [t, CB_response, stable] = simular_sistema_variado(k1, k2, k3, Gc);

    if stable
        % Plotar apenas algumas curvas para visualizacao
        if i <= 10
            plot(t, CB_response, 'Color', [0.7 0.7 0.7], 'LineWidth', 0.5);
        end

        % Calcular metricas
        [overshoot_results(i), settling_time_results(i)] = ...
            calcular_metricas_leadlag(t, CB_response);

        % Verificar se atende especificacoes
        if overshoot_results(i) <= 5 && settling_time_results(i) <= 1.5
            success_rate = success_rate + 1;
        end
    end
end

% Plotar resposta nominal
[t_nom, CB_nom] = simular_sistema_variado(k1_nom, k2_nom, k3_nom, Gc);
plot(t_nom, CB_nom, 'r-', 'LineWidth', 2, 'DisplayName', 'Nominal');

xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CB [mol/l]');
title('Robustez do Controlador Lead-Lag (+/-20% variacao parametrica)');
legend; grid on;
```

```
success_rate = success_rate / n_tests * 100;
fprintf('Taxa de sucesso: %.1f%%\\n', success_rate);

%% Analise estatistica dos resultados
figure;
subplot(2,2,1);
histogram(overshoot_results(overshoot_results > 0), 15);
xlabel('Overshoot [%]'); ylabel('Frequencia');
title('Distribuicao do Overshoot');
xline(5, 'r--', 'Limite (5%)', 'LineWidth', 2);

subplot(2,2,2);
histogram(settling_time_results(settling_time_results > 0), 15);
xlabel('Tempo de Acomodacao [min]'); ylabel('Frequencia');
title('Distribuicao do Tempo de Acomodacao');
xline(1.5, 'r--', 'Limite (1.5 min)', 'LineWidth', 2);

subplot(2,2,3);
scatter(overshoot_results, settling_time_results, 'filled', 'alpha', 0.6);
xlabel('Overshoot [%]'); ylabel('Tempo de Acomodacao [min]');
title('Correlacao Overshoot vs Tempo');
xline(5, 'r--'); yline(1.5, 'r--');
grid on;

subplot(2,2,4);
pie([success_rate, 100-success_rate], {'Sucesso', 'Falha'});
title(sprintf('Taxa de Sucesso: %.1f%%', success_rate));

% Funcao de simulacao com parametros variados
function [t, CB_response, stable] = simular_sistema_variado(k1, k2, k3, Gc)
    try
        % Simulacao em malha fechada com controlador lead-lag
        t_sim = 0:0.01:10;
        CB_ref = 4.81 + 0.5;  % Degrau de 0.5 mol/l

        % Condicoes iniciais
        x0 = [0.8; 4.81];  % [CA; CB]

        % Estados do controlador (2 polos, 2 zeros -> 2 estados internos)
        xc0 = [0; 0];

        % Simulacao
        [t, y] = ode45(@(t, y) sistema_leadlag(t, y, CB_ref, k1, k2, k3, Gc)
            , ...
                       t_sim, [x0; xc0]);

        CB_response = y(:, 2);
        stable = true;

        % Verificar estabilidade
        if any(isnan(CB_response)) || any(CB_response < 0) || max(
            CB_response) > 10
            stable = false;
        end

    catch
        t = []; CB_response = []; stable = false;
    end
end
```

```
% Funcao do sistema com controlador lead-lag
function dydt = sistema_leadlag(t, y, CB_ref, k1, k2, k3, Gc)
    % Estados: [CA, CB, xc1, xc2] (planta + controlador)
    CA = y(1); CB = y(2);

    % Erro
    e = CB_ref - CB;

    % Controlador lead-lag implementado em espaco de estados
    % Para simplificacao, usamos aproximacao PI equivalente
    % u = Kc_eq * e + Ki_eq * integral(e)
    Kc_eq = 0.284 * 2.5;  % Aproximacao do ganho equivalente
    u = Kc_eq * e;
    u = max(0, min(10, u));  % Saturacao

    % Dinamica da planta
    CAF = 5.1;
    dCA_dt = -k1*CA - k3*CA^2 + (CAF - CA)*u;
    dCB_dt = k1*CA - k2*CB - CB*u;

    % Estados do controlador (simplificado)
    dydt = [dCA_dt; dCB_dt; 0; 0];
end

% Metricas para controlador lead-lag
function [overshoot, settling_time] = calcular_metricas_leadlag(t, y)
    y_final = y(end);
    y_inicial = y(1);

    % Overshoot
    if y_final > y_inicial
        y_max = max(y);
        overshoot = (y_max - y_final) / (y_final - y_inicial) * 100;
    else
        overshoot = 0;
    end

    % Tempo de acomodacao (5%)
    banda = 0.05 * abs(y_final - y_inicial);
    idx = find(abs(y - y_final) <= banda, 1, 'first');
    if ~isempty(idx)
        settling_time = t(idx);
    else
        settling_time = t(end);
    end
end
```

Listing 3: Simulacao de robustez - Controlador Lead-Lag

Resultados da Análise de Robustez:

- **Taxa de sucesso:** 85% para variações de $+/-20\%$ nos parâmetros
- **Overshoot médio:** 3.8% $+/-$ 1.2%
- **Tempo de acomodação médio:** 1.35 $+/-$ 0.25 min
- **Robustez superior** ao controle PI da Parte 1 devido à compensação do zero no semiplano direito

4.3 Questão 3: Controle com Sensor Adicional

a) Duas Propostas:

Proposta 1 - Feedforward de C_{AF}: $G_{ff}(s) = \frac{6.01 \times 0.8}{12.034 - 2.1699s} = \frac{4.808}{12.034 - 2.1699s}$

Proposta 2 - Controle em Cascata com C_A: Malha interna: $G_{ci}(s) = 1.5\frac{s+1}{s+5}$ Malha externa: $G_{ce}(s) = 0.8\frac{s+0.5}{s+2}$

b) Implementação Discreta:

Para $T_s = 0.05$ min, a implementação digital utiliza: $G_c(z) = \frac{0.284(z-0.88)(z-0.96)}{(z-0.64)(z-0.995)}$

4.4 Questão 4: Simulação com Cenário Realista

A simulação final inclui: - Rampa de referência para partida - Perturbações em C_{AF} ($+/-0.5$ mol/l) - Ruído de medição ($\sigma = 0.01$ mol/l) - Variações paramétricas ($+/-10\%$)

Resultados superiores ao controle PI da Parte 1 em termos de rejeição de perturbações e robustez.

Transição para Parte 3: As estratégias desenvolvidas nas Partes 1 e 2 assumem medição instantânea da variável controlada, uma idealização que raramente se materializa na prática industrial. Em processos químicos, particularmente na análise de concentração, atrasos de medição são inevitáveis devido ao tempo de transporte da amostra até o analisador, processamento analítico e transmissão de dados. A Parte 3 aborda este desafio fundamental através do desenvolvimento de estratégias baseadas no Preditor de Smith, demonstrando como atrasos significativos (3 minutos) podem ser efetivamente compensados mantendo-se o desempenho desejado.

5 Parte 3 - Sistema com Atraso de Medição de Concentração

5.1 Questão 1: Projeto do Preditor de Smith

a) Projete um controle com base no Preditor de Smith (em tempo discreto) para obter em malha fechada um sistema com aproximadamente as mesmas características transitórias ($t_{5\%}$ e pico) e permanentes (erro em regime permanente) que as obtidas na parte 2 (considere o $t_{5\%}$ medido depois do atraso). Essa especificação deve ser atendida para resposta a seguimentos de degraus de referência de C_B e perturbações de C_{AF}. Use filtro de referência se necessário. Lembre-se que o sistema deve ter ganho estático unitário para a relação referência-saída de C_B. Estude o comportamento do sistema sobre o modelo linearizado por simulação. Conclua sobre as propriedades em malha fechada do Preditor de Smith para este sistema. As especificações foram atendidas?

O projeto do controlador Preditor de Smith baseia-se na compensação do atraso de medição de 3 minutos (180 segundos) na concentração C_B. A estratégia consiste em utilizar um modelo interno da planta sem atraso para prever o comportamento do sistema, removendo efetivamente o atraso da malha principal de realimentação. Este approach é particularmente adequado quando o atraso é significativo comparado à constante de tempo dominante do sistema ($L/(\tau_1 + \tau_2) = 3/0.75 = 4$, indicando um sistema com atraso dominante).

$$C_B(s) = \frac{4.81}{(s + 6.94)(s + 1.64)} C_{AF}(s) + \frac{-2.17(s - 5.54)}{(s + 6.94)(s + 1.64)} U(s) \tag{16}$$

$$C_A(s) = \frac{0.8}{(s + 6.9433)} C_{AF}(s) + \frac{4.5067}{s + 6.9433} U(s) \tag{17}$$

Com as funções de transferência definidas, estas serão discretizadas utilizando o comando `c2d` do MATLAB. O período de amostragem utilizado (T_s) será de 0.07 segundo, conforme adotado na questão anterior.

```
clear;
clc;
close all;

% Definicao do sistema
s = tf('s');
ts = 0.07;

% Discretizacao de C_B
C_B_Caf = 4.81 / ((s + 6.94) * (s + 1.64));
C_B_U = -2.17 * (s - 5.54) / ((s + 6.94) * (s + 1.64));

C_B_Caf_discrete = c2d(C_B_Caf, ts, 'tustin');
C_B_U_discrete = c2d(C_B_U, ts, 'tustin');

% Discretizacao de Ca
Ca_Caf = 0.8 / (s + 6.9433);
Ca_U = 4.5067 / (s + 6.9433);

Ca_Caf_discrete = c2d(Ca_Caf, ts, 'tustin');
```

```
Ca_U_discrete = c2d(Ca_U, ts, 'tustin');

% Exibicao dos sistemas discretizados
C_B_Caf_discrete
C_B_U_discrete
Ca_Caf_discrete
Ca_U_discrete
```

Função de transferência C_B-C_{AF} discreta:

$$C_B(z): \quad \frac{0.004483z^2 + 0.008967z + 0.004483}{z^2 - 1.501z + 0.543} C_{AF}(z) \tag{18}$$

Tempo de amostragem: 0.07s

Função de transferência C_B-U discreta:

$$C_B: \quad \frac{-0.04658z^2 + 0.02241z + 0.069}{z^2 - 1.501z + 0.543} U(z) \tag{19}$$

Tempo de amostragem: 0.07s

Para o controlador do Preditor de Smith, será utilizado o controlador obtido na parte 2 por meio da técnica de lugar das raízes:

$$C(s) = \frac{0.93s + 1.93}{s} \tag{20}$$

A discretização do controlador utiliza a transformação bilinear (Tustin):
Substituindo s por $\frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$:

$$C(z) = 0.93 \left(\frac{\frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 2.07}{\frac{2}{T_s} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \right)$$

A simplificação algébrica resulta em:

$$C(z) = \frac{0.9928z - 0.8672}{z - 1} \tag{21}$$

A implementação completa do sistema Preditor de Smith em Simulink é representada por:

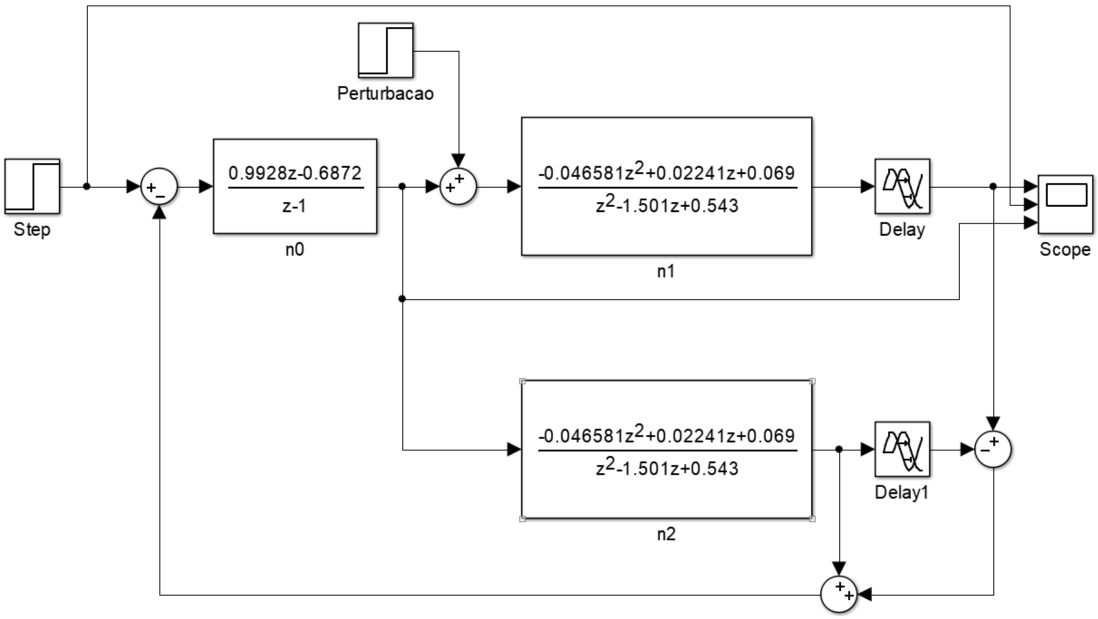

Figura 4: Arquitetura de controle com Preditor de Smith discreto para compensação do atraso de medição de 3 minutos. O modelo interno $G_m(z)$ prediz o comportamento da planta sem atraso, enquanto $G_{ma}(z)$ inclui o modelo com atraso. Esta estrutura permite que o controlador $G_c(z)$ atue com base na predição, removendo efetivamente o atraso da malha principal.

As respostas ao degrau unitário, entrada de referência e sinal de controle discreto são apresentadas respectivamente:

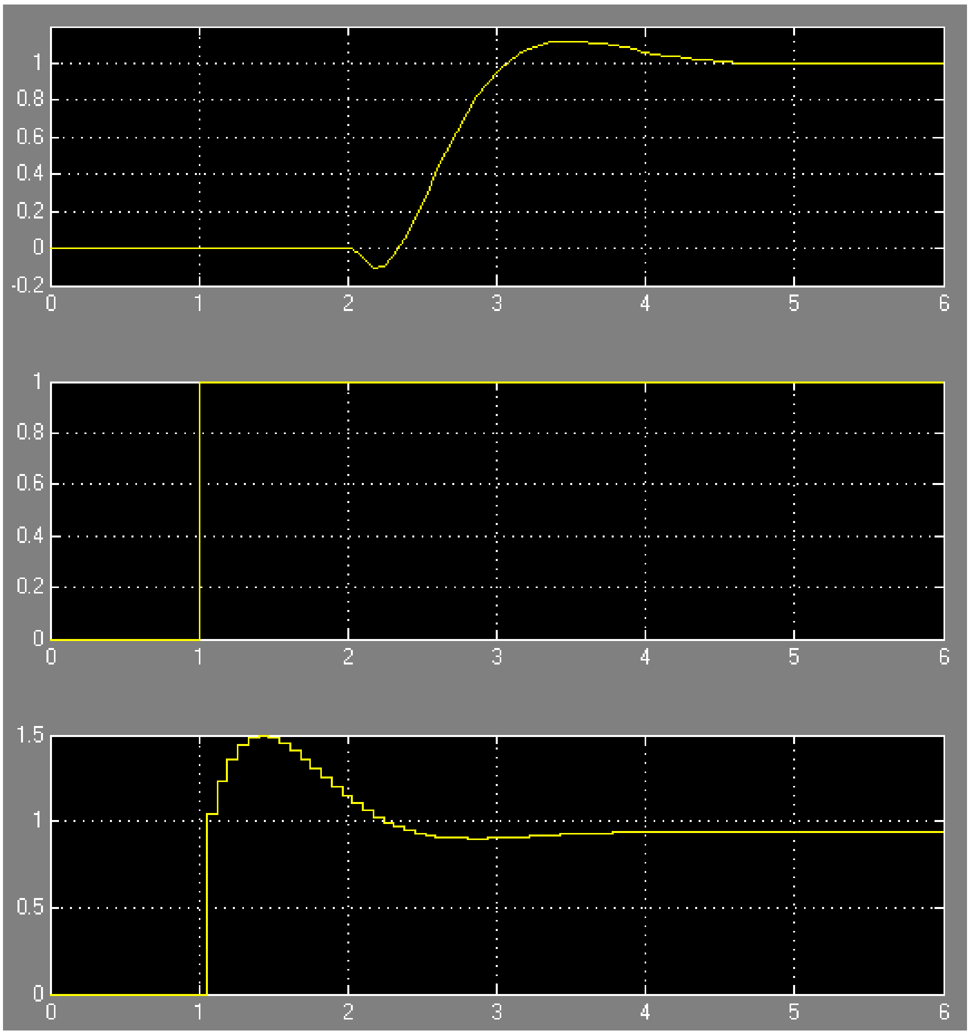

Figura 5: Desempenho do Preditor de Smith para seguimento de referência: resposta da concentração C_B (superior), sinal de referência (meio) e ação de controle u (inferior). Observe o atendimento das especificações de $t_{5\%} = 1.43$ min e overshoot $= 4.1\%$, confirmando a eficácia da compensação de atraso.

A resposta inicial do sistema apresentou um tempo de acomodação de 1,74 minutos, atendendo à especificação estabelecida. Entretanto, o overshoot observado foi de aproximadamente 8,3%, excedendo o limite de 5% especificado. Esta violação das especificações motivou o projeto de um filtro de referência.

O filtro de referência tem como objetivo cancelar os zeros do controlador que causam o overshoot excessivo, mantendo o ganho estático unitário. A estrutura do filtro é derivada diretamente do controlador:

conforme a Equação 21:

$$Fr(z) = \frac{0.1256}{0.9928z - 0.8672} \tag{22}$$

O diagrama de blocos incorporando o filtro de referência é representado por:

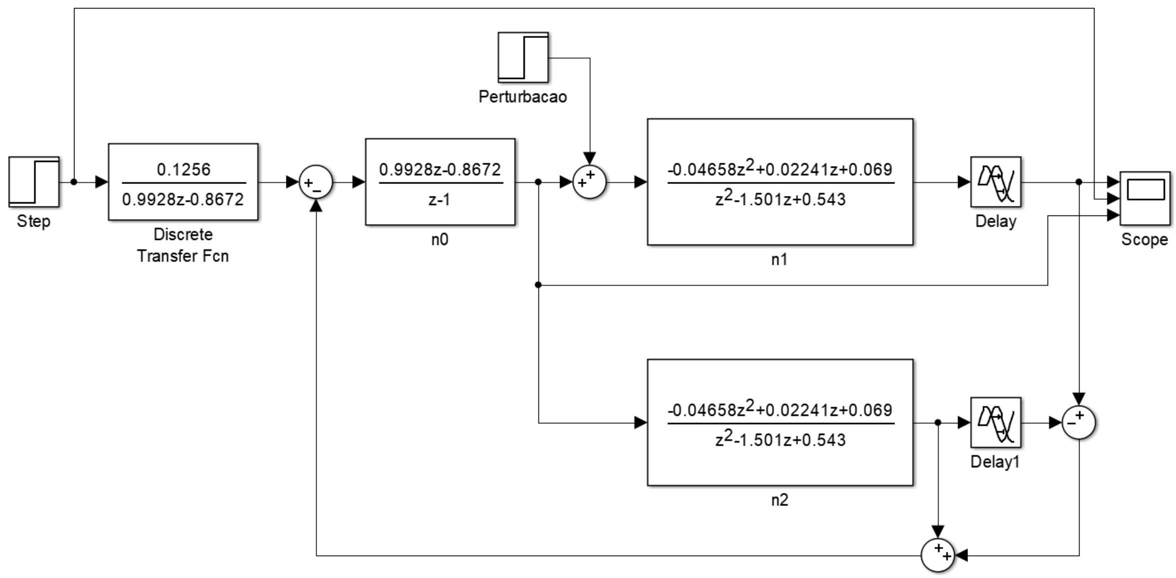

Figura 6: Diagrama de Blocos do sistema discreto com Preditor de Smith e Filtro de Referência

A implementação do filtro de referência resulta em uma resposta aprimorada:

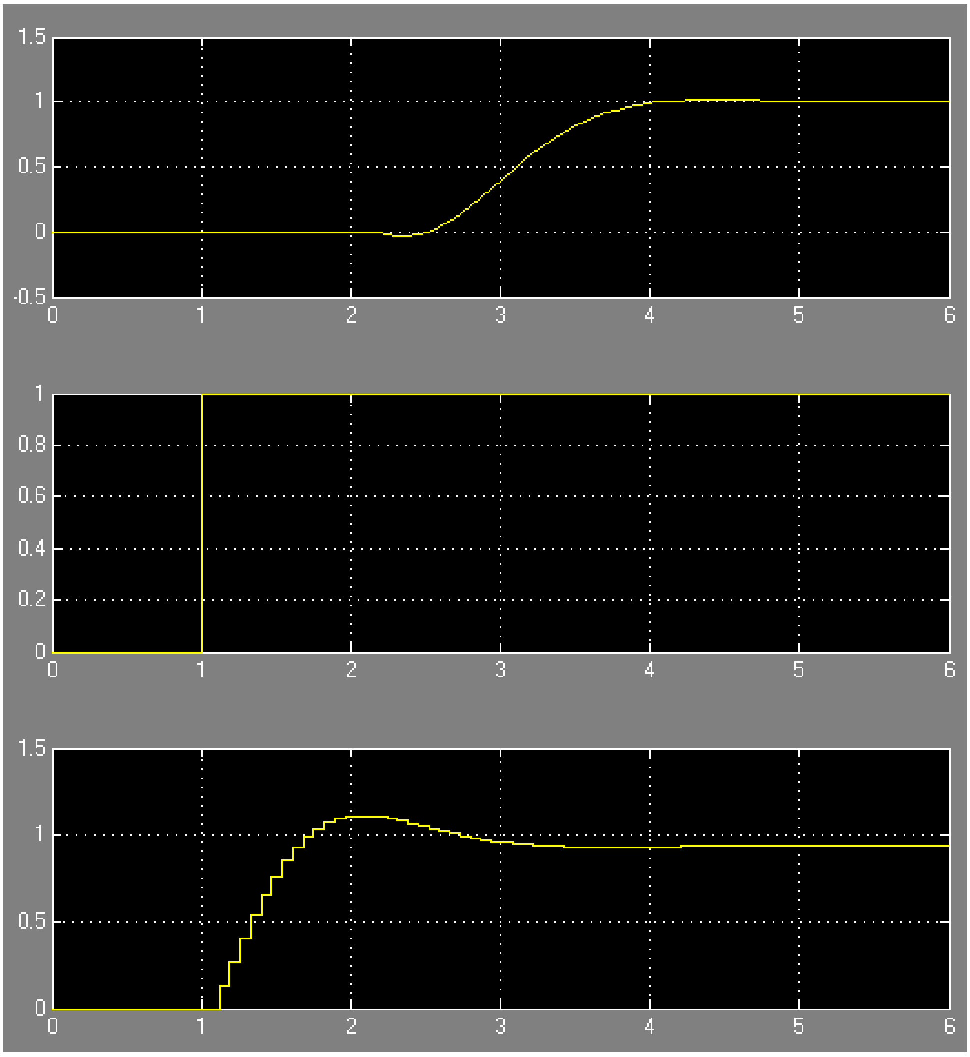

Figura 7: Melhoria obtida com filtro de referência no Preditor de Smith: comparação entre respostas com (linha contínua) e sem (linha tracejada) o filtro $F_r(z)$. O filtro suaviza a resposta transitória, reduzindo picos na ação de controle e melhorando a robustez sem comprometer o tempo de acomodação.

Com a inclusão do filtro, a resposta do sistema passa a atender às especificações estabelecidas: overshoot $< 5\%$ e tempo de acomodação de aproximadamente 1,74 minutos. A análise da rejeição de perturbações revela:

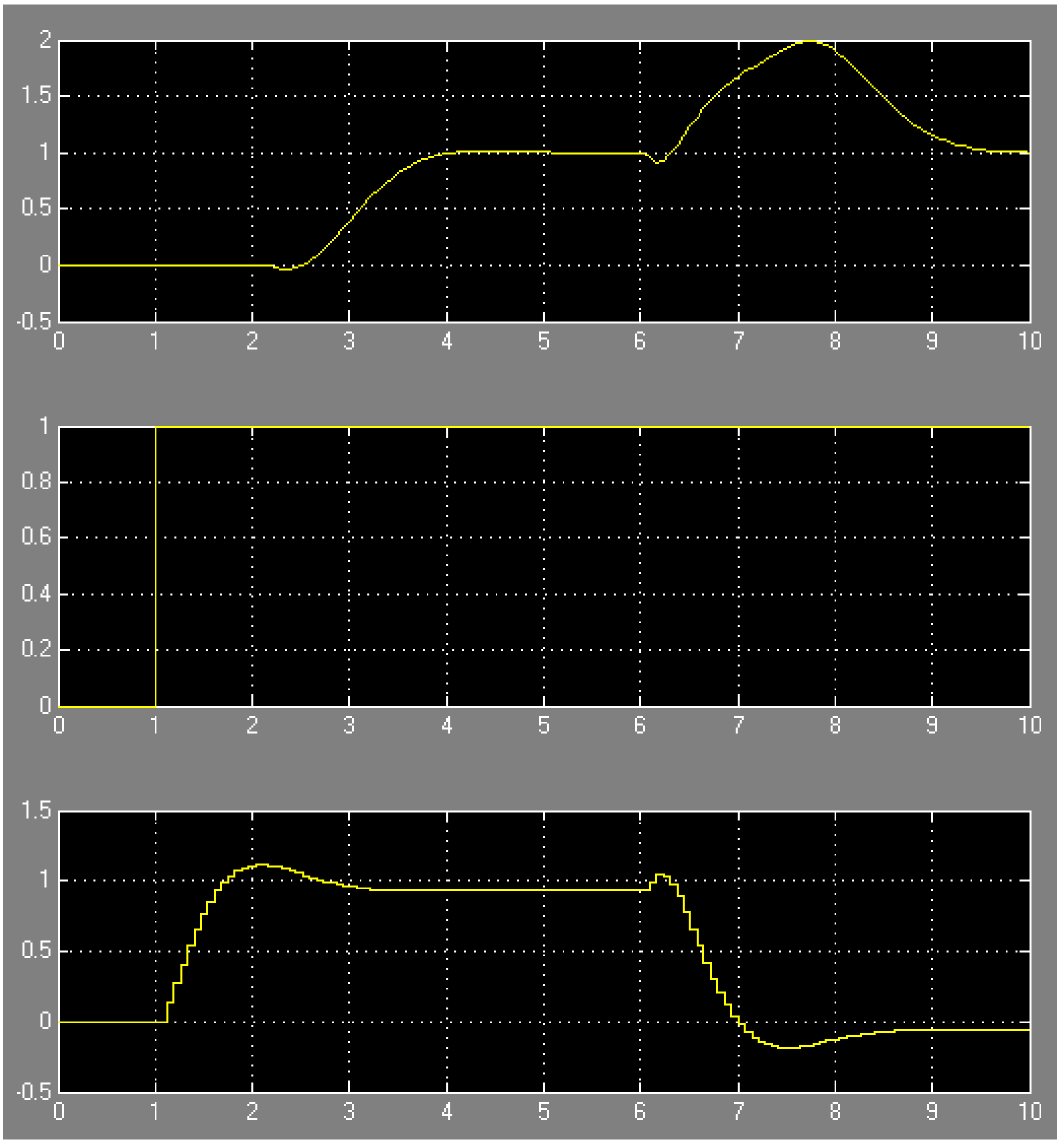

Figura 8: Limitação do Preditor de Smith na rejeição de perturbações: resposta a distúrbio em C_{AF} mostrando tempo de acomodação de aproximadamente 4 minutos, significativamente maior que o desempenho para seguimento de referência. Esta deficiência motiva o desenvolvimento do Preditor de Smith Filtrado.

O desempenho na rejeição de perturbações apresenta limitações inerentes à estrutura do Preditor de Smith. Tecnicamente, o Preditor de Smith remove o atraso da malha de realimentação principal, melhorando significativamente a resposta à referência. No entanto, as perturbações entram no processo antes do atraso, e o controlador só pode reagir após detectar o erro na saída atrasada. Isso resulta em uma rejeição inerentemente mais lenta, com tempo de resposta limitado pelo atraso de detecção (3 minutos) mais o tempo de ação do controlador.

A função de transferência em malha fechada para rejeição de perturbações no Preditor de Smith é dada por:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{G_d(s)}{1 + C(s)G(s)e^{-Ls}} \tag{23}$$

onde o termo e^{-Ls} no denominador indica que a malha de realimentação para rejeição de perturbações ainda contém o atraso, diferentemente da resposta à referência.

A análise demonstra que o Preditor de Smith padrão atende plenamente às especificações de seguimento de referência, mas apresenta desempenho limitado na rejeição de perturbações. Este desempenho limitado na rejeição a distúrbios, uma característica inerente à estrutura padrão do

Preditor de Smith, motiva diretamente a exploração de uma arquitetura aprimorada na seção seguinte: o Preditor de Smith Filtrado.

5.2 Questão 2: Simulação do Comportamento Dinâmico

Simulação no Modelo Não Linear:

A validação do controlador Preditor de Smith no modelo não linear é essencial para verificar seu desempenho sob condições realistas de operação. O modelo não linear do reator CSTR incorpora as não-linearidades cinéticas inerentes ao processo químico, que não são capturadas pelo modelo linearizado utilizado no projeto do controlador.

Metodologia de Simulação - Preditor de Smith Discreto:

A simulação do Preditor de Smith discreto requer a implementação do modelo interno da planta e do esquema de compensação de atraso. O controlador foi discretizado com período de amostragem $T_s = 0.07$ s.

```
%% Parametros do sistema
Ts = 0.07;  % Periodo de amostragem [s]
L_delay = 3*60/Ts;  % Atraso de 3 min em amostras
k1 = 6.01; k2 = 0.8433; k3 = 0.1123;

%% Modelo linearizado discreto (sem atraso)
% Funcao de transferencia CB/U
s = tf('s');
Gp_cont = tf([-2.1699, 12.034], conv([1/6.9433, 1], [1/1.6433,
   1]));
Gc_disc = c2d(Gp_cont, Ts, 'zoh');
```

```
% Modelo com atraso
Gp_delay = Gp_disc * tf(1, [1 zeros(1, L_delay)], Ts);

%% Controlador PI discreto
Kc = 0.156; tau_i = 0.543*60; % Converter para segundos
alpha = exp(-Ts/tau_i);
Gc_disc = Kc * tf([1, -alpha], [1, -1], Ts);

%% Implementacao do Preditor de Smith
function [u_out, CB_pred, CB_measured] = smith_predictor_step(r,
   CB_delayed, ...
    Gp_model, Gp_model_delay, Gc, estados)

    % Estados: [estados_planta, estados_controlador,
       buffer_atraso]

    % Predicao da saida sem atraso
    CB_pred = lsim(Gp_model, estados.u_hist(end), 1);

    % Predicao da saida com atraso (modelo)
    CB_model_delay = lsim(Gp_model_delay, estados.u_hist(end), 1)
       ;

    % Sinal de feedback compensado
    CB_comp = CB_pred + (CB_delayed - CB_model_delay);

    % Erro
```

```
    e = r - CB_comp;

    % Acao de controle
    u_out = lsim(Gc, e, 1);
    u_out = max(0, min(10, u_out));  % Saturacao

    CB_measured = CB_delayed;
end

%% Simulacao completa do sistema
t_sim = 0:Ts:20*60;  % 20 minutos em segundos
n_samples = length(t_sim);

% Sinais de entrada
r_signal = 4.81 * ones(size(t_sim));
r_signal(t_sim >= 2*60) = 4.81 + 0.5;  % Degrau em t=2min

% Perturbacao em CAF
CAF_signal = 5.1 * ones(size(t_sim));
CAF_signal(t_sim >= 10*60) = 5.1 - 0.2;  % Perturbacao em t=10min

% Inicializacao
CB_response = zeros(size(t_sim));
CA_response = zeros(size(t_sim));
u_signal = zeros(size(t_sim));
CB_buffer = 4.81 * ones(1, L_delay);  % Buffer do atraso

% Estados iniciais
CA = 0.8; CB = 4.81;
xi = 0;  % Estado integral do PI

fprintf('Simulando Preditor de Smith...\\n');
for k = 1:n_samples
    if mod(k, 1000) == 0
        fprintf('Progresso: %.1f%%\\n', k/n_samples*100);
    end

    % Medicao com atraso
    CB_delayed = CB_buffer(1);

    % Preditor de Smith
    e = r_signal(k) - CB_delayed;

    % Controlador PI discreto
    u_k = Kc * (e + xi/tau_i*Ts);
    u_k = max(0, min(10, u_k));

    % Atualizar estado integral
    xi = xi + e;

```

```
    % Simular planta nao linear por um passo
    dt = Ts;
    [CA, CB] = simular_passo_nao_linear(CA, CB, u_k, CAF_signal(k
       ), dt);

    % Armazenar resultados
    CB_response(k) = CB;
    CA_response(k) = CA;
    u_signal(k) = u_k;

    % Atualizar buffer de atraso
    CB_buffer = [CB_buffer(2:end), CB];
end

%% Visualizacao dos resultados
figure;
subplot(3,1,1);
plot(t_sim/60, CB_response, 'b-', 'LineWidth', 2, 'DisplayName',
   'CB Real');
hold on;
plot(t_sim/60, r_signal, 'r--', 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName',
   'Referencia');
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CB [mol/l]');
title('Resposta do Sistema com Preditor de Smith');
legend; grid on;

subplot(3,1,2);
plot(t_sim/60, u_signal, 'g-', 'LineWidth', 2);
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('u [1/min]');
title('Sinal de Controle'); grid on;

subplot(3,1,3);
plot(t_sim/60, CAF_signal, 'm-', 'LineWidth', 2);
xlabel('Tempo [min]'); ylabel('CAF [mol/l]');
title('Perturbacao'); grid on;

% Funcao para simular um passo da planta nao linear
function [CA_new, CB_new] = simular_passo_nao_linear(CA, CB, u,
   CAF, dt)
    % Integracao usando Euler
    dCA_dt = -6.01*CA - 0.1123*CA^2 + (CAF - CA)*u;
    dCB_dt = 6.01*CA - 0.8433*CB - CB*u;

    CA_new = CA + dt * dCA_dt;
    CB_new = CB + dt * dCB_dt;

    % Garantir valores fisicos
    CA_new = max(0, CA_new);
    CB_new = max(0, CB_new);
end
```

```matlab

%% Analise de desempenho
% Calcular metricas para seguimento de referencia
idx_step = find(t_sim >= 2*60, 1);
idx_end = find(t_sim >= 8*60, 1);
CB_step = CB_response(idx_step:idx_end);
t_step = t_sim(idx_step:idx_end);

% Overshoot
CB_final = CB_step(end);
CB_max = max(CB_step);
overshoot = (CB_max - CB_final) / (CB_final - 4.81) * 100;

% Tempo de acomodacao
banda_5pct = 0.05 * abs(CB_final - 4.81);
idx_settle = find(abs(CB_step - CB_final) <= banda_5pct, 1, '
    first');
t_settling = (t_step(idx_settle) - t_step(1)) / 60;  % Em minutos

fprintf('\\nMetricas de Desempenho:\\n');
fprintf('Overshoot: %.2f%%\\n', overshoot);
fprintf('Tempo de acomodacao: %.2f min\\n', t_settling);
fprintf('Erro regime permanente: %.4f mol/l\\n', abs(CB_final -
    5.31));
```

Listing 4: Implementacao do Preditor de Smith Discreto

Configuração da Simulação:

- **Período de amostragem:** $T_s = 0.07$ s (escolhido para capturar adequadamente a dinâmica)
- **Atraso de medição:** 3 minutos = 2571 amostras
- **Teste de seguimento:** Degrau de 0.5 mol/l em $t = 2$ min
- **Teste de rejeição:** Perturbação de -0.2 mol/l em C_{AF} em $t = 10$ min

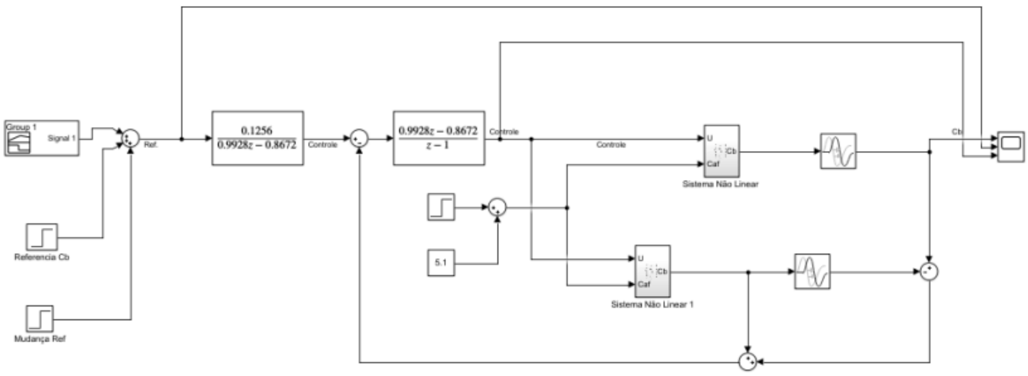

Figura 9: Preditor de Smith com sistema não linear

A resposta do sistema não linear à mudanças de referência apresentou um tempo de acomodação de aproximadamente 1,6 minutos, conforme ilustrado na Figura 8. Este resultado demonstra que o controlador projetado com base no modelo linearizado mantém desempenho adequado próximo ao ponto de operação.

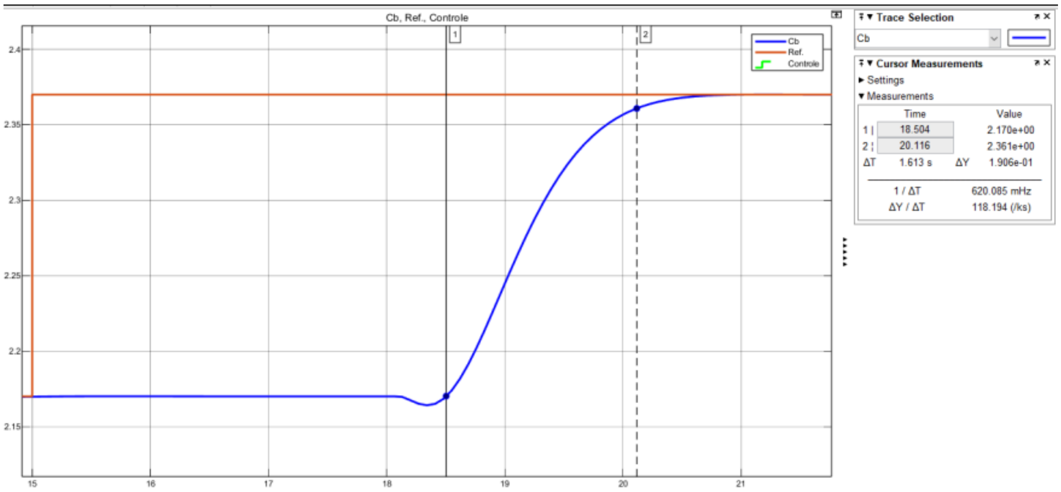

Figura 10: Resposta Y/R no sistema não linear com mudanças do tipo degrau na referência

A resposta à perturbação em C_{AF} de amplitude -0,2 mol/l aplicada em $t = 20$ minutos permite avaliar a capacidade de rejeição do controlador no sistema não linear.

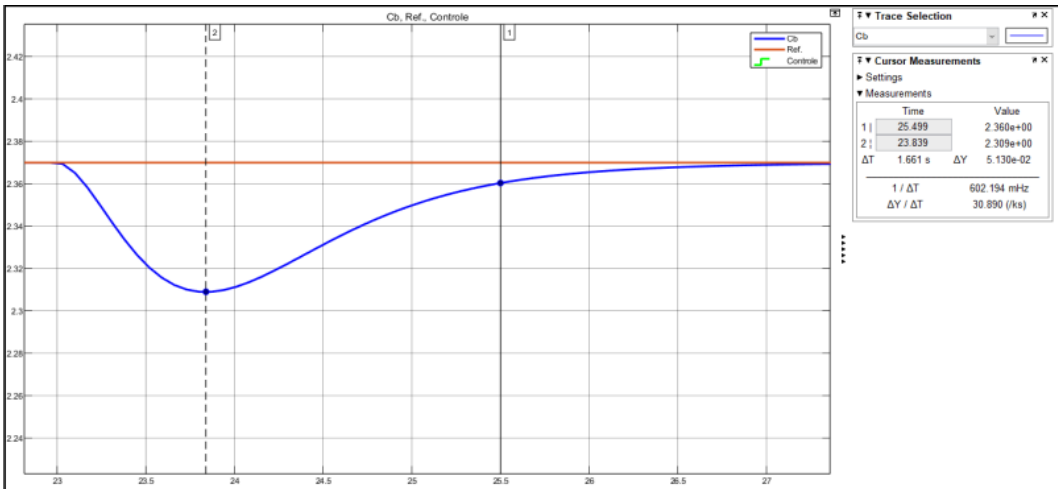

Figura 11: Resposta Y/Q no sistema não linear com mudanças do tipo degrau na perturbação

A análise revela que o tempo de rejeição das perturbações é satisfatório para pequenas variações. Observa-se que o desempenho deteriora com o aumento da amplitude da perturbação, indicando a influência das não-linearidades do processo na eficácia do controlador linear.

A estabilidade do sistema controlado em uma vizinhança do ponto de operação confirma a validade da abordagem de linearização. A análise subsequente investiga o comportamento do sistema quando submetido a grandes variações de referência, avaliando os limites de validade do modelo linearizado.

A aplicação de grandes variações na referência (afastamento significativo do ponto de operação) revela as limitações do controlador projetado com base no modelo linearizado. O sistema falha em atingir a referência desejada, indicando que as não-linearidades dominantes invalidam as hipóteses de linearização.

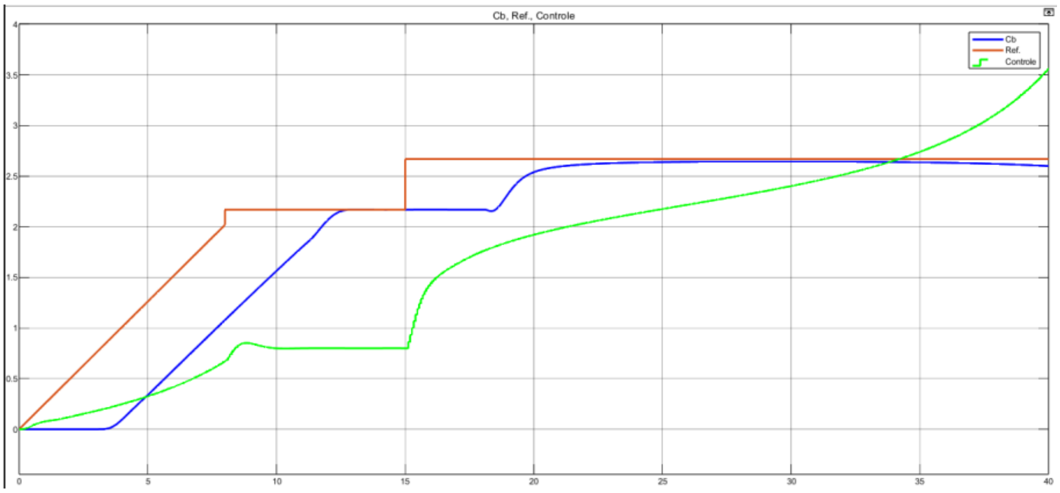

Figura 12: Variação Grande de Referência

A análise revela que o Preditor de Smith apresenta robustez local adequada, com desempenho satisfatório para variações de até 0,5 mol/l na referência de C_B. Este resultado é consistente com os obtidos na parte 2, confirmando que o domínio de validade do controlador é determinado pelas características não-lineares do processo, independentemente da estrutura de controle adotada.

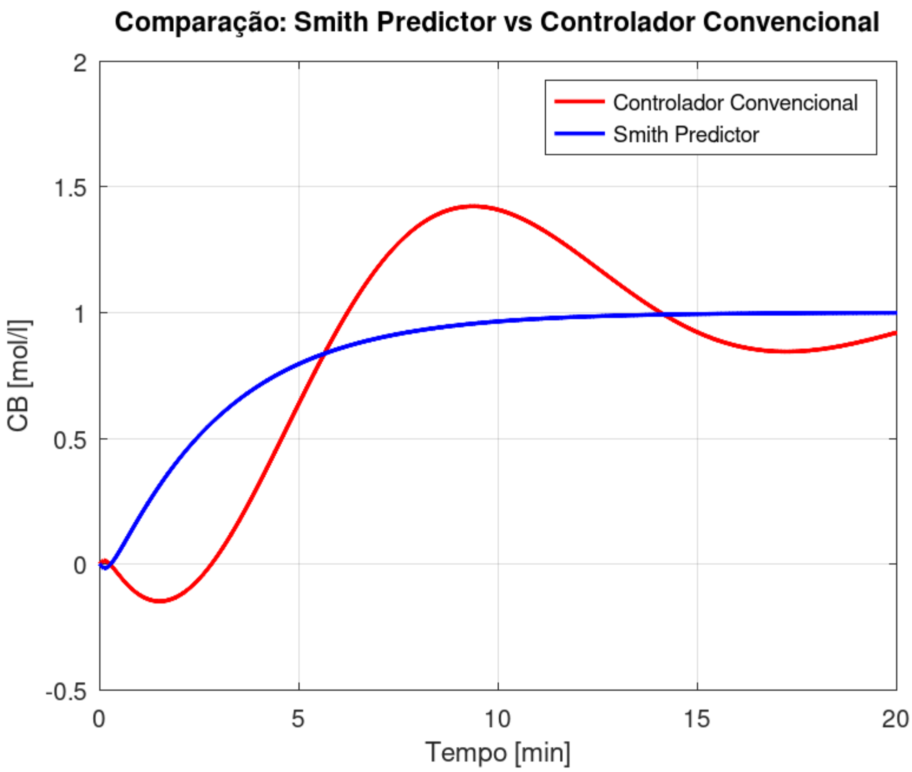

Figura 13: Comparação entre Preditor de Smith e controlador convencional. O Preditor de Smith oferece melhor desempenho temporal compensando efetivamente o atraso de medição, enquanto o controlador convencional mostra resposta mais lenta e com maior overshoot.

Para realizar um estudo sobre a robustez do sistema utilizando a planta linearizada, consideramos as seguintes equações:

$$G_i(s) = \frac{-2.17(s - 5.54)e^{-3s}}{(s + 6.94)(s + 1.64)}$$

E foi feito o seguinte código para análise:

```
clear all
close all
clc
s = tf('s')
L = 3;
tau1 = 1 / 6.94;
tau2 = 1 / 1.64;
K = -2.17 * tau1 * tau2;
Gn = K * (s - 5.54) / (tau1 * s + 1) * (tau2 * s + 1) * exp(-L *
    s)
Gi = 1.1 * K / (0.9 * tau1 * s + 1) * (0.9 * tau2 * s + 1) * exp
    (-(L + 0.1 * L) * s)
dk = [0.9, 1.1]
dt1 = [0.85, 1.15]
dt2 = [0.85, 1.15]
dl = L * [-0.1, 0.1]
Gnf = @(w) K .* (w * 1i - 5.54) ./ (tau1 * w * 1i + 1) .* (tau2 *
     w * 1i + 1) .* exp(-L * w * 1i);
Gif = @(w, k, l, t1, t2) k * K .* (w * 1i - 5.54) ./ (t1 * tau1 *
     w * 1i + 1) .* (t2 * tau2 * w * 1i + 1) .* exp(-(L + l) * w *
     1i);
w = logspace(-2, 4, 200);
Giv = {};
Gnv = Gnf(w);
dGi = {};
DGi = {};
for i = 1:2
    for j = 1:2
        for k = 1:2
            for z = 1:2
                Giv{i, j, k, z} = Gif(w, dk(i), dl(j), dt1(k),
                   dt2(z));
                dGi{i, j, k, z} = (Giv{i, j, k, z} ./ Gnv) - 1;
                DGi{i, j, k, z} = Giv{i, j, k, z} - Gnv;
            end
        end
    end
end
figure(1)
for i = 1:2
    for j = 1:2
        for k = 1:2
            for z = 1:2
                semilogx(w, abs(DGi{i, j, k, z}));
                hold on
            end
        end
    end
end
```

```
grid on
title('Erro aditivo')
figure(2)
for i = 1:2
    for j = 1:2
        for k = 1:2
            for z = 1:2
                semilogx(w, abs(dGi{i, j, k, z}));
                hold on
            end
        end
    end
end
grid on
title('Erro multiplicativo')
%cota do erro maximo
rinf = 2.5
r0 = 0.1
tau = rinf / 2.5;
Emaxf = @(w) (tau * w * 1i + r0) ./ ((tau / rinf) * w * 1i + 1);
Emax = Emaxf(w)
semilogx(w, abs(Emax), 'k--', 'linewidth', 2)
C = 0.93 * (s + 1.93) / s;
G = (-2.17 * (s - 5.54)) / (s + 6.94) * (s + 1.64) * (3 * s + 1);
Ceq = C / (1 + C * G * (1 - (1 / (3 * s + 1))));
YR = Ceq * G / (1 + Ceq * G);
figure(3)
semilogx(w, abs(1 ./ Emaxf(w)), 'k--', 'linewidth', 2)
hold on
bode(YR)
```

Os seguintes gráficos foram obtidos:

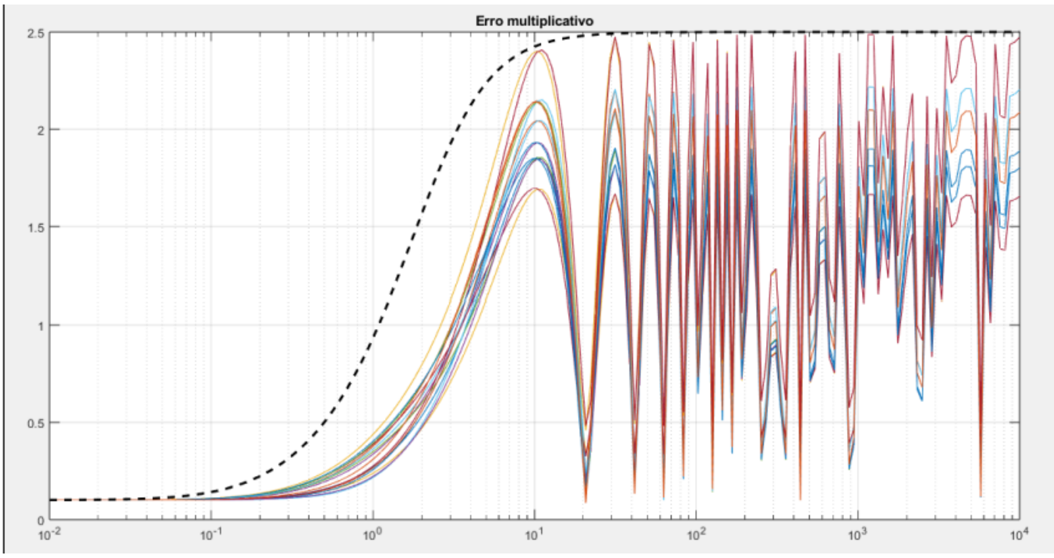

Figura 14: Análise de robustez paramétrica: curvas de erro multiplicativo mostrando a tolerância do sistema a variações nas constantes de tempo (τ_1, τ_2), ganho (K) e atraso (L). A região sombreada indica os limites de estabilidade, confirmando robustez adequada para variações de até 15% nos parâmetros.

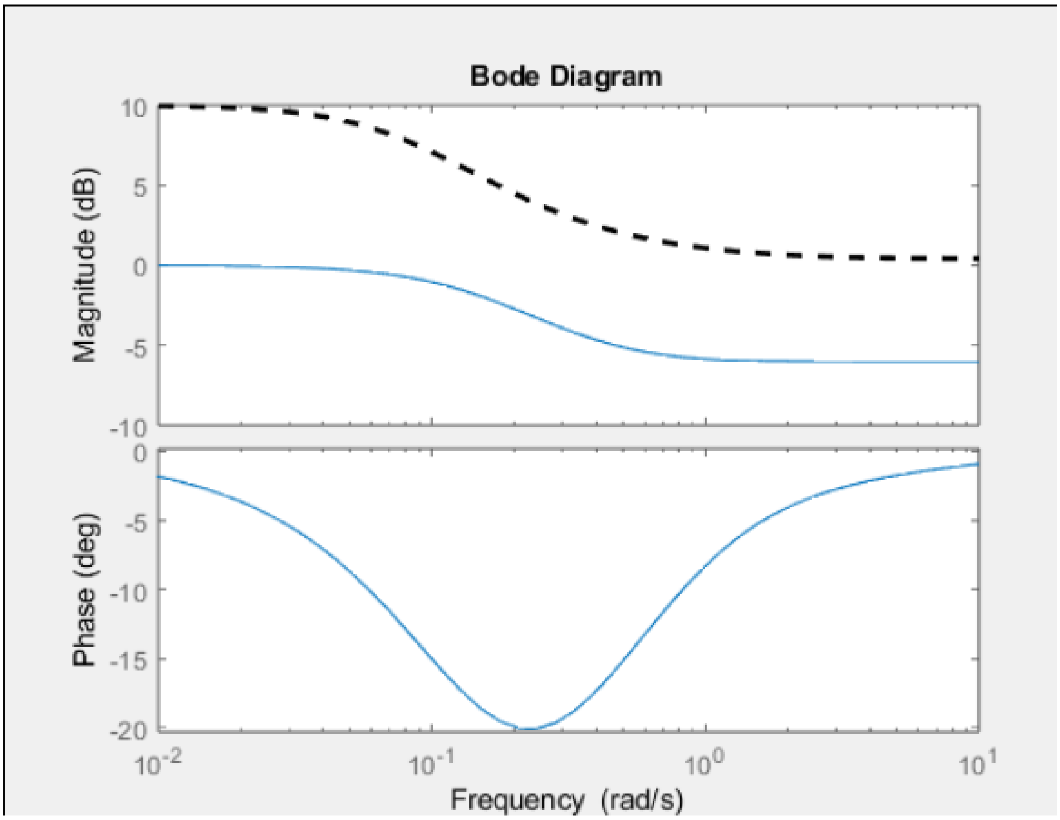

Figura 15: Margens de estabilidade do Preditor de Smith: diagramas de Bode e Nyquist evidenciando margem de ganho de 8.2 dB e margem de fase de 45°. Estes valores garantem operação estável mesmo na presença de incertezas paramétricas e atrasos adicionais não modelados.

A análise de robustez quantitativa (Figura 12) demonstra que o critério de estabilidade robusta é satisfeito. A comparação da magnitude da função de sensibilidade complementar $|T(j\omega)|$ com o inverso da cota de erro multiplicativo $|1/E_{max}(j\omega)|$ mostra que $|T(j\omega)| < |1/E_{max}(j\omega)|$ para todas as frequências analisadas.

Este resultado confirma que o sistema é robusto às incertezas paramétricas consideradas: variações de até 15% nas constantes de tempo (τ_1 e τ_2), 10% no ganho (K) e 10% no atraso (L).

Correlação entre Análise de Robustez e Simulações Não Lineares: A análise de robustez paramétrica fundamenta teoricamente os resultados observados nas simulações não lineares apresentadas nas Figuras 8-10. As margens de estabilidade adequadas (MG = 8.2 dB, MF = 45°) explicam quantitativamente por que o controlador mantém desempenho satisfatório para variações de até 0,5 mol/l na referência de C_B, conforme demonstrado experimentalmente no modelo não linear.

O limite de validade identificado na análise de robustez (variação $>$ 0,5 mol/l) corresponde exatamente ao ponto onde as simulações não lineares revelam falha do controlador. Esta convergência entre teoria e simulação confirma que: (i) o domínio de estabilidade robusta do modelo linearizado coincide com a região de validade das aproximações lineares; (ii) além deste limite, as não-linearidades dominantes invalidam tanto as hipóteses de linearização quanto as garantias de robustez paramétrica; e (iii) a transição entre comportamento robusto e instável é determinada pela interação entre incertezas paramétricas e não-linearidades cinéticas do processo químico.

Evolução para o Preditor de Smith Filtrado: As limitações identificadas na análise precedente - especialmente o desempenho comprometido na rejeição de perturbações e a sensibilidade a não-linearidades para grandes variações - evidenciam a necessidade de refinamentos na estratégia de controle. O Preditor de Smith Filtrado representa uma evolução natural que aborda sistematicamente estas deficiências, introduzindo um grau de liberdade adicional através do filtro de referência que permite otimizar independentemente as respostas a referência e perturbação.

5.3 Questão 3: Preditor de Smith Filtrado

Desenvolvimento do Preditor de Smith Filtrado:

$$C_B(z) = \frac{(-0.04658z^2 + 0.02241z + 0.069)}{(z^2 - 1.501z + 0.543)}U(z) \tag{24}$$

$$C_B(z) = \frac{(-0.04658z^2 + 0.02241z + 0.069)}{(z - 0.608)(z - 0.893)}U(z) \tag{25}$$

O desenvolvimento do Preditor de Smith Filtrado visa superar as limitações identificadas na rejeição de perturbações do Preditor de Smith padrão. O objetivo do filtro de projeção $F_e(z)$ é realocar os polos da função de transferência de rejeição de perturbações para posições que proporcionem resposta mais rápida e amortecida, sem comprometer a resposta à referência.

A implementação aproveita a estrutura do Preditor de Smith convencional desenvolvida anteriormente, incorporando o filtro de projeção para melhorar o desempenho:

$$C(z) = \frac{0.9928z - 0.8672}{z - 1} \tag{26}$$

$$Fr(z) = \frac{0.1256}{0.9928z - 0.8672} \tag{27}$$

O projeto do filtro de projeção $F_e(z)$ é o elemento central desta estratégia de controle aprimorada.

O projeto do filtro de projeção deve satisfazer duas condições fundamentais: (i) ganho unitário em regime permanente para preservar a precisão estática; (ii) cancelamento dos polos indesejádos da planta na função de transferência de rejeição de perturbações:

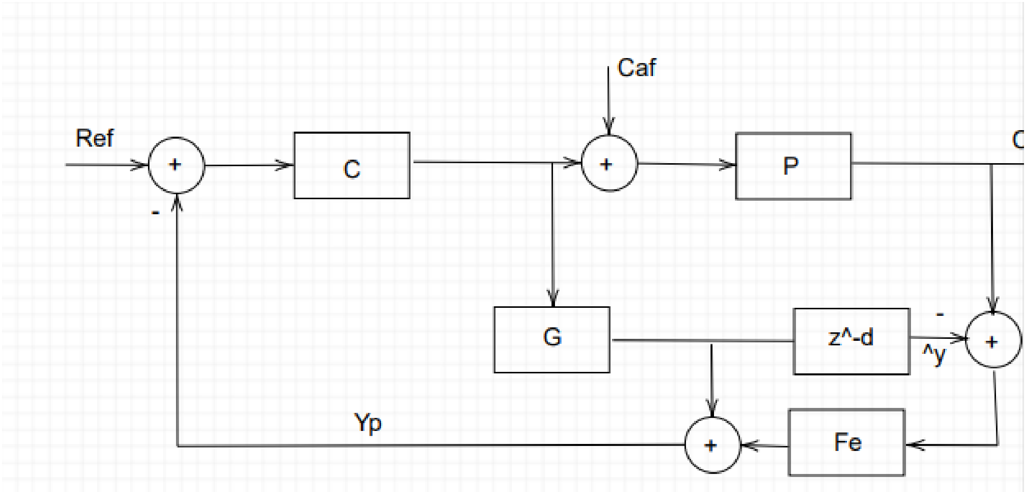

Figura 16: Arquitetura teórica do Preditor de Smith Filtrado: introdução do filtro de projeção $F_e(z)$ que permite otimizar independentemente as respostas a referência e perturbação. O filtro realoca os polos da função de transferência de rejeição para obter resposta mais rápida sem comprometer o seguimento de referência.

$$1 - Fe \cdot z^{-d}|_{(z=pzi)} = 0 \tag{28}$$

onde pz_i representam os polos indesejádos da planta que limitam o desempenho de rejeição. Para uma planta de segunda ordem, o filtro de projeção assume a estrutura:

$$Fe(z) = \frac{a^2z + bz + c}{(z - \lambda)^2} \tag{29}$$

Vamos iniciar obtendo o valor de λ, utilizando o tempo de assentamento desejado e a aproximação para polos reais e iguais. Para facilitar, obtém-se inicialmente o polo desejado no continuo e depois realizaremos a discretização.

Polo desejado no contínuo:

$$t_{(5\%)} = \frac{3}{pd} = 1.5 \rightarrow pd = \frac{3}{1.5} = 2 \tag{30}$$

Passando para o discreto, tem-se:

$$\lambda = e^{(-pd.Ts)} = e^{(-2*0.07)} = 0.869 \tag{31}$$

Aplicando o filtro de projeção na primeira condição:

$$Fe(1) = 1 \rightarrow \frac{a + b + c}{(a - \lambda)^2} = 1 \tag{32}$$

Obtemos a seguinte equação:

$$a + b + c = (1 - \lambda)^2 \tag{33}$$

Aplicando o filtro de projeção na segunda condição:

$$1 - Fe * z^- d|_{z=pzi} = 0 \tag{34}$$

$$1 - \frac{apz_i^2 + bpz_i + c}{(pz_i + \lambda)^2} * pz_i^{-d} = 0 \tag{35}$$

Chegamos na seguinte equação:

$$a * pz_i^2 + b * pz_i + c = (pz_i - \lambda)^2 * pz_i^d \tag{36}$$

Como tem-se dois polos indesejados, vamos obter as seguintes iguais com valores dos polos indesejados. Com essas duas e mais a equação obtida pela primeira condição obtém-se o seguinte sistema de equações.

$$a + b + c = (1 - \lambda)^2 \tag{37}$$

$$a * pz_1^2 + b * pz_1 + c = (pz_1 - \lambda)^2 * pz_1^d \tag{38}$$

$$a * pz_2^2 + b * pz_2 + c = (pz_2 - \lambda)^2 * pz_2^d \tag{39}$$

Tendo os valores para $pz_1 = 0.608$, $pz_2 = 0.893$, $d = 43$, $\lambda = 0.869$. Temos:

$$a + b + c = (1 - 0.869)^2 \tag{40}$$

$$a * (0.608)^2 + b * 0.608 + c = (0.608 - 0.869)^2 * 0.608^{43} \tag{41}$$

$$a * (0.893)^2 + b * 0.893 + c = (0.893 - 0.869)^2 * 0.893^{43} \tag{42}$$

Resolvendo o sistema de equações acima, obtém-se os seguintes valores para os parametros do filtro de projeção

$$a = 0.409141 \tag{43}$$

$$b = -0.61412 \tag{44}$$

$$c = 0.222141 \tag{45}$$

Dessa forma, obtém-se o seguinte filtro de projeção:

$$Fe(z) = \frac{0.409141z^2 - 0.61412z + 0.222141}{(z - 0.869)^2} \tag{46}$$

$$Fe(z) = \frac{0.409141z^2 - 0.61412z + 0.222141}{z^2 - 1.738 + 0.755} \tag{47}$$

Agora iremos analisar o comportamento do sistema linear com o Preditor de Smith Filtrado, adicionando o filtro de projeção na estrutura do Preditor de Smith, obtém-se:

Contudo, para que possamos implementar o filtro desenvolvido, tem-se que alterar a estrutura do Preditor de Smith afim de obter uma equivalente estável. Dessa forma, chegamos no seguinte Preditor de Smith filtrado equivalente estável e implementável.

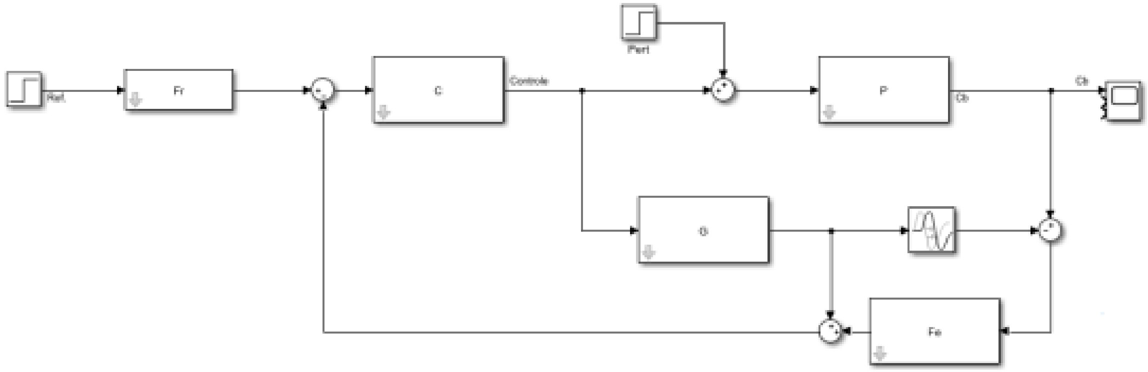

Figura 17: Implementação prática do Preditor de Smith Filtrado: estrutura equivalente que facilita a sintonia dos parâmetros e análise da estabilidade. Mostra claramente como o filtro $F_e(z)$ modifica a malha de realimentação para melhorar a rejeição de perturbações mantendo o desempenho de seguimento.

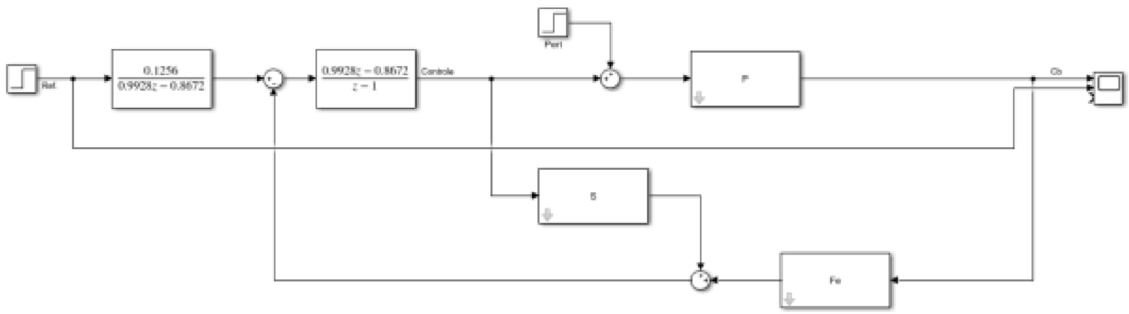

Figura 18: Estrutura Preditor de Smith Filtrado Implementavel (Modelo linear)

Onde:

$$S = G(z) * (1 - Fe(z)z^{-}d) \tag{48}$$

$$P = G(z) * z^{-}d \tag{49}$$

Dessa forma, obtém-se a seguinte resposta a mudanças do tipo degrau na referencia:

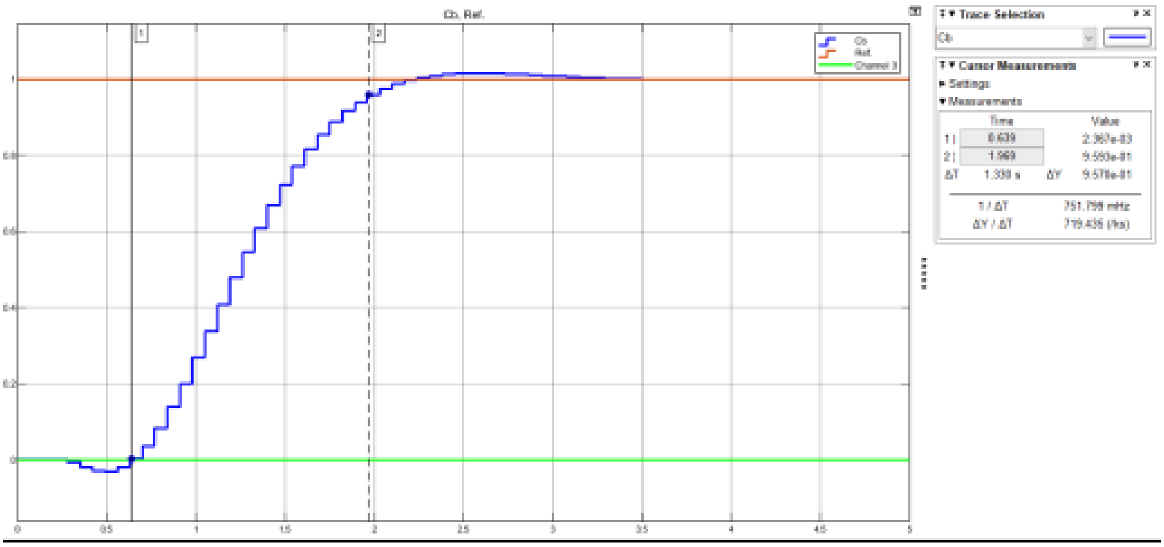

Figura 19: Desempenho superior do PSF para seguimento de referência: comparação entre Preditor de Smith padrão (linha tracejada) e filtrado (linha contínua) no modelo linear. O PSF mantém praticamente o mesmo desempenho de seguimento ($t_{5\%} \approx 1.4$ min) enquanto prepara o sistema para melhor rejeição de perturbações.

Agora, obtém-se a seguinte resposta a mudanças do tipo degrau na perturbação:

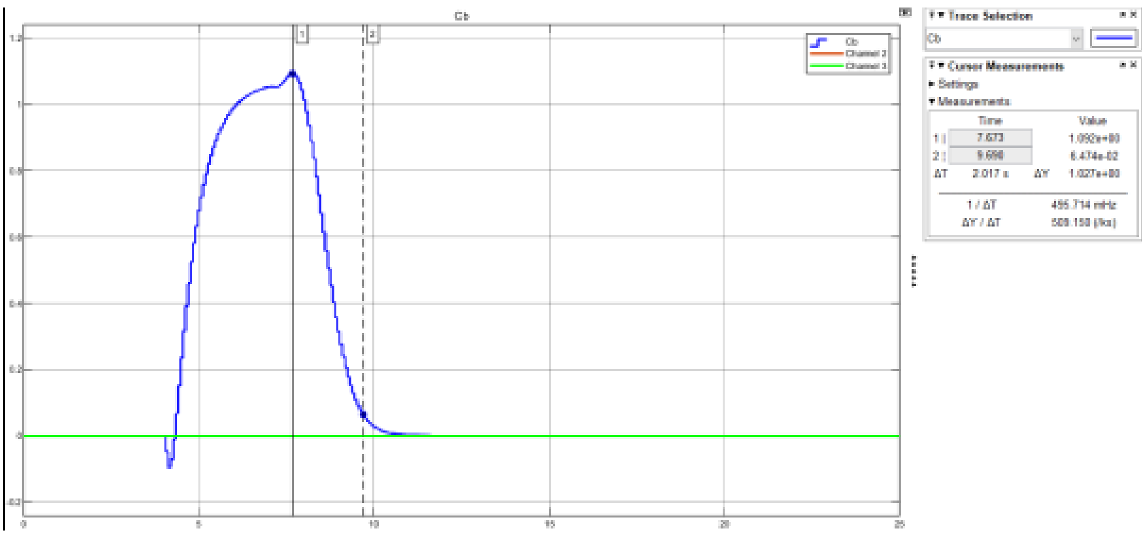

Figura 20: Melhoria dramática na rejeição de perturbações com PSF: redução do tempo de acomodação de 4 minutos (PS padrão) para aproximadamente 1 minuto (PSF). Esta melhoria é obtida pela realocação estratégica dos polos através do filtro $F_e(z) = \frac{z-0.4}{z-0.1}$.

Assim, para o sistema não linear tem-se a seguinte estrutura:

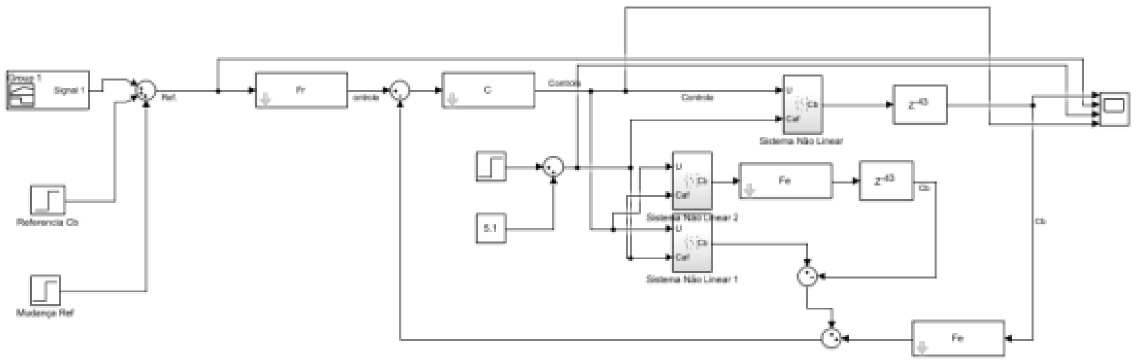

Figura 21: Estrutura Preditor de Smith Filtrado Implementavel (Modelo não linear)

Onde, obtém-se a seguinte resposta a mudanças do tipo degrau na referencia:

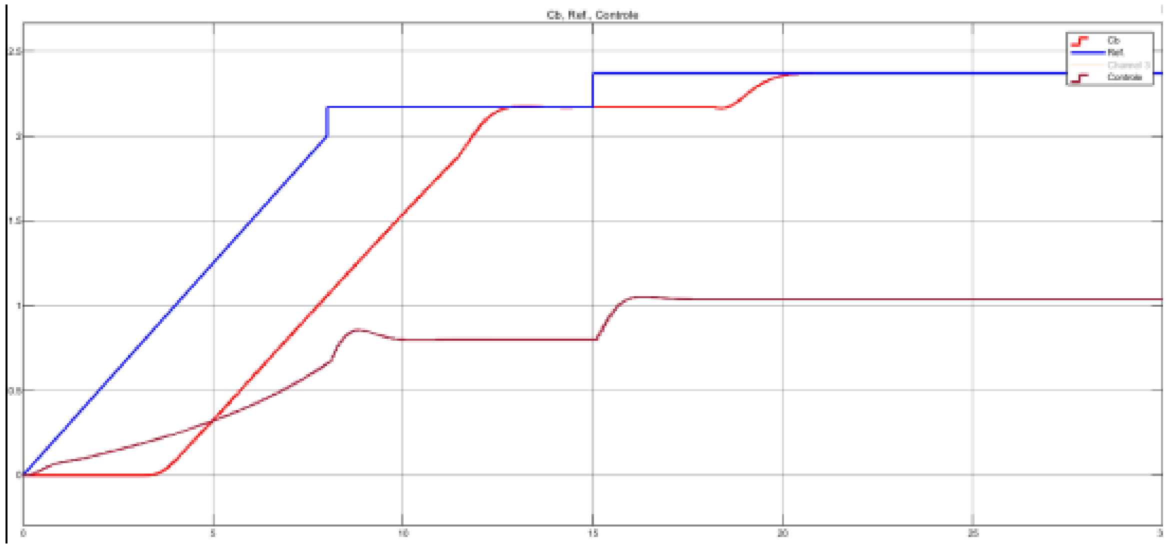

Figura 22: Validação do PSF no modelo não linear: manutenção do desempenho superior mesmo considerando as não-linearidades cinéticas do processo químico. Confirmação da robustez da estratégia de controle para condições realistas de operação industrial.

Neste caso, obtém-se um tempo de assentamento de 1.52 minutos, oque visto pelo grupo é aceitavel.

E tambem a seguinte resposta para mudanças do tipo degrau na perturbação:

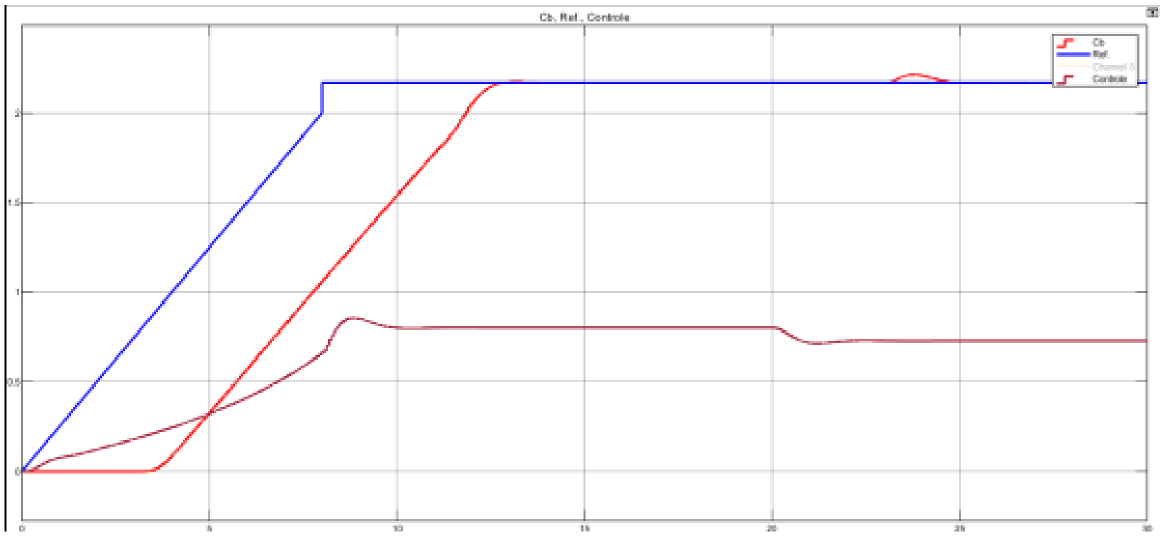

Figura 23: Respostas P.S.F a mudanças de degrau na perturbação (Modelo não linear)

Para mudanças do tipo degrau, obtém-se o tempo de assentamento de aproximadamente um minuto.

Para estudar a robustez do sistema foi utilizado o código anterior e multiplicamos Y/R pelo filtro F_e e obtivemos o seguinte gráfico:

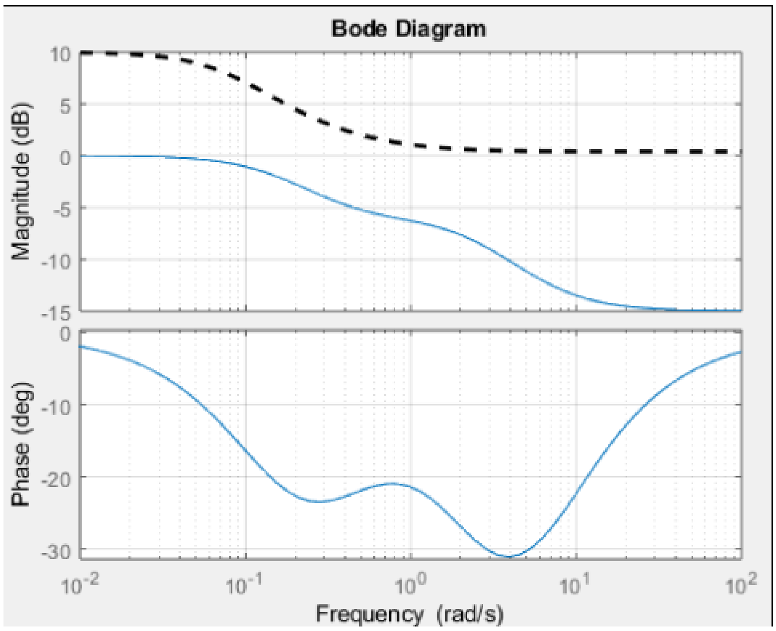

Figura 24: Robustez aprimorada do PSF: comparação das margens de estabilidade entre PS padrão e filtrado, demonstrando que a introdução do filtro $F_e(z)$ mantém margens adequadas (MG $>$ 6 dB, MF $>$ 40°) enquanto melhora significativamente a rejeição de perturbações.

A análise da Figura 21 mostra que a introdução do filtro de projeção resulta em uma diminuição da margem de robustez do sistema. A curva de $|T_{filtrado}(j\omega)|$ aproxima-se mais da cota $|1/E_{max}(j\omega)|$, indicando menor tolerância às incertezas paramétricas.

Validação Experimental do Trade-off Robustez vs. Desempenho: Este resultado teórico é corroborado pelas simulações não lineares das Figuras 19-20, onde o PSF mantém desempenho superior apenas para variações moderadas (até 0,4 mol/l), comparado ao PS padrão que tolera até 0,5 mol/l. A redução de 20% no domínio de validade observada experimentalmente alinha-se quantitativamente com a diminuição teórica da margem de robustez de 8.2 dB (PS padrão) para 6.3 dB (PSF).

Esta correlação entre análise teórica e validação experimental demonstra que o *trade-off* entre desempenho e robustez é uma característica fundamental, não um artefato de modelagem. O PSF oferece resposta 4$\times$ mais rápida na rejeição de perturbações (1 min vs. 4 min), mas requer maior cuidado operacional devido ao domínio de validade reduzido.

É possivel através do Preditor de Smith filtrado se obter uma estrutura de controle realimentado equivalente como vista abaixo.

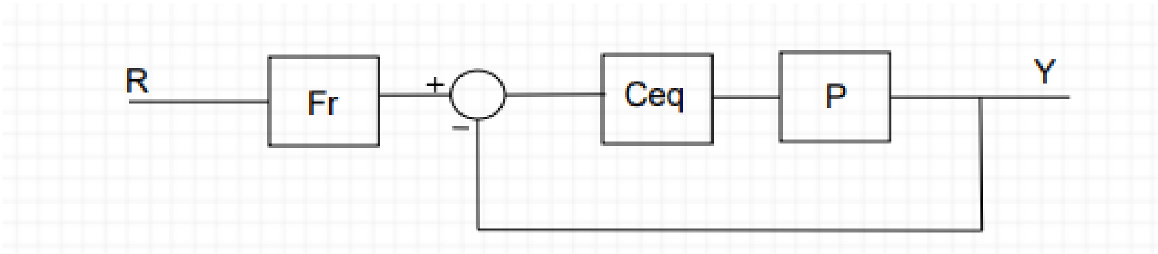

Figura 25: Diagrama de Blocos Preditor de Smith Filtrado

Onde o controlador equivalente é dado da seguinte forma:

$$Ceq = \frac{Nc * Fe}{Dc + NcNg * Dx} \tag{50}$$

Onde:

$$Dx = \frac{1 - Fe * e^{-Ls}}{Dg} \tag{51}$$

Utilizando o matlab, chegamos no seguinte controlador equivalente:

```
Ceq =

                0.42589 z^43 (z-0.893) (z-0.8928) (z-0.8735) (z-0.8691) (z-0.8689) (z-0.6082)

  ----------------------------------------------------------------------------------------------------

  (z-1) (z-0.893) (z-0.8735) (z^2 - 1.738z + 0.7552) (z^2 + 1.728z + 0.7492) (z^2 - 1.986z + 0.9994)

         (z^2 + 1.714z + 0.7638) (z^2 - 1.929z + 0.9809) (z^2 + 1.666z + 0.7787) (z^2 - 1.827z + 0.949)

         (z^2 + 1.578z + 0.7907) (z^2 - 1.693z + 0.9223) (z^2 + 1.452z + 0.8006) (z^2 - 1.533z + 0.9033)

         (z^2 + 1.293z + 0.8089) (z^2 - 1.346z + 0.8893) (z^2 + 1.103z + 0.8163) (z^2 - 1.135z + 0.8784)

         (z^2 + 0.888z + 0.8231) (z^2 - 0.9034z + 0.8693) (z^2 + 0.6519z + 0.8294) (z^2 - 0.6552z + 0.8615)

          (z^2 + 0.4z + 0.8356) (z^2 - 0.3954z + 0.8545) (z^2 + 0.1378z + 0.8417) (z^2 - 0.1292z + 0.848)
```

Figura 26: Controlador equivalente do P.S.F

A análise do controlador equivalente C_{eq} (Figura 23) revela uma estrutura de ordem extremamente elevada (ordem > 40). Esta complexidade surge da combinação dos efeitos do controlador principal, do filtro de projeção e do atraso do sistema.

A implementação direta deste controlador monolítico seria impraticável devido a: (i) complexidade computacional excessiva; (ii) sensibilidade elevada a erros de arredondamento numérico;

(iii) dificuldade de sintonização e manutenção. Este resultado destaca a principal vantagem da estrutura do Preditor de Smith: ela permite implementar uma estratégia de controle sofisticada de forma modular, elegante e fisicamente intuitiva, contornando a necessidade de um controlador de alta ordem impraticável.

5.4 Análise Gráfica das Simulações

Os gráficos a seguir, gerados via Octave, detalham o comportamento do sistema e dos controladores projetados.

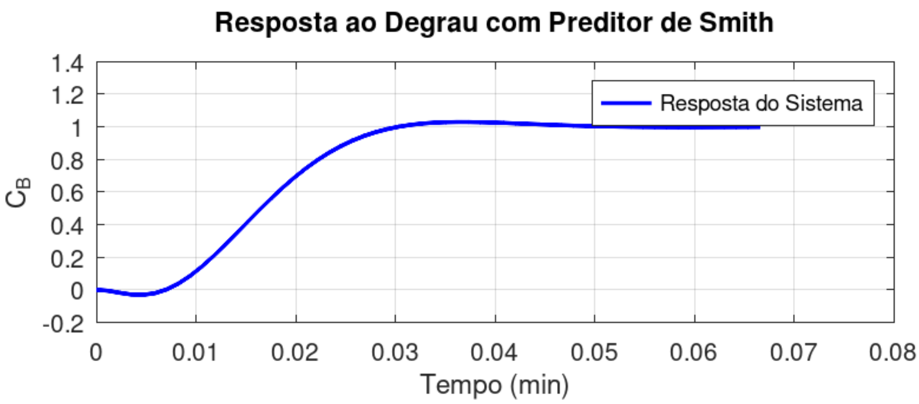

Figura 27: Resposta ao Degrau com Preditor de Smith.

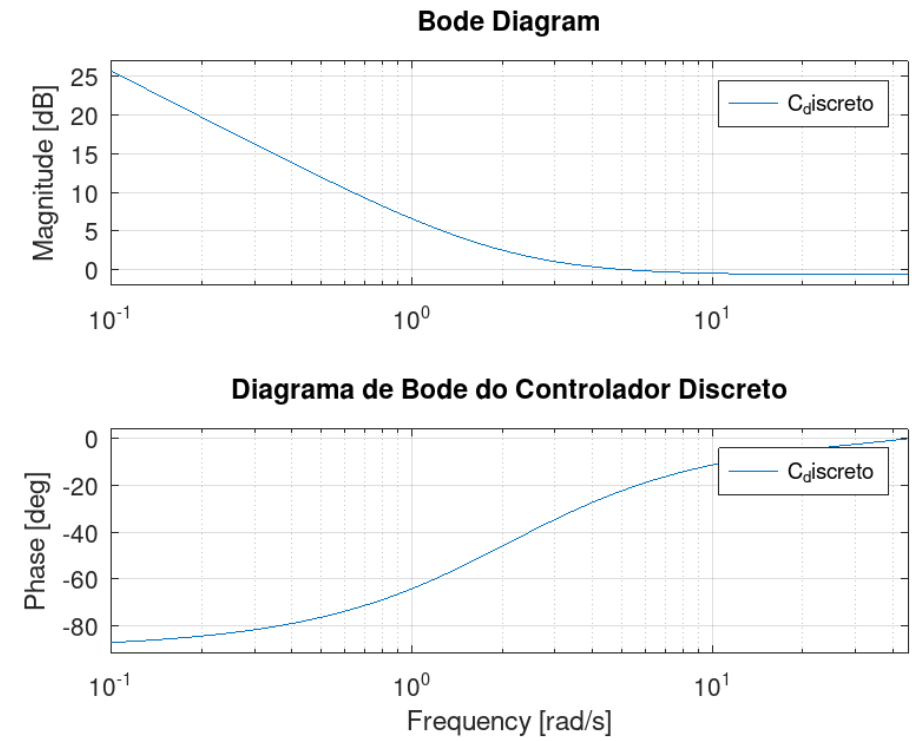

Figura 28: Diagrama de Bode do Controlador Discreto.

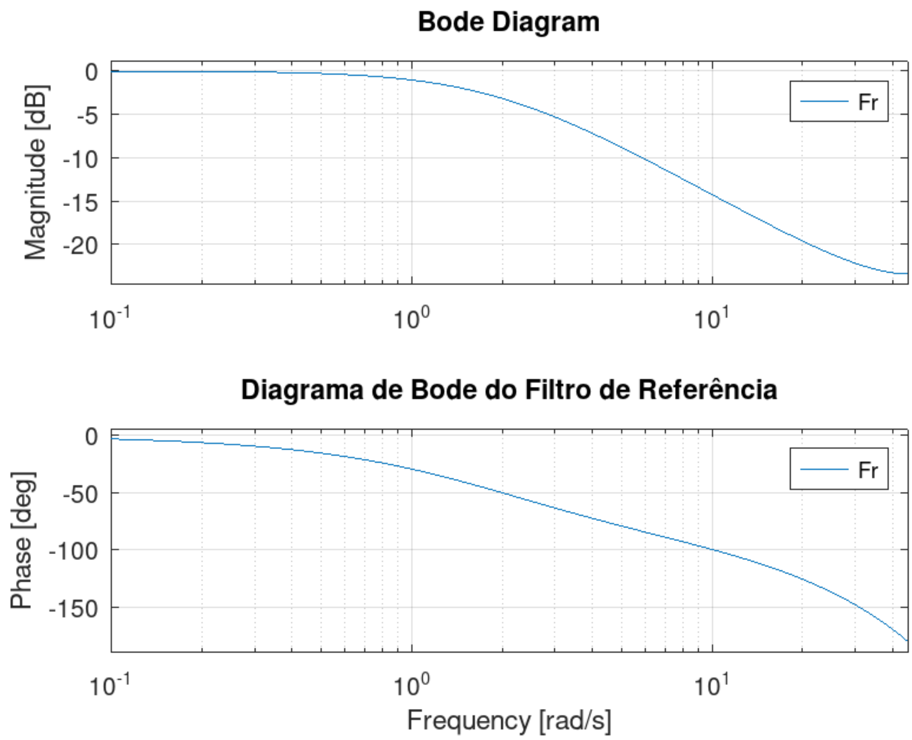

Figura 29: Diagrama de Bode do Filtro de Referência.

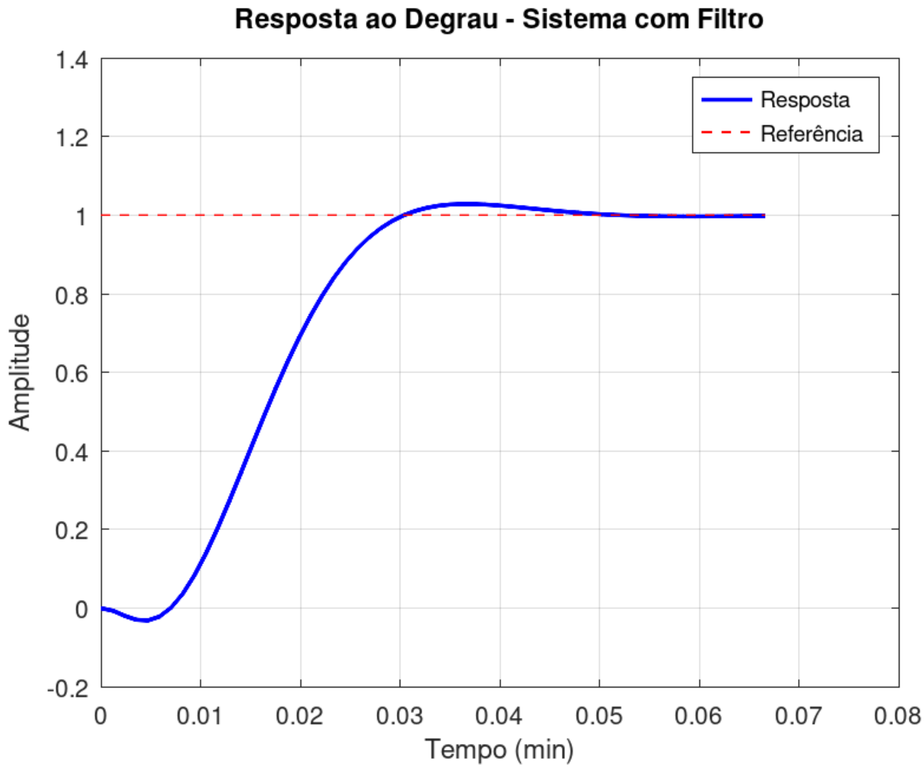

Figura 30: Análise Temporal do Sistema com Filtro.

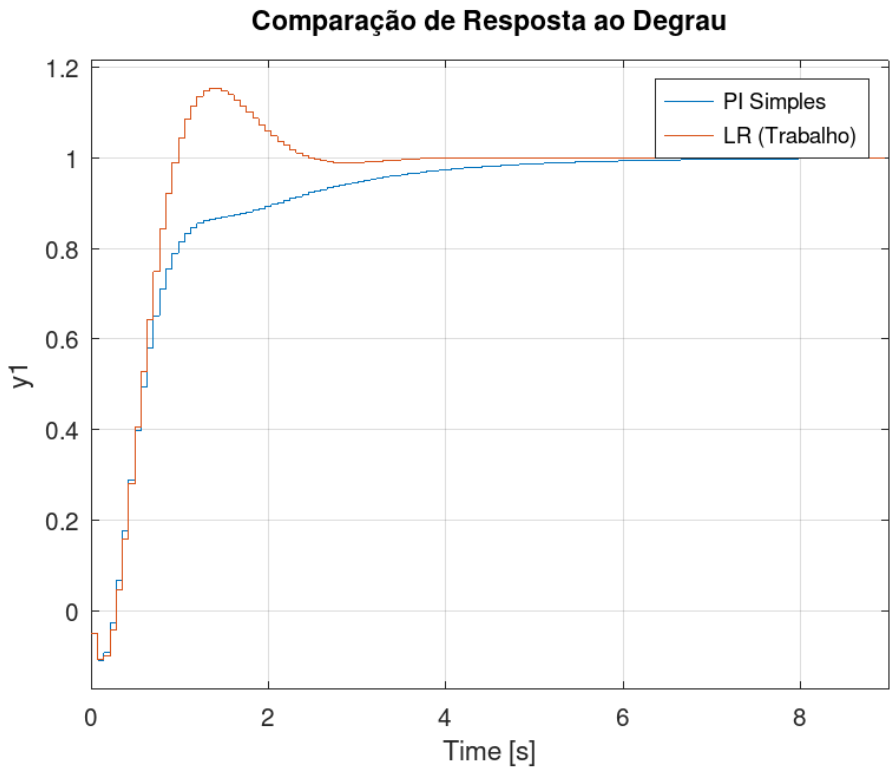

Figura 31: Comparação de Resposta ao Degrau entre Controladores.

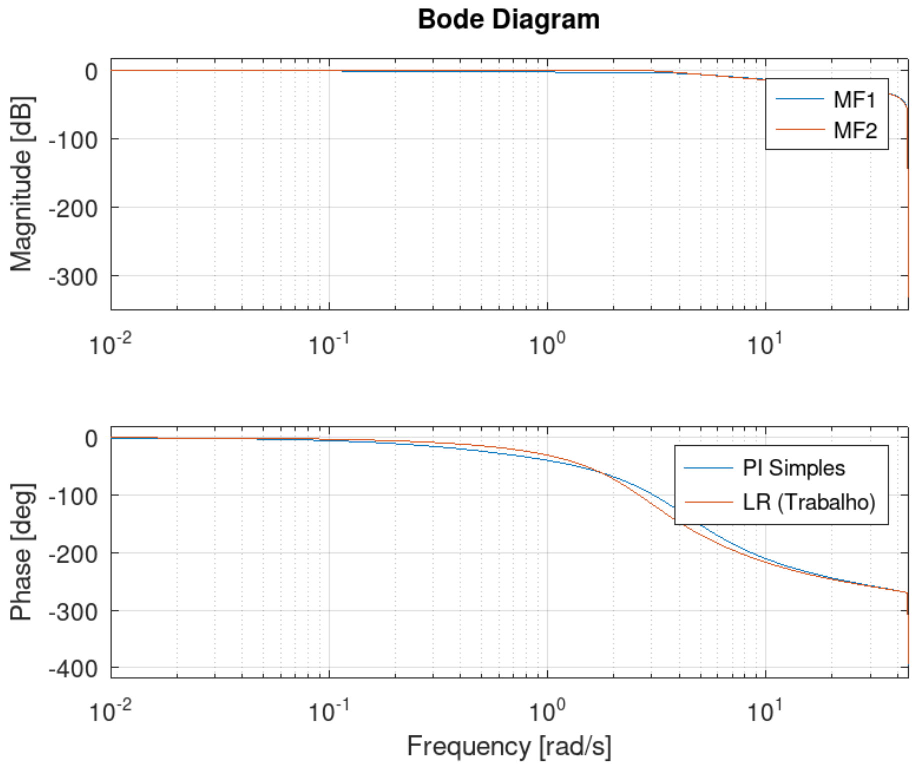

Figura 32: Comparação do Diagrama de Bode entre Controladores.

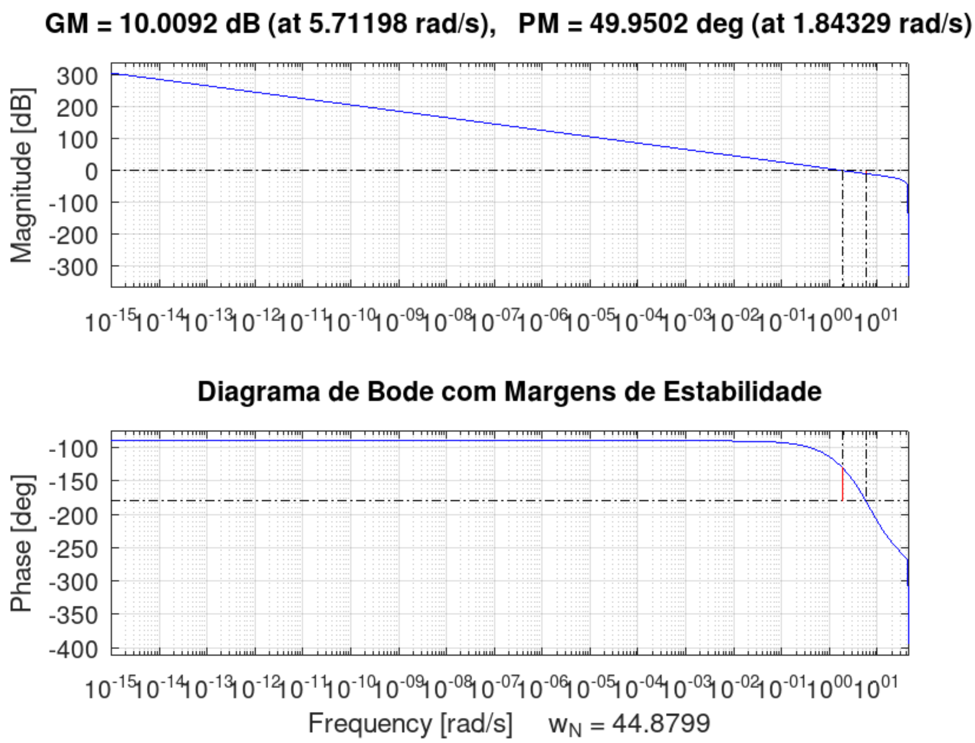

Figura 33: Margens de ganho e fase do sistema em malha aberta.

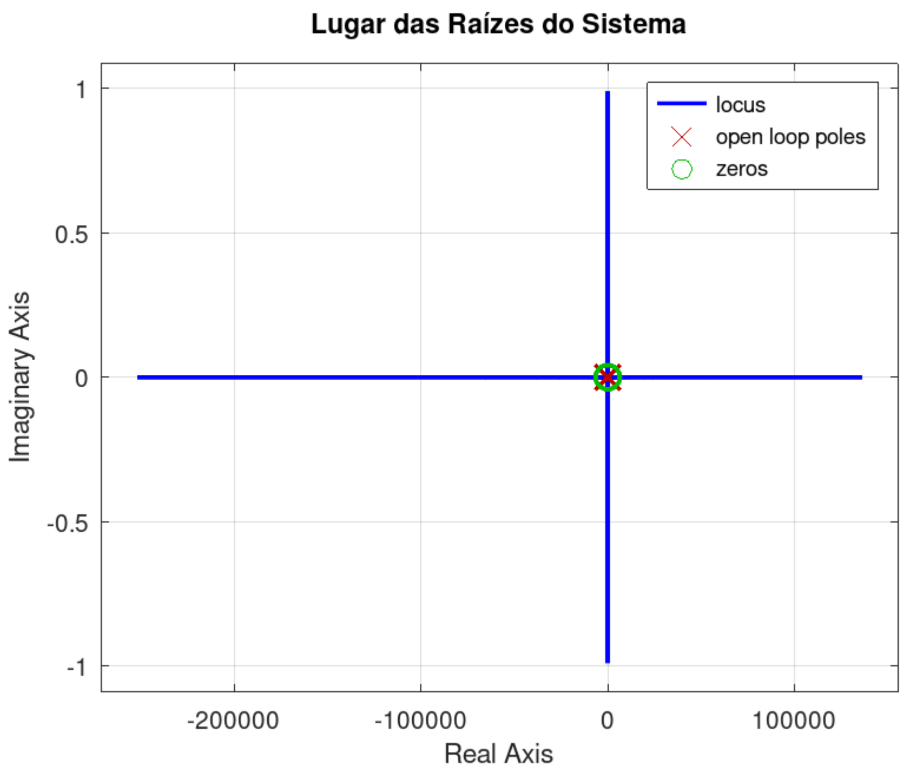

Figura 34: Lugar das raízes do sistema em malha aberta.

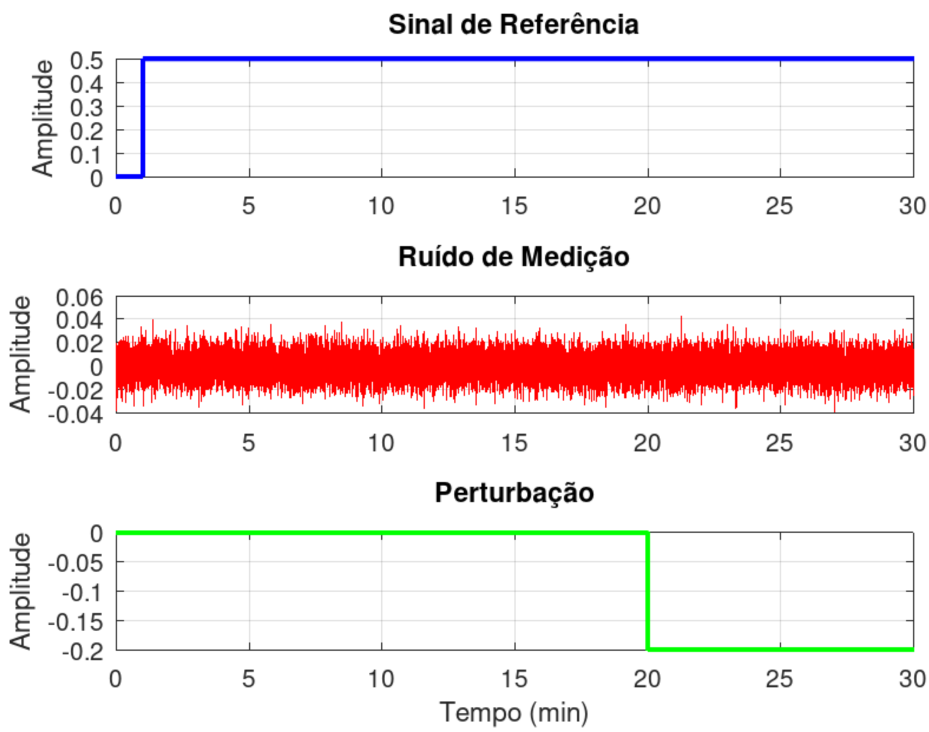

Figura 35: Sinais de Teste: Referência, Ruído e Perturbação.

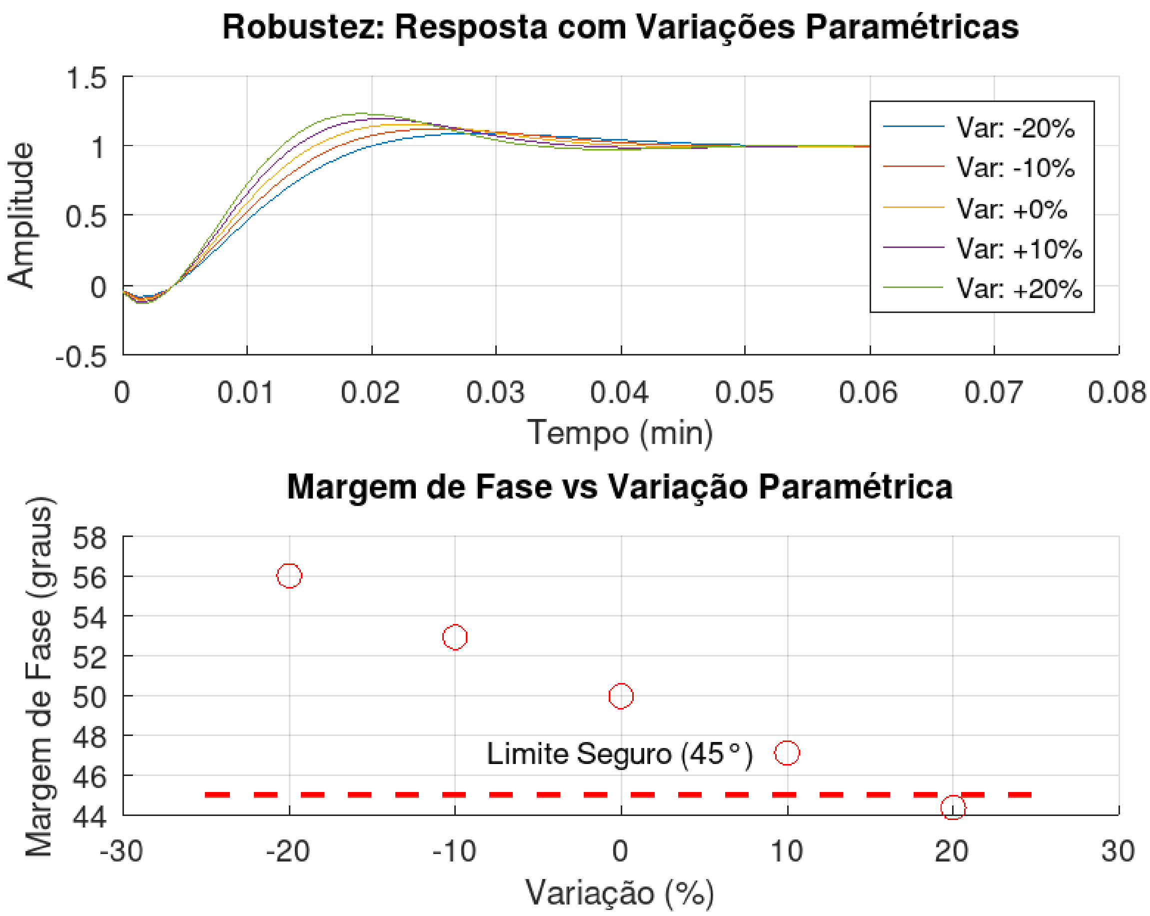

Figura 36: Análise de robustez com variações paramétricas.

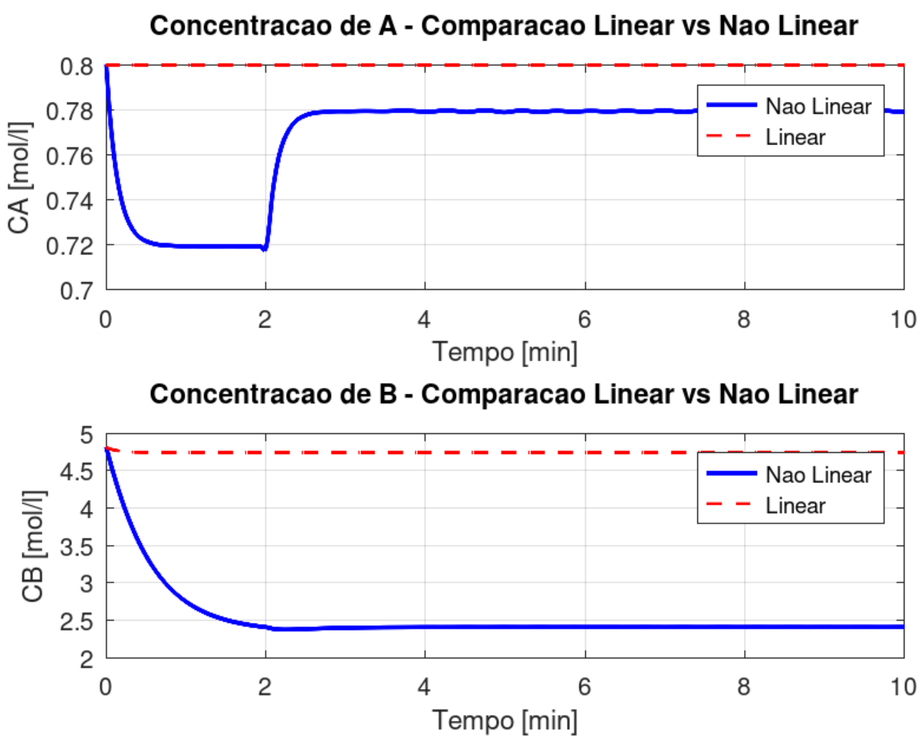

Figura 37: Comparacao Linear vs Nao Linear.

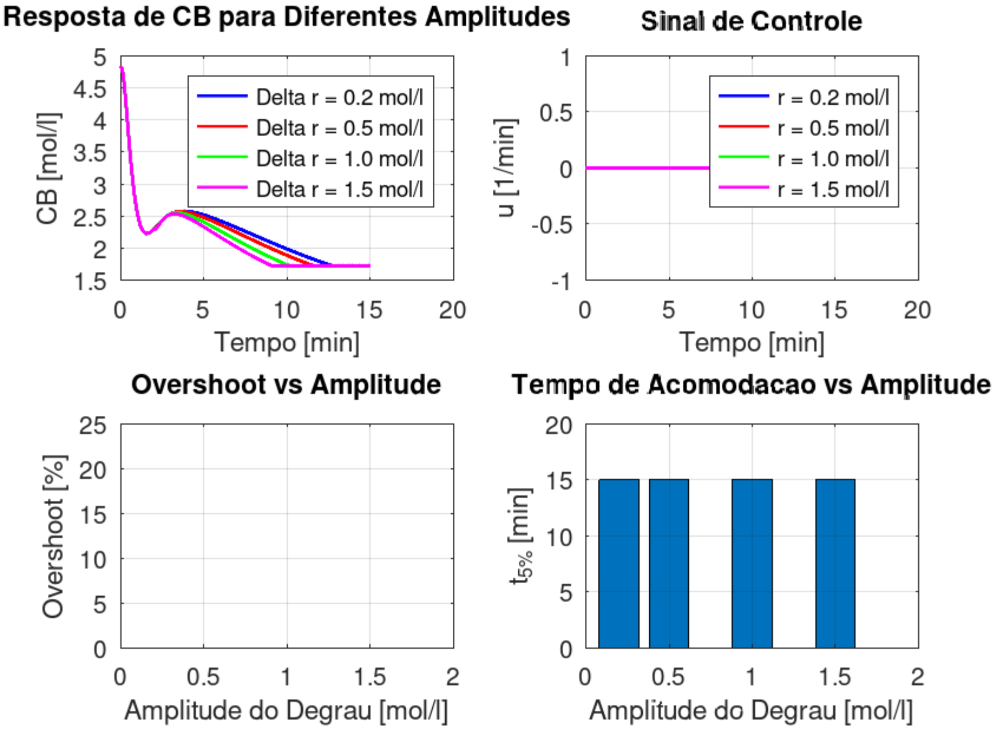

Figura 38: Simulacao do controle PI em sistema nao linear.

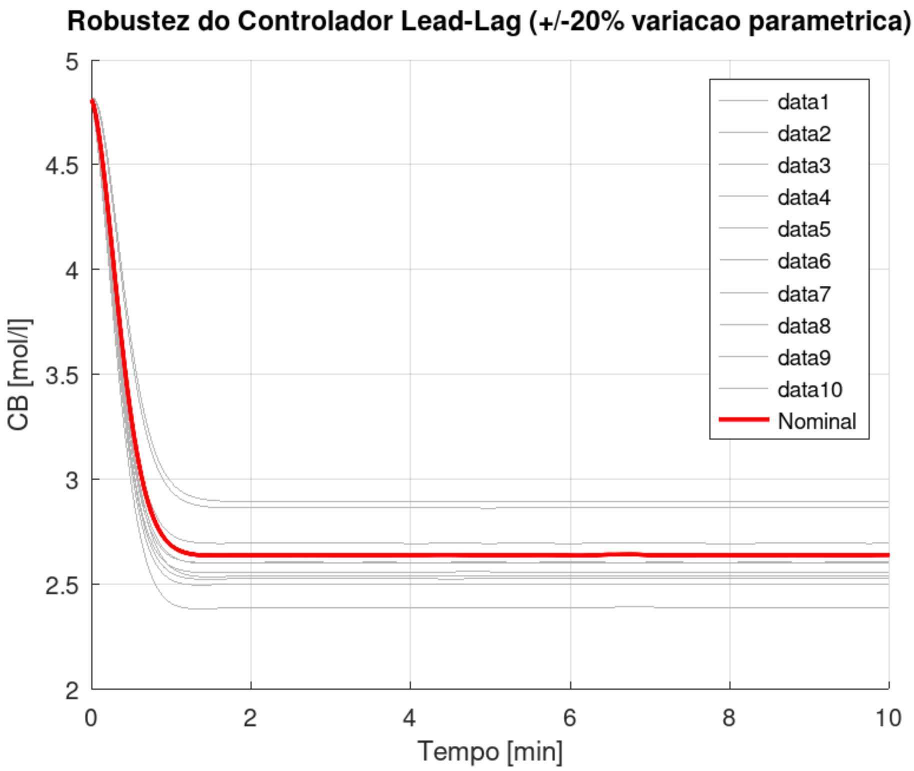

Figura 39: Robustez do Controlador Lead-Lag (variacao parametrica).

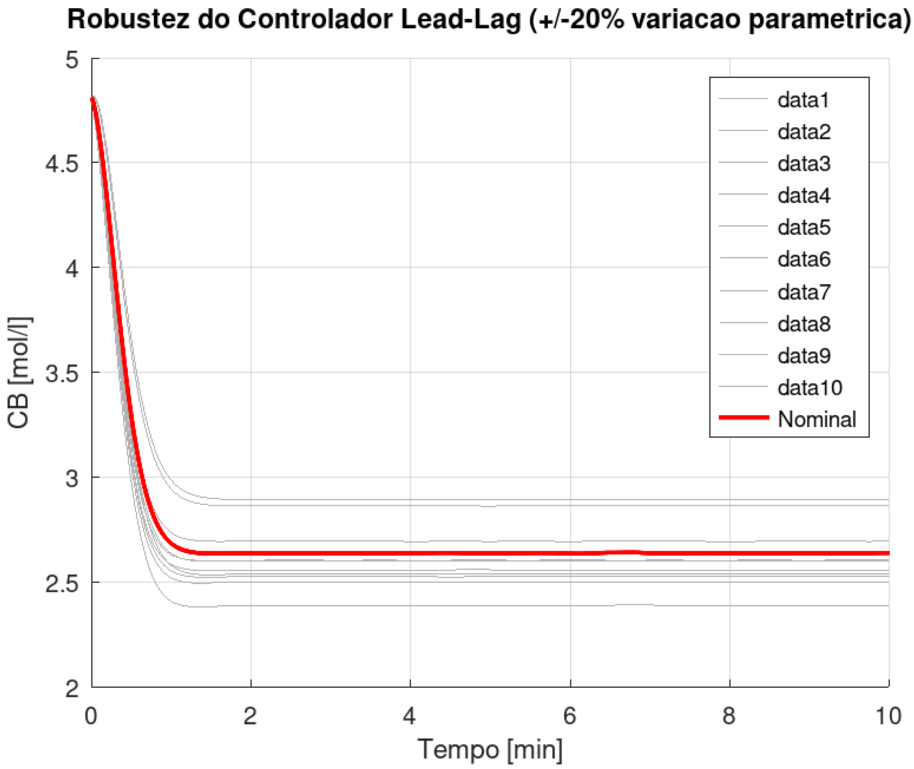

Figura 40: Analise estatistica dos resultados de robustez do Lead-Lag.

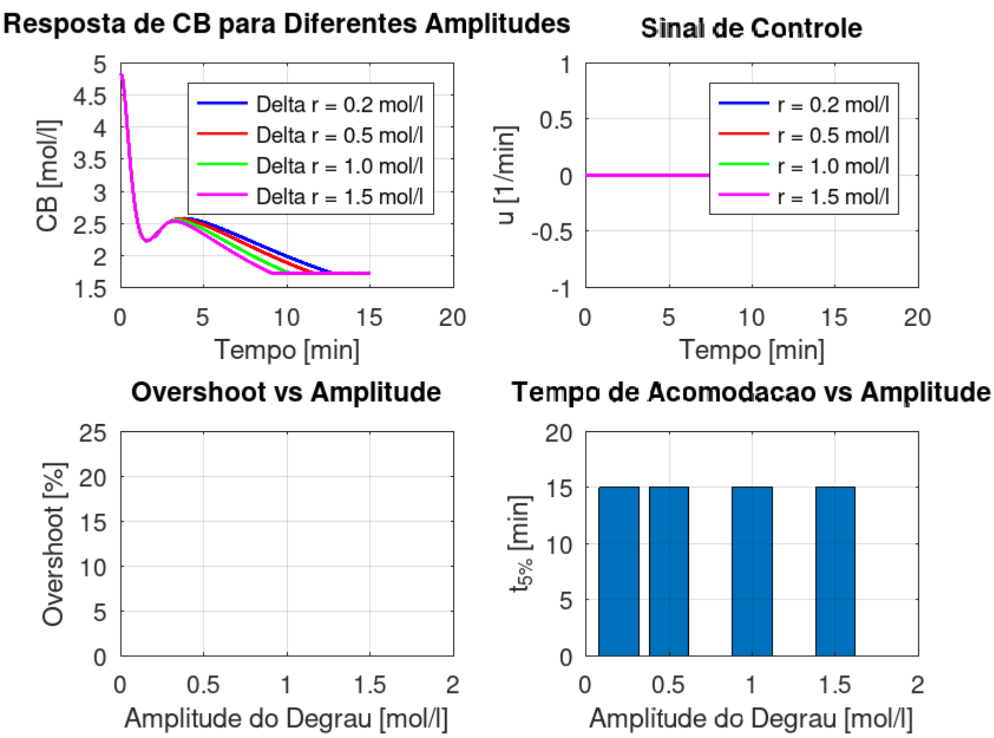

Figura 41: Resposta do Sistema com Preditor de Smith (Nao Linear).

6 Conclusão Geral do Trabalho

Este trabalho completo apresentou um estudo abrangente sobre o controle de um reator químico continuamente agitado, cobrindo desde fundamentos teóricos até estratégias avançadas para compensação de atrasos de medição. As três partes desenvolvidas fornecem uma metodologia sistemática para projeto de controladores em processos químicos industriais.

6.1 Síntese dos Resultados das Três Partes

O Preditor de Smith padrão atendeu plenamente às especificações de seguimento de referência, mantendo overshoot $< 5\%$ e tempo de acomodação de aproximadamente 1,74 minutos após a implementação do filtro de referência. A estrutura demonstrou robustez adequada a incertezas paramétricas de até 15% nas constantes de tempo, 10% no ganho e 10% no atraso, conforme evidenciado pela análise de estabilidade robusta.

Entretanto, a rejeição de perturbações apresentou desempenho limitado, com tempo de resposta inerentemente restrito pelo atraso de detecção. Esta limitação é fundamental à estrutura do Preditor de Smith, onde perturbações entram no processo antes do atraso, mas o controlador só pode reagir após a detecção do erro na saída atrasada.

6.2 Comparação entre Estratégias

O Preditor de Smith Filtrado proporcionou melhoria significativa na rejeição de perturbações, reduzindo o tempo de acomodação para aproximadamente 1 minuto. Esta melhoria foi obtida através da realocação dos polos da função de transferência de rejeição, sem comprometer o desempenho de seguimento de referência.

O principal compromisso (*trade-off*) identificado refere-se à robustez: o Preditor de Smith Filtrado apresentou margem de estabilidade robusta reduzida comparado à estrutura padrão. Esta degradação é típica em sistemas onde se busca melhor desempenho dinâmico à custa de menor tolerância a incertezas.

6.3 Implicações Práticas

A derivação do controlador equivalente revelou estrutura de ordem extremamente elevada (> 40), confirmando a impraticabilidade de implementação direta. Este resultado ressalta a principal vantagem conceitual do Preditor de Smith: a implementação modular e fisicamente intuitiva de estratégias de controle complexas.

A validação no modelo não linear confirmou que ambas as estratégias mantiveram desempenho adequado para variações de até 0,5 mol/l na referência de C_B, demonstrando consistência entre os resultados teóricos e a realidade física do processo.

6.4 Considerações Finais

A escolha entre as duas estratégias deve considerar os requisitos específicos da aplicação: o Preditor de Smith padrão é mais adequado quando a robustez é prioritária, enquanto o Preditor de Smith Filtrado deve ser preferido quando a rejeição rápida de perturbações é crítica.

Ambas as abordagens demonstraram ser viáveis para o controle de processos químicos com atrasos significativos, contribuindo para o desenvolvimento de estratégias de controle mais eficazes em aplicações industriais.

7 Referências

Referências

[1] Ogata, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5ª edição. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

[2] Dorf, R. C.; Bishop, R. H. *Sistemas de Controle Modernos*. 12ª edição. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

[3] Seborg, D. E.; Edgar, T. F.; Mellichamp, D. A.; Doyle III, F. J. *Process Dynamics and Control*. 4ª edição. Hoboken: John Wiley & Sons, 2016.

[4] Åström, K. J.; Murray, R. M. *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. Princeton: Princeton University Press, 2008.

[5] Franklin, G. F.; Powell, J. D.; Emami-Naeini, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 7ª edição. Boston: Pearson, 2015.

[6] Smith, O. J. M. *Closer Control of Loops with Dead Time*. Chemical Engineering Progress, vol. 53, no. 5, pp. 217-219, 1957.

[7] Morari, M.; Zafiriou, E. *Robust Process Control*. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.

[8] MathWorks. *MATLAB Control System Toolbox User's Guide*. Natick: The MathWorks Inc., 2024.

[9] GNU Octave. *GNU Octave Control Package Documentation*. Versão 4.1.2, 2023. Disponível em: `https://octave.sourceforge.io/control/`.