



CONTROLE POR APRENDIZAGEM ITERATIVA E CONTROLE
REPETITIVO PARA MÁQUINAS DE ENSAIO DE FADIGA

Alessandro Santos de Lima

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Liu Hsu

Rio de Janeiro
Novembro de 2014

CONTROLE POR APRENDIZAGEM ITERATIVA E CONTROLE
REPETITIVO PARA MÁQUINAS DE ENSAIO DE FADIGA

Alessandro Santos de Lima

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Liu Hsu, Docteur d'Etat

Prof. Alessandro Jacoud Peixoto, D. Sc.

Prof. Marco Antônio Meggiolaro, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
NOVEMBRO DE 2014

Lima, Alessandro Santos de

Controle por aprendizagem iterativa e controle repetitivo para máquinas de ensaio de fadiga/Alessandro Santos de Lima. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

VII, 117 p. 29, 7cm.

Orientador: Liu Hsu

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 108 – 112.

1. Máquinas de Ensaio de Fadiga. 2. Controle por Aprendizagem Iterativa. 3. Controle Repetitivo. I. Hsu, Liu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE POR APRENDIZAGEM ITERATIVA E CONTROLE REPETITIVO PARA MÁQUINAS DE ENSAIO DE FADIGA

Alessandro Santos de Lima

Novembro/2014

Orientador: Liu Hsu

Programa: Engenharia Elétrica

Esta dissertação aborda o problema de controle de rastreamento para as máquinas de ensaio de fadiga. Inicialmente são projetadas leis de controle lineares clássicas para rastreamento de um perfil de força no tempo baseadas em realimentação e controle antecipatório (feedforward). Esta abordagem requer um modelo da dinâmica do processo e para tal é realizada a identificação do mesmo. Os resultados foram satisfatórios porém para frequências mais baixas do sinal de rastreamento. Isto motivou o desenvolvimento de técnicas mais avançadas de controle baseadas em aprendizado dada a natureza repetitiva do perfil de força desejado. Dois métodos de aprendizado foram investigados: o método de Controle por Aprendizado Iterativo e o método de Controle Repetitivo em vista das incertezas do modelo e das não-linearidades presentes. Desenvolveu-se um método de aprendizado iterativo sem reinicialização a cada repetição. Resultados de simulação e experimentais são apresentados com base numa máquina eletromecânica mostrando a potencial vantagem destes dois últimos com relação à lei de controle clássica.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ITERATIVE LEARNING CONTROL AND REPETITIVE CONTROL FOR FATIGUE TESTING MACHINES

Alessandro Santos de Lima

November/2014

Advisor: Liu Hsu

Department: Electrical Engineering

This dissertation concerns the design of tracking control algorithms for fatigue testing machines. A classical model based tracking control algorithm is first designed. To this end, an approximate linear dynamical machine model was identified. However, the performance was satisfactory only for rather low frequency sinusoids. This fact motivated the development of more advanced control techniques. In view of the repetitive nature of the fatigue tests, Iterative Learning Control (ILC) and Repetitive Control (RC) seem adequate approaches to account for uncertainties of the plant such as gains, time constants, and nonlinearities. The design algorithms based on both strategies are presented for an electromechanical machine. In addition, a no-reset version of the ILC is proposed and the results are verified by simulation and by experiments.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Descrição do problema	1
1.2	Algoritmos de controle para máquinas de fadiga	2
1.3	Objetivos	3
1.4	Organização da tese	4
2	Ensaio de fadiga e máquinas de testes	6
2.1	Ensaio de da/dN e modos de controle de carga	8
2.1.1	Técnicas para monitoramento de comprimento de trinca	10
2.1.2	Leitura de carregamento de modos de controle de carga	12
2.2	Máquinas de ensaio	15
2.2.1	Tecnologias empregadas	16
2.2.2	Soluções comerciais	17
2.2.3	Máquinas de fabricação do LNDC	19
3	Controles por aprendizado	26
3.1	Descrição matemática do sistema para o ILC	27
3.1.1	Representação alternativa	28
3.2	Controle por aprendizado iterativo	30
3.2.1	Algoritmo ILC em forma matricial	32
3.2.2	Algoritmo ILC com ação proporcional e derivativa	32
3.2.3	Análise de estabilidade	33
3.2.4	Desempenho do controlador <i>ILC</i>	35
3.2.5	Comportamento da aprendizagem no regime transitório	35
3.3	Controle por repetição	37
3.3.1	Convergência monotônica	38
3.4	Uma proposta de ILC sem <i>reset</i>	39
4	Projetos de controle para a máquina eletromecânica	41
4.1	Modelagem matemática do sistema	42
4.2	Identificação de parâmetros e validação do modelo	44

4.2.1	Correção de efeitos de tendência (<i>drift</i>)	44
4.2.2	Resposta a onda quadrada	45
4.2.3	Resposta a senoide	51
4.3	Controlador linear com <i>feedforward</i>	52
4.3.1	Projeto do controlador	53
4.3.2	Compensador avanço-atraso e folga de engrenagem (<i>Backlash</i>)	57
4.3.3	Saturação e ruído de medição	60
4.3.4	Resultados experimentais	62
4.3.5	Conclusão	66
4.4	Controle por aprendizagem iterativa (<i>ILC</i>)	66
4.4.1	<i>ILC</i> sobre a malha fechada com proporcional	67
4.4.2	<i>ILC</i> sobre a malha fechada com controle proporcional-derivativo	72
4.4.3	Resultados experimentais	80
4.4.4	Conclusão	86
4.5	Controle Repetitivo (<i>RC</i>)	86
4.5.1	Simulações	89
4.5.2	Resultados experimentais	97
4.5.3	Conclusão	104
5	Conclusões e trabalhos futuros	105
	Referências Bibliográficas	108
A	Softwares auxiliares implementados	113
A.1	Software para identificação paramétrica e controle linear	113
A.2	Arquitetura de software para controladores por aprendizagem	114
A.3	Software para controle por aprendizagem iterativa	115
A.4	Software para controle Repetitivo	116

Capítulo 1

Introdução

Esta dissertação é parte do desenvolvimento do projeto de máquinas de ensaio fadiga do Laboratório de Ensaios Não-Destrutivos, Corrosão e Soldagem (LNDC) da UFRJ. Máquinas de ensaio de fadiga são o elemento básico para a execução destes tipos de ensaios. Uma vez que a aquisição dos modelos de máquinas comerciais disponíveis no mercado apresentam custos muito elevados, o LNDC decidiu realizar o projeto de dois tipos de máquinas de fadiga, uma de natureza eletromecânica e outra servo-hidráulica. Por conseguinte, são necessários instrumentação, automação e controle para estas máquinas obedecendo às especificações determinadas por normas vigentes. As principais normas que tratam do assunto são a ASTM E647 (2013) e a ISO-12108 (2002). Ambas determinam os pré-requisitos dos equipamentos e máquinas a serem utilizados em testes de fadiga para fins fundamentais de proficiência de ensaios.

Com base nisso, se faz necessário o desenvolvimento e implementação de algoritmos de controle capazes de efetuar o rastreamento de onda de força sobre corpos de provas de geometria bem definidas para a execução de ensaios de fadiga ao ar e em ambientes corrosivos. Apesar da diversidade de corpos de provas existente e perfis de ensaios, o desenvolvimento deste trabalho limitou-se a aplicação de cargas senoidais tratativas, cíclicas e de amplitudes constantes, utilizando para experimento o corpo de prova do tipo *compact tension* (*CT specimen*).

1.1 Descrição do problema

Para projeto de máquinas e estruturas em engenharia, um dos fatores de maior relevância trata-se de conhecimentos específicos a respeito das propriedades dos materiais a serem utilizados no projeto. Como reportado na literatura, há diversos tipos de falhas em materiais, tais como por deflexão excessiva, escoamento, flambagem, fluência, desgaste, fratura e fadiga. De acordo com HETZBERG; VINCI; HERTZBERG (1996), cerca de 80% dos registros de falha em materiais utilizados

nas estruturas mecânicas são provocadas por fadiga. A falha por fadiga ocorre devido a nucleação e propagação de defeitos em materiais devido a ciclos alternados de tensão/deformação. Esta nucleação pode propagar-se gerando uma “trinca de fadiga” cujo tamanho aumentará progressivamente até a ruptura do material. Dessa forma, o estudo da propagação de trincas por fadiga é imprescindível, fazendo-se necessário a utilização de máquinas de ensaio com capacidade de aplicar carregamentos cíclicos, com precisão elevada, de acordo com as normas vigentes.

O laboratório LNDC realiza diversas pesquisas no ramo da metalurgia e engenharia de materiais dentre as quais se destaca para o escopo deste trabalho o Ensaio Fadiga ao ar e em meios corrosivos (Corrosão-fadiga). Estes ensaios consistem na submissão de um corpo de prova (CP) de dado material, com geometria padronizada por norma, a um carregamento trativo, cuja forma de onda senoidal possui amplitude, valor médio e frequência muito bem definidos, permitindo pouquíssima tolerância a erros no valor de pico e na amplitude pico a pico. Aquisitando sinais do carregamento de força sobre o CP ao longo do tempo e do comprimento de trinca (medida, por exemplo, com *clip-gages* no caso de ensaio de fadiga ao ar) torna-se possível a previsão da taxa de propagação de trinca por fadiga num dado material exposto a determinadas condições, o que vem a ser o produto final dos ensaios realizado (curvas da/dN).

Uma vez que o custo de aquisição e manutenção das máquinas comerciais empregadas nestes tipos de testes são muito elevados ¹, opta-se pela realização do projeto e construção de máquinas. Para esse fim, duas máquinas de ensaio de fadiga estão sendo construídas no LNDC, uma de acionamento eletromecânico e outra de acionamento servo-hidráulico. Fica portanto constatada a necessidade de desenvolvimento de um sistema de controle de carga de força com alto grau de precisão o que implica num sistema de controle automático com sensores adequados e algoritmos de alto desempenho capaz de efetuar satisfatoriamente os ensaios de carga, geralmente de longa duração.

1.2 Algoritmos de controle para máquinas de fadiga

Para o controle de máquinas de fadiga, diversas foram as estratégias previamente utilizadas. Para controle de atuadores servo-hidráulico é encontrada uma vasta referência bibliográfica. Por outro, para o acionamento de motores elétricos no controle de máquinas de fadiga há uma certa dificuldade em se encontrar referências. Algumas publicações acerca de técnicas de controle voltadas a acionamentos servo-hidráulicos

¹Cerca de meio milhão de reais para aquisição na data da escrita deste trabalho.

são listados abaixo:

- Estabilidade exponencial para controle não-linear (SOHL; BOBROW, 1999);
- Controlador de força por modos deslizantes baseado em observador (SUN; CHIU, 1999);
- Abordagem de controle por modos deslizantes adaptativo (GUAN; PAN, 2008);
- Controlador de força baseado na técnica de teoria de realimentação quantitativa (*QFT*) (NIKSEFAT; SEPEHRI, 2000);
- Controlador *backstepping* para rastreamento de força/pressão (ALLEYNE; LIU, 2000);
- Lei de controle de força baseada em observador NAKKARAT; KUNTANA-PREEDA (2009);
- Uma lei de controle *backstepping* para posicionamento (KADDISSI; KENNE; SAAD, 2007; SIROUSPOUR; SALCUDEAN, 2000);
- Controlador *backstepping* robusto (CHEN et al., 2002);
- Controlador baseado em passividade para um sistema eletro-hidráulico (ALLEYNE; LIU, 2000);
- Controle preditivo generalizado (SEPEHRI; WU, 1998);

No acionamento de máquinas servo-elétricas CARVALHO (2012) utiliza um controlador PID para efetuar rastreamento de senoides de forças. Para controles por aprendizado aplicado a máquinas de fadiga, GUK (2012) simula um controle por aprendizagem iterativa para um atuador hidráulico não-linear. Já ALVA (2008) implementa um controle *bang-bang* para ensaios de alta frequência com carregamentos de amplitude variável. Um algoritmo de aprendizado é proposto para prever os instantes de reversão.

1.3 Objetivos

O objetivo geral desta dissertação é desenvolver algoritmos de controle para as máquinas de ensaio de fadiga do LNDC que assegurem ensaios fadiga ao ar, trativos e com amplitude de carregamento constante sempre respeitando as normas vigentes, ou seja, assegurando que os picos máximo e mínimo do carregamento não

ultrapassem uma faixa de 2% em torno do valor desejado para ambos. Serão considerados apenas sinais de referência senoidais para o carregamento, com amplitudes e frequências cobrindo a maior faixa possível dentro das limitações físicas da máquina de forma a não excitar sua frequência de ressonância. Sendo assim, assume-se que a estrutura mecânica da máquina apresente rigidez infinita. Neste caso, devido à similaridade qualitativa dos modelos matemáticos básicos das duas máquinas, apenas a máquina eletromecânica será considerada nesta dissertação.

Serão propostos e testados, tanto por simulação como experimentalmente, algoritmos de controle para rastreamento de trajetória buscando simplicidade e eficiência. Como metodologia de projeto de controle destacam-se: o controle por aprendizado iterativo e o controle repetitivo.

Resumidamente, pode-se destacar como objetivos pontuais os seguintes itens:

- apresentar um modelo para a máquina eletromecânica, considerando a estrutura mecânica da máquina infinitamente rígida;
- identificar e validar este modelo;
- projetar, simular e implementar experimentalmente o controle convencional por realimentação e *feedforward* (ou antecipatório)
- projetar e testar por simulação e por experimentos técnicas de controle por aprendizagem.

1.4 Organização da tese

Este documento está subdividido em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresenta apenas um conteúdo introdutório para a colocação do problema.

O Capítulo 2 detalha sobre Ensaios de Fadiga e máquinas voltadas para estes tipos de ensaio. Uma atenção especial é dada àquelas de fabricação própria do LNDC, cujos projetos de controle compõem o foco principal da dissertação.

A teoria básica e fundamental para as técnicas de controle por aprendizado é mostrado no Capítulo 3, no qual são apresentados o Controle por Aprendizado Iterativo (ILC) e o Controle repetitivo (RC).

O Capítulo 4 trata do projeto de leis de controle de rastreamento para a Máquina Eletromecânica descrita no Capítulo 2. Três abordagens de projeto são utilizadas e testadas por simulação e por experimentos com o sistema real: Abordagem clássica, ILC e RC.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões sobre o desempenho dos controladores desenvolvidos, com respeito a suas limitações e vantagens, e propõe temas de pesquisa futura.

O Apêndice A apresenta a estruturação básica dos softwares desenvolvidos no ambiente LabView[®] para dar suporte ao projeto e à implementação real dos algoritmos de controle descritos nos Capítulos 3 e 4.

Capítulo 2

Ensaio de fadiga e máquinas de testes

Fadiga é o processo de mudança estrutural permanente, progressiva e localizada que ocorre em um material submetido a condições que produzem tensões e deformações flutuantes em ao menos um ponto, podendo culminar em trincas ou fratura completa após um número suficiente de flutuações (E1823, 2013).

O mais antigo registro que se tem na literatura acerca de fadiga data de 1829, quando o alemão Wilhelm August Julius Albert reportou que o valor das cargas cíclicas que causavam a falha de correntes de ferro utilizadas em minas era muito inferior à sua resistência estática. Alguns anos depois o pesquisador alemão Wöhler (1850 – 1870), considerado por muitos "pai da fadiga", introduziu diversas ideias e procedimentos usados até hoje no dimensionamento à fadiga. Um dos mais importantes deles é a curva $S - N$ (Tensão Mecânica versus número de ciclos), também denominado curva de Wöhler (CASTRO; MEGGIOLARO, 2009). Para obtenção dessas curvas, Wöhler utilizou CP's sem entalhe, submetidos a uma amplitude de carregamento mecânico (σ_a) constante em relação ao número de ciclos (N) e cujo valor da tensão média (σ_m) era zero, utilizando máquinas de flexão rotativa (ASM 19, 1996; HETZBERG; VINCI; HERTZBERG, 1996; SCHIJVE, 2009). A Figura 2.1 contém um exemplo de uma curva de Wohler obtida a partir de um carregamento mecânico constante.

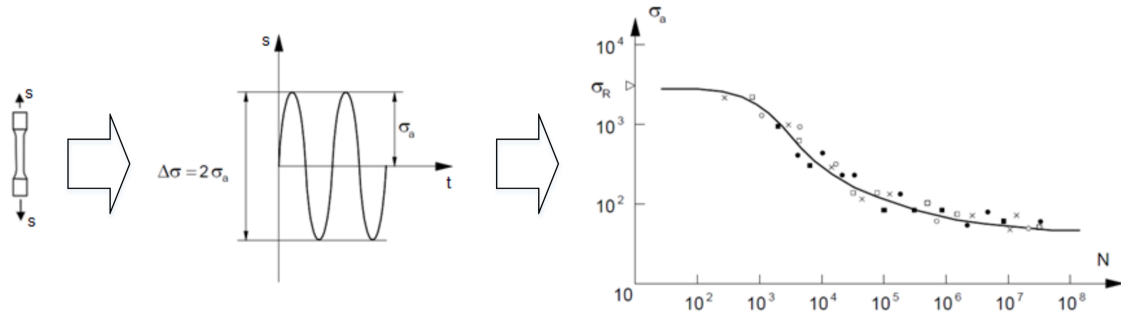


Figura 2.1: Exemplo de uma curva de Wöhler para uma liga ferrosa obtida por amplitude de carregamento mecânico constante.

Na década de 50 surgiu independente e simultaneamente um conceito formalizado por Williams e Irwin. Trata-se do fator de intensidade de tensões (K), que tem por definição quantificar o campo de tensões em torno de uma trinca numa peça predominantemente linear elástica. O fator de intensidade de tensão depende basicamente da geometria e das dimensões da peça; do comprimento de trinca (a_N) e do carregamento mecânico aplicado (P). Esse conceito permitiu que o pesquisador argentino Paris, em 1961, tivesse grande destaque nos estudos de fadiga, após provar que a propagação de trincas por fadiga é controlada pelo ΔK aplicado (faixa do fator de intensidade de tensões, $\Delta K = K_{m\acute{a}x} - K_{m\acute{i}n}$). Isso possibilitou a previsão da vida residual de estruturas trincadas, provocando a maior revolução no estudo de fadiga desde os tempos de Wöhler (ANDERSON, 2005; BROEK, 1988; CASTRO; MEGGIOLARO, 2009; SCHIJVE, 2009). Os estudos de Paris deram origem às chamadas curvas da/dN versus ΔK , com as quais é possível determinar a taxa de propagação de trinca por fadiga da/dN em função da faixa do fator de intensidade de tensões aplicado. Para a obtenção dessas curvas é necessário utilizar um CP de geometria bem definida, contendo uma trinca que irá se propagar com o decorrer do ensaio. Por meio deste teste, são obtidos, direta ou indiretamente, e registrados os seguintes dados correlacionados:

- a_N (comprimento da trinca);
- N e
- ΔK .

Assim, basta um método adequado para que seja obtido o gráfico da/dN versus ΔK (em escala log-log). Destacam-se, por exemplo, os métodos polinomial ou o da secante (ASM 19, 1996; ASTM E647, 2008). Ver Figura 2.2.

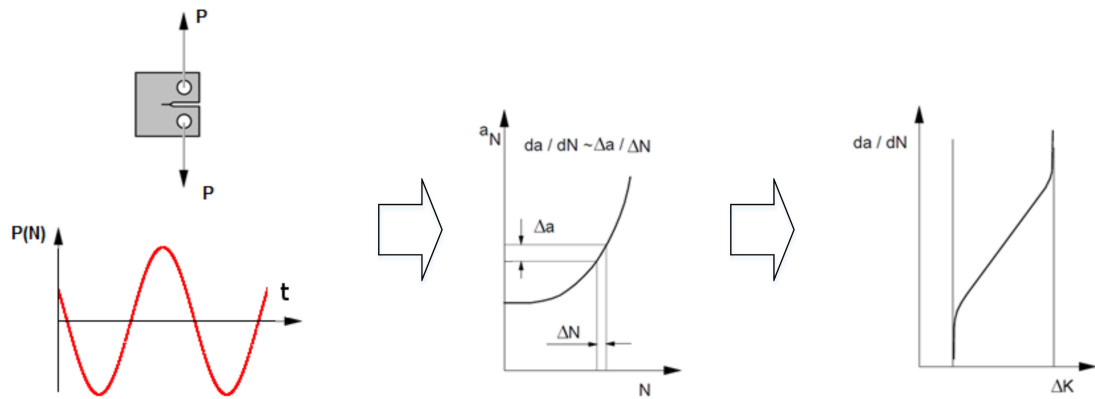


Figura 2.2: Esquemático de ensaio para obtenção de curva da/dN versus ΔK .

Em suma, há dois tipos de ensaios de fadiga que se destacam pela metodologia de cálculo associada:

- Ensaios $S - -N$, muito utilizadas em projetos contendo peças sem defeitos, sob condições lineares elásticas. Sua utilização geralmente visa o conhecimento da resistência ou limite à fadiga em CP's sem entalhe.
- Ensaios de da/dN versus, muito útil em estruturas contendo defeitos, onde a taxa de propagação da trinca deve ser determinada ANDERSON (2005).

Para o escopo deste trabalho, os estudos de ensaio fadiga serão focalizados ensaios do tipo da/dN , pois há um grande interesse por partes de empresas petrolíferas em prever qual a velocidade de propagação de trincas em determinadas estruturas. Alguns exemplos dessas referidas estruturas são *tubes*, *risers*, plataformas etc.

2.1 Ensaios de da/dN e modos de controle de carga

Para a obtenção de curvas de da/dN precisas, são necessários basicamente dois fatores:

- Leitura eficiente do comprimento de trinca (a_N);
- Aplicação precisa do carregamento no corpo de prova (P) e
- Evitar ao máximo sobrepasso, pois causam retardo na taxa de propagação de trinca, ou mesmo a anulam.

De posse destas informações e conhecendo os valores exatos das dimensões geométricas do corpo de prova, pode-se determinar os valores de ΔK aplicado em qualquer ciclo (N) através de uma equação específica para determinado tipo de CP. Os ensaios relativos a este trabalho são restritos ao CP do tipo *Compact Tension* (*CT*). Para este tipo de CP utiliza-se a equação seguinte equação ¹ (ASTM E647, 2008), (ISO-12108, 2002):

$$\Delta K = \frac{\Delta P}{B\sqrt{W}} \frac{2 + \alpha}{(1 - \alpha)^{3/2}} (0.886 + 4.6\alpha - 13.32\alpha^2 + 14.72\alpha^3 - 5.6\alpha^4) \quad (2.1)$$

Por meio desta equação e pelos registros de comprimento de trinca em função do número de ciclos (a_N versus N), podemos obter a curva completa da/dN , contendo as regiões *A*, *B* e *C*, conforme ilustrado na Figura 2.3.

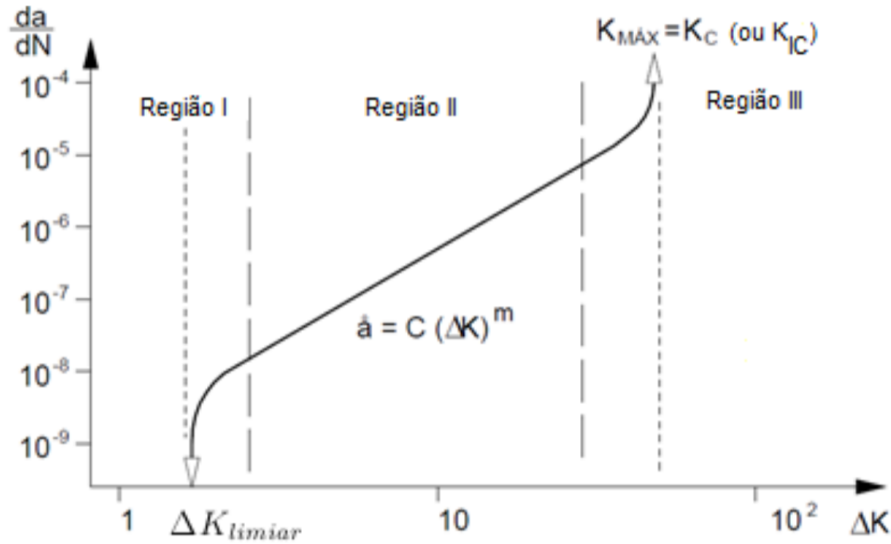


Figura 2.3: Exemplo de uma curva completa da/dN versus ΔK . (Adaptado de ANDERSON (2005)).

A região I é aquela próxima ao ΔK_{limiar} (limiar, do inglês *threshold*), e é o trecho que leva mais tempo a ser obtido, já que a velocidade de propagação da trinca é extremamente baixa. A E1823 (2013) define arbitrariamente ΔK_{limiar} como o ΔK que corresponde a uma taxa de crescimento de trinca de $10^{-10}m/ciclo$. Assim sendo ΔK_{limiar} é valor assintótico de ΔK em que da/dN se aproxima de zero, logo tal valor só poderia ser obtido na prática por meio de extrapolação conforme é bem detalhado na norma ASTM E647 (2008). Nessa região, muitos fatores influenciam no resultado experimental do material ensaiado, tais como orientação cristalográfica do material, tamanho do grão, temperatura de ensaio, meio corrosivo, razão de carregamento,

¹Esta equação também serve para relacionar K e P ; $K_{máx}$ e $P_{máx}$; $K_{mín}$ e $P_{mín}$

fechamento de trinca e tipo de corpo de prova. Esta é de fato, a região mais difícil de ser precisamente determinada. A região II é também conhecida como *região de Paris* e respeita a equação de Paris, que é dada por:

$$da/dN = C\Delta K^m, ^2 \quad (2.2)$$

sendo m e C constantes empíricas a serem determinadas experimentalmente, as quais dependem do material, do meio, da razão de carga, da temperatura, da pressão, etc.

Finalmente, a Região III é aquela que contém as proximidades de K_C ou de K_{IC} (próximo a ruptura monotônica). Nessa região, ocorre um incremento significativo da taxa de propagação da trinca.

Fica, portanto, evidente que a utilização de uma técnica capaz de ler comprimento de trinca é de suma importância para esse tipo de ensaio. O item a seguir apresenta algumas dessas técnicas.

2.1.1 Técnicas para monitoramento de comprimento de trinca

Diversas técnicas para monitoramento do comprimento de trinca estavam disponíveis até escrita deste documento (MARSCH; SMITH; RITCHIE, 1991). Algumas delas são:

- Visual;
- ultrassom
- Deslocamento na abertura do entalhe conforme aumento de trinca (*CMOD*);
- Queda de potencial elétrico com corrente alternada (*ACPD*);
- Queda de potencial elétrico com corrente contínua (*DCPD*);
- Deformações na face dorsal do (*BFS*) CP e
- Rompimento de filamentos (*Crack gauge*).

Estas três últimas merecem particular destaque, pois indiretamente foram parte integrante deste trabalho. Para leitura eficiente dos comprimentos de trinca o LNDC realizou com sucesso a construção de sistemas para implementar as três últimas técnicas supracitadas. Abaixo, um breve resumo do princípio de funcionamento destas técnicas é dado. Para maior aprofundamento acerca do tema, recomenda-se a leitura de ASM 19 (1996); ASTM E647 (2013); DCM-2 Instruction Manual (2010).

²Existem equações simples capazes de modelar as três regiões. Vide apêndice de CASTRO; MEGGIOLARO (2009).

Queda de potencial elétrico com corrente contínua (*DCPD* — *Direct Current Potential Drop*)

Uma corrente elétrica constante é aplicada às extremidades do CP enquanto é medida a queda de tensão elétrica sobre pontos próximos à trinca. À medida que cresce o comprimento de trinca, também cresce a queda de potencial. A magnitude do potencial corresponde a um determinado valor de comprimento de trinca conforme uma função pré-definida (ASTM E647, 2013). A Figura 2.4 ilustra um esquemático breve sobre esta técnica.

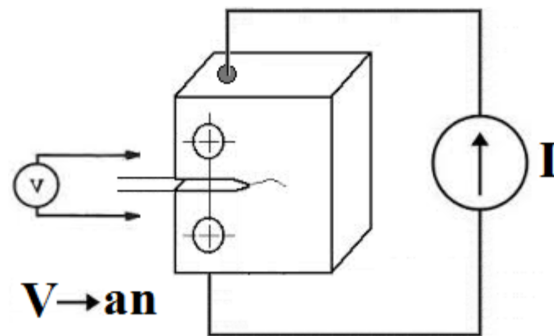


Figura 2.4: Esquemático de funcionamento da técnica de medição comprimento de trinca por *DCPD* (*Direct Current Potential Drop*).

Deformações na face dorsal do CP (*BFS* — *Back Face Strain*)

Um dispositivo eletrônico (*strain gauge*) é aderido à face traseira do CP para fornecer medidas de deformações compressivas em resposta à aplicação de cargas trativas. Com base nas medidas de deformações e cargas aplicadas, pode-se calcular o comprimento de trinca por meio de funções matemáticas pré-definidas (RIDDELL; PIASCIK, 1998).

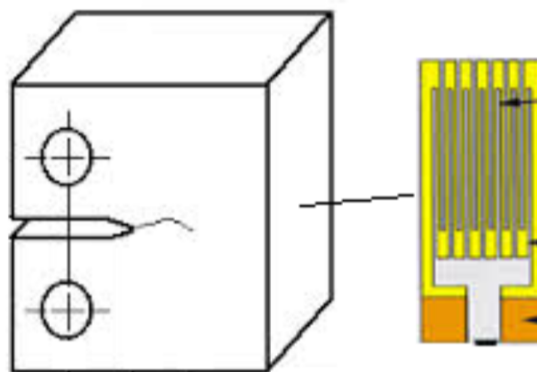


Figura 2.5: Esquemático de funcionamento da técnica de medição comprimento de trinca por *BFS* (*Back Face Strain*).

Rompimento de filamentos resistivos *Crack Gauge*

O *Crack Gauge* é dispositivo eletrônico composto por vários filamentos por onde passam corrente elétrica. Ele é aderido sobre o caminho a ser percorrido pela trinca no CP de forma que, à medida que cresça a trinca, rompa os filamentos. Pela quantidade de filamentos rompidos pode-se determinar o comprimento aproximado de trinca corrente. A precisão do comprimento de trinca obtido está ligado ao espaçamento entre os filamentos.

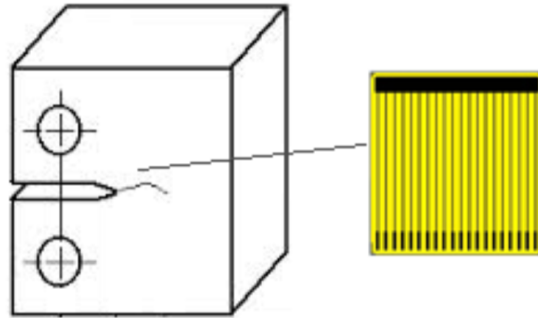


Figura 2.6: Esquemático de funcionamento da técnica de medição comprimento de trinca utilizando *Crack Gauges*.

2.1.2 Leitura de carregamento de modos de controle de carga

Como modo de controle de carga aplicada (perfil de P aplicado durante um ensaio), para obtenção eficiente das curvas da/dN , a ASTM E647 (2013) reporta implicitamente três métodos de controle de carga:

- ΔK crescente, podendo ser com ΔP constante, ou por gradiente de K normalizado (C_K), conforme a equação a seguir;

$$C_K = \frac{1}{K} \frac{dK}{da} = \frac{1}{K_{m\acute{a}x}} \frac{dK_{m\acute{a}x}}{da} = \frac{1}{K_{m\acute{i}n}} \frac{dK_{m\acute{i}n}}{da} = \frac{1}{\Delta K} \frac{d\Delta K}{da} \quad (2.3)$$

- ΔK decrescente, podendo ser com $K_{m\acute{a}x}$ constante ou com *Razão de Carregamento* (R) constante. A Razão de Carregamento é dada pela equação a seguir;

$$R = K_{m\acute{i}n}/K_{m\acute{a}x} = P_{m\acute{i}n}/P_{m\acute{a}x} \quad (2.4)$$

- ΔK constante.

As figuras a seguir ilustram o aspecto geral destes modos de controle de carga.

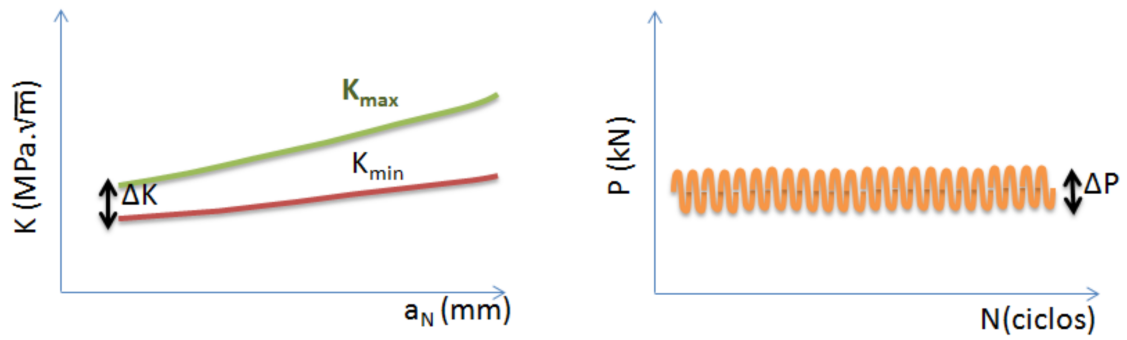


Figura 2.7: Aspecto geral do modo de controle de carga por ΔK crescente com ΔP constante.

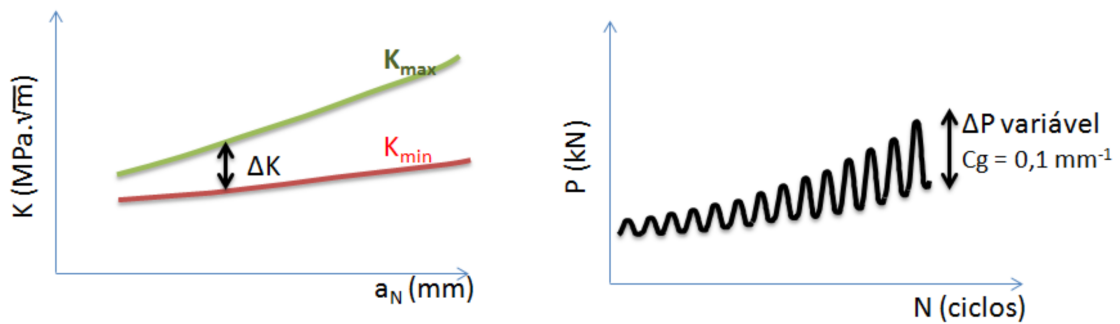


Figura 2.8: Aspecto geral do modo de controle de carga por ΔK crescente, ou por gradiente de K normalizado.

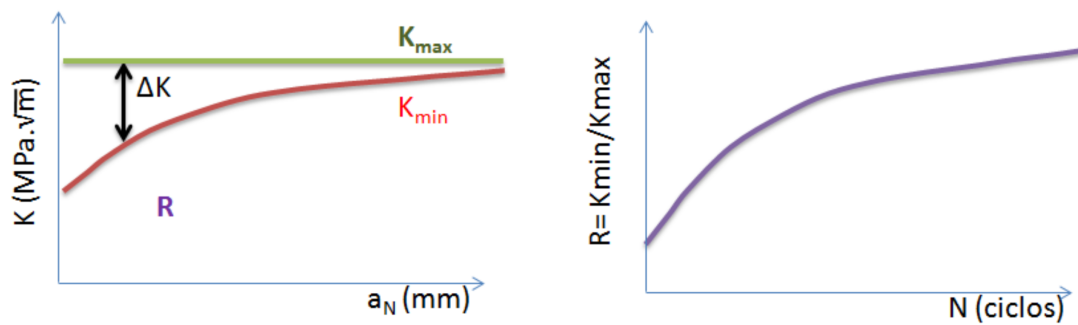


Figura 2.9: Aspecto geral do modo de controle de carga por ΔK crescente com $K_{m\acute{a}x}$ constante.

dk decrescente com R constante

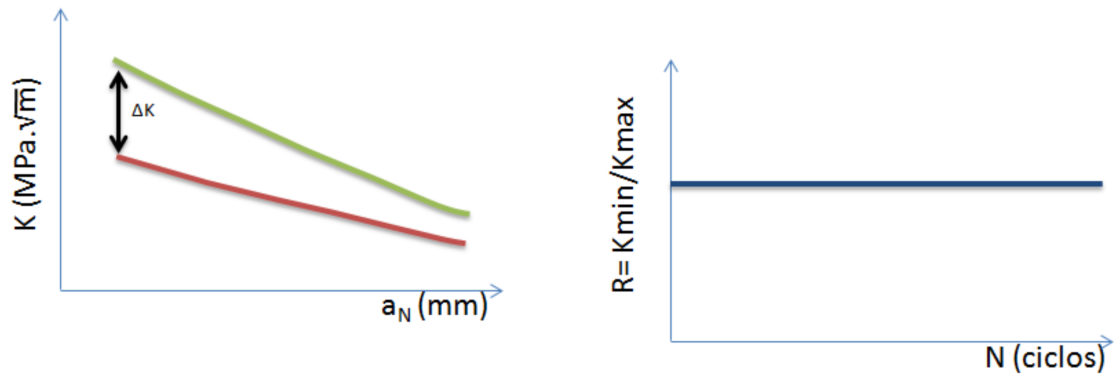


Figura 2.10: Aspecto geral do modo de controle de carga por ΔK decrescente com R constante.

dk decrescente com R constante

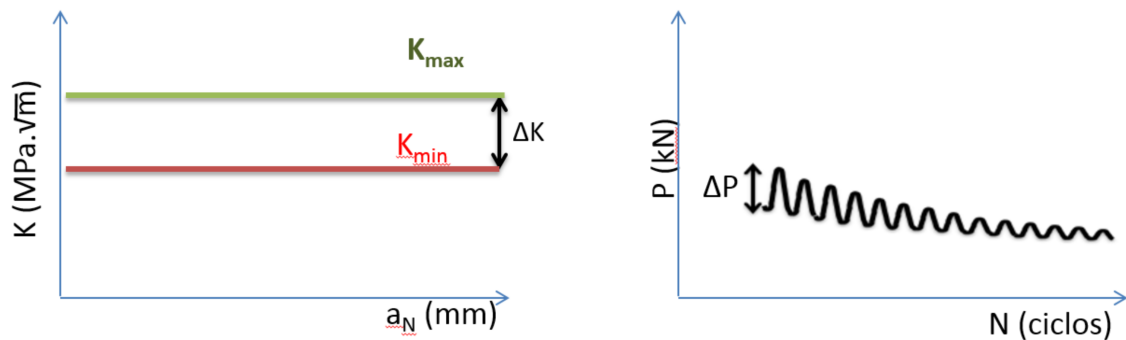


Figura 2.11: Aspecto geral do modo de controle de carga por ΔK constante com ΔP decrescente.

Em testes de fadiga, a forma de onda de carga aplicada é geralmente senoidal. Todavia, em aplicações de campo, elas podem ser extremamente diferentes. Formas de ondas básicas utilizadas em ensaios de fadiga são mostradas na Figura 2.12. Em ensaios de fadiga ao ar, a literatura mostra que a forma de onda não influencia nos resultados, mas eles são influenciados pelo ΔP e R . O mesmo não ocorre para ensaios de corrosão-fadiga, pois além da influência do carregamento cíclico, há também a ação do fenômeno de corrosão sobre a trinca (ANDERSON, 2005; ASM 19, 1996; HETZBERG; VINCI; HERTZBERG, 1996; SCHIJVE, 2009).

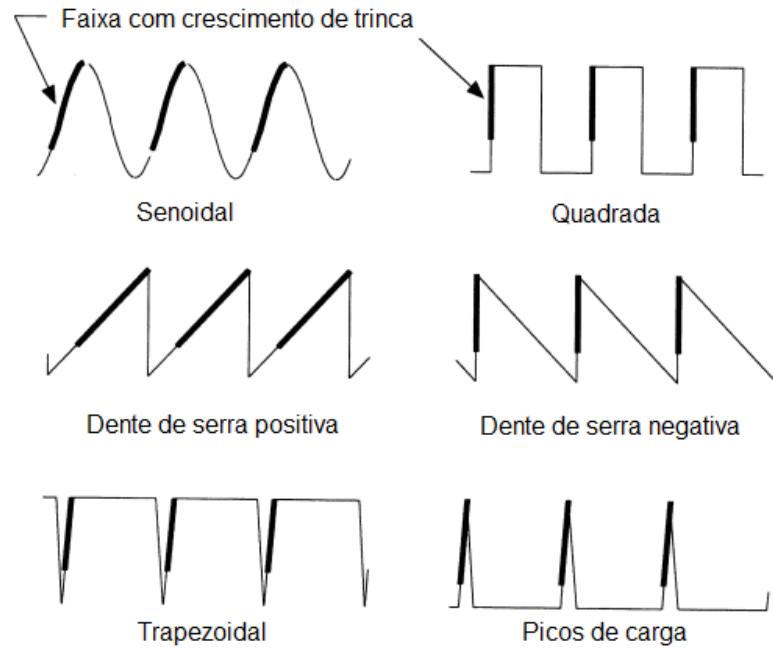


Figura 2.12: Formas de onda básicas de carregamentos cíclicos. (Fonte: SCHIJVE (2009))

Para os ensaios de fadiga e desenvolvimento de máquina de testes, serão considerados apenas a forma de onda senoidal e o controle de modo de carregamento do tipo ΔP constante. Por conseguinte, as formas de onda de referência para rastreamento se limitam a senoides com frequência, amplitude e *offset* constantes. As equações a seguir relacionam amplitude (A) e *Offset* em função de ΔP e R . Conforme determina a normas vigentes para ensaios de fadiga, ASTM E4-14 (2014); ASTM E647 (2013), carga máxima ($P_{m\acute{a}x}$) e ΔP aplicados não devem exceder erros de 2% com relação a onda de referência.

$$A = \frac{\Delta P}{2} \quad (2.5)$$

$$Offset = \Delta P \left(\frac{1 + R}{1 - R} \right) \quad (2.6)$$

2.2 Máquinas de ensaio

Máquinas para ensaios de fadiga podem ser classificada a partir de diferentes pontos de vista, como por exemplo:

- Parâmetro de teste controlado (carga, deflexão, deformação, torção, torque, etc);

- Características de projeto da máquina usada para realizar o teste da amostra; ou
- Princípio de funcionamento da máquina (ultrasônica; eletromecânica, servohidráulica, eletromagnética, por pesos mortos com molas; centrífugas; eletromagnéticas; hidráulicas; pneumáticas; por dilatação térmica; dentre outras) (ASM 8, 2000).

Quanto ao princípio de funcionamento duas delas se destacam:

- Eletromecânica, cuja carga é proporcionada por meio de um motor elétrico acoplado a engrenagens e reduções, produzindo um deslocamento axial (Modo I de carregamento); e
- Servo-hidráulica, com um mecanismo de aplicação da carga por um pistão hidráulico com uma fonte de alimentação hidráulica associado, Pneumática. Em algumas máquinas de baixa capacidade (no máximo apenas algumas centenas de libras), a força é aplicada por um êmbolo e cilindro de ar.

Para fins comparativos, destaca-se que sistemas acionados por engrenagem alcançam capacidades de carga até cerca de $600kN$, enquanto que os sistemas hidráulicos podem obter forças de até cerca de $4500kN$ (ASM 8, 2000). Um maior detalhamento a respeito dessas referidas máquinas será dado a seguir. Máquinas de teste que utilizam engrenagem possuem sua velocidade máxima limitada pela velocidade do motor elétrico, em combinação com a quantidade de reduções concebidas na transmissão da caixa de engrenagem.

Paralelamente, as velocidades máximas tipicamente obtidas por meio de máquinas hidráulicas estão limitadas à capacidade da bomba hidráulica em fornecer uma pressão constante sobre o pistão do atuador, não obstante, elas oferecem uma ampla gama de velocidades. Por outro lado, máquinas baseadas em parafuso estão continuamente avançando no controle de velocidade, podendo se tornar tão, ou até mesmo mais versátil que máquinas servo-hidráulicas (ASM 8, 2000).

2.2.1 Tecnologias empregadas

Máquinas Eletromecânicas (Servo-elétricas)

Uma variedade de máquinas de fadiga eletromecânicas foram desenvolvidas para diferentes aplicações. Outros sistemas eletromecânicos especializados estão disponíveis para executar tarefas específicas.

São acionados por motores elétricos que produzem movimentos rotativos, os quais são transformados em movimento linear através de sistemas engrenagens. Uma

segunda opção mais recente é o chamado *motor linear*, que produz diretamente o movimento linear sem a necessidade de engrenagens. Este movimento pode carregar o CP tanto em tensão, quanto em compressão. Ressalta-se que em ensaios dinâmicos, surge o problema da inércia, onde é extremamente complicado a execução de ensaios com alta frequência, devido à enorme corrente necessária em teoria pelo drive de uma máquinas eletromecânicas.

Máquinas Servohidráulica

Os atuadores hidráulicos são usados em muitas aplicações e áreas de trabalho, devido à sua capacidade para manipular grandes magnitudes de cargas com baixa inércia, pouca vibração e capacidade de trabalho por longos períodos de tempo. O maior problema no uso destes tipos de atuadores, para aplicações que requerem alto desempenho na manipulação de objetos, são as suas características dinâmicas que dificultam seu controle em malha fechada. Por apresentarem fortes não-linearidades, o controle de um sistema de controle satisfatório se torna muito mais complicada. A maior evolução no controle de sistemas hidráulicos foi no século passado particularmente na segunda guerra mundial. Paralelamente, o mesmo foi evoluindo em diversas áreas como agricultura, transporte, aviação, náutica, máquinas para movimento de terra e máquinas de ensaios de fadiga. Atualmente, controladores para sistemas hidráulicos continuam evoluindo devido aos avanços da eletrônica, da informática e da instrumentação (SERRANO, 2007)

Pneumática

Máquinas pneumáticas tem um princípio de funcionamento semelhante ao das máquinas servo-hidráulicas, ou seja, ambas utilizam êmbolo. Contudo, ela não utiliza óleo, mas ar.

2.2.2 Soluções comerciais

Máquinas de ensaios mecânicos já estão disponíveis comercialmente desde 1886 e evoluíram de máquinas puramente mecânicas, como a popular “Little Giant”, máquina de tração à manivela de Tinius Olsen, surgida por volta de 1900. Circuitos eletrônicos e microprocessadores aumentaram a confiabilidade dos dados experimentais, além de reduzir o tempo para analisar as informações. Eles também permitiram a implementação de algoritmos de controle mais elaborados.

Nos dias de hoje existe uma vasta gama de fabricantes comerciais distribuída pelo mundo. Alguns dos grandes fabricantes de máquinas de ensaio fadiga são apresentados a seguir.

INSTRON

A Instron foi criada em 1946, em Massachusetts. O nome “INSTRON” é uma contração das palavras “instrumento” e “eletrônica”. Atualmente a Instron é a maior fabricante de máquinas de fadiga, dispondo de diversos tipos de modelos eletromecânicos e servohidráulicos.

MTS

MTS Systems Corporation, constituída em 1967, é um fornecedor global de sistemas de teste e sensores de posição industriais. Sua sede está localizada em Eden Prairie, Minnesota. Ela se destaca por alto desempenho e precisão de equipamentos produzidos.

EMIC

A EMIC Equipamentos e Sistemas de Ensaio Ltda surgiu em 07 de julho de 1969 na cidade de São Paulo, Brasil. A empresa surgiu para atender a demanda do mercado transformou-se em símbolo de tecnologia brasileira. A década de 70 representou um marco no processo de desenvolvimento da construção civil e a carência de equipamentos brasileiros de controle de qualidade dos materiais fez com que a EMIC investisse na fabricação de prensas e máquinas de ensaios. Após evolução considerável da empresa, ela se tornou recentemente uma exportadora mundial de máquinas de ensaio. Em 2012 a EMIC foi adquirida pela ITW (Illinois Tool Works, de Chicago, Illinois USA) e hoje faz parte do mesmo grupo da Instron®.

Outros fabricantes que merecem um considerável destaque são: Schenck, Dartec, Zwick, Shimadzu, Cortest.

Apesar da diversidade de máquinas de ensaio de fadiga comerciais disponíveis, o custo de uma máquina hidráulica ou eletromecânica é muito elevado. Pode-se estimar o custo de uma máquina hidráulica com capacidade de carga de $100kN$, capaz de rodar ensaios em cerca de $70Hz$ em um aço carbono e contendo todos os sistemas periféricos necessários (unidade hidráulica, *no-break*, sistema de monitoramento de trinca etc) de aproximadamente 1 milhão de reais. Além disso, a logística de manutenção é inadequada para laboratórios de pesquisa, uma vez que a reposição de peças geralmente depende de importação. Em suma, os custos de aquisição e manutenção é extremamente elevado, além de requerer um tempo bastante dispendioso para reposição de peças avariadas.

2.2.3 Máquinas de fabricação do LNDC

Em função das desvantagens da aquisição de máquinas de ensaio de fadiga comerciais o LNDC propõe o desenvolvimento customizado de modelos de máquinas com aplicação para ensaios de fadiga e corrosão-fadiga. Duas são as propostas escolhidas pelo LNDC, a construção de uma máquina eletromecânica e outra servo-hidráulica. Ambas realizam a medição da carga aplicada ao corpo de prova através de células de cargas com sinais digitalizados por um condicionador de sinais. Para cálculos e aplicação de sinais de controle é utilizada uma controladora fabricada pela *National Instruments*. Uma descrição mais completa da máquina eletromecânica do LNDC é colocada abaixo. Esta será a máquina utilizada como bancada de testes para as leis de controle propostas neste trabalho.

Máquina eletromecânica

Como possível solução ao problema apresentado, o LNDC construiu um conjunto de natureza eletromecânica composto por um Motor DC Brushless adjunto a seu respectivo *driver* de controle de corrente, um redutor de velocidade e um eixo linear móvel acoplado diretamente ao corpo de provas. O sensoriamento da força de tração aplicada pelo sistema é feito através do acoplamento de uma célula de carga localizada entre o corpo da máquina e o eixo linear. A funcionalidade básica de tal conjunto é transferir o giro do eixo do motor para a movimentação do eixo axial, o qual efetuará uma força de tração ao corpo de provas. As fotos ilustrativas dos conjuntos reais já montados são encontradas na Figuras 2.13, 2.14.

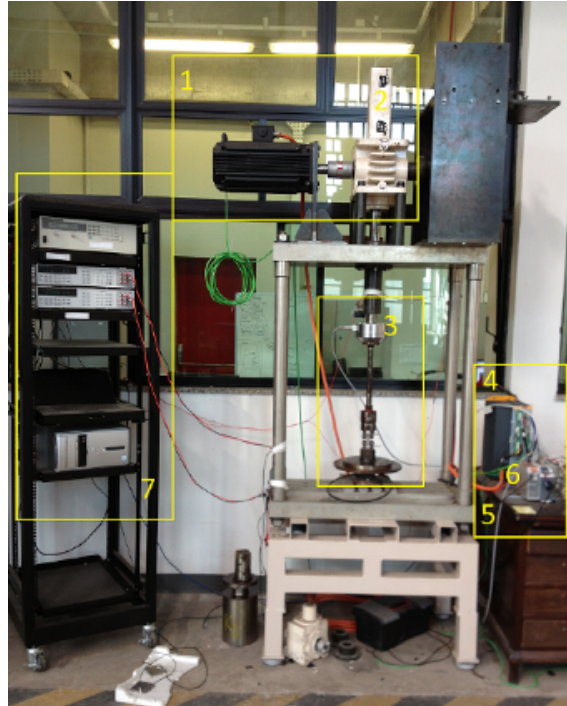


Figura 2.13: Primeira Máquina Eletromecânica fabricada pelo LNDC.



Figura 2.14: Segunda Máquina Eletromecânica fabricada pelo LNDC.

Célula de Carga

O elemento sensor para medição de força do sistema consiste de uma *ponte de wheatstone* composta por quatro *straingauges* arranjos dentro de uma estrutura de aço, comercialmente conhecido como célula de carga. A tração ou compressão do corpo da célula de carga automaticamente implica na deformação dos *strain gauges* e, conseqüentemente, no desbalanceamento da ponte. Este desbalanceamento resulta numa diferença de tensão nos terminais de saída da célula de carga, podendo ser convertido em força.

Apesar deste componente sugerir apenas um simples bloco de instrumentação para fornecer um valor de força instantânea aplicada pelo sistema, sua escolha requer um cuidado especial. A má escolha deste tipo de sensor pode resultar numa significativa diferença de resposta, proporcionando erros significativos com relação ao modelo matemático adotado. Resumidamente, a célula de carga deve ter um fundo de escala adequado e sua resposta deve ser rápida o suficiente de modo que seu tempo de resposta seja considerado desprezível quando comparado ao tempo de resposta da planta.



Figura 2.15: Célula de carga para medição de força sobre o CP. (Fonte: www.hbm.com)

Condicionador de Sinais

O condicionamento dos sinais provenientes da célula de carga é uma tarefa de suma importância, pois, como a tecnologia utilizada pela célula faz uso de strain gauges, a amplitude dos sinais produzidos na saída são de magnitudes extremamente baixas. Devido a isso esses sinais são difíceis de serem captados e processados por uma controladora comum, além de serem muito sensíveis a ruídos. As tarefas então cabíveis ao condicionador engloba a amplificação, linearização e filtragem dos sinais oriundos da célula, de forma a torná-lo legível para a controladora sob a forma de um sinal analógico, que traduz-se num valor de força.

Ressalta-se que a dinâmica do condicionador de sinais também deve ser levada em conta para a definição do modelo matemático, pois sua ação também pode acarretar atrasos na leitura de força. Assim, como para a célula de carga, o condicionador de sinais deve ter tempo de resposta desprezível e sua



Figura 2.16: Condicionador de sinais HBM MP55. Fornece funções de segurança, filtro e escalamento de unidades. (Fonte: www.hbm.com)

Controladora

Para a escolha de um dispositivo controlador adequado ao controle da máquina eletromecânica, deve-se atentar basicamente para as seguintes necessidades:

- Amostragem e geração de sinais analógicos de tensão com taxas elevadas;
- Possibilidade de embarcar e reprogramar softwares de controle digital com facilidade;
- Alta capacidade de efetuar cálculos em pouco tempo;
- Gerar interfaceamento que permita alteração de parâmetros de controle em tempo instantâneo.

Diferentemente de processadores convencionais, os quais executam instruções de forma sequencial, a tecnologia de Arranjo de Portas Programável em Campo (*FPGA* - *Field Programmable Gate Array*) tem como uma de suas principais características o paralelismo real. Assim, por exemplo, pode-se fazer vários coprocessadores aritméticos executando em laços em paralelo, resultando, obviamente, em significativo ganho de tempo. No escopo deste trabalho, foram implementados duas plataformas de software de controle, uma em ambiente de tempo real e outra com uso de *FPGA*. Para melhor ilustrar a rapidez no uso da tecnologia *FPGA* ressalta-se que para o primeiro, o laço de controle leva cerca de $1ms$, enquanto no segundo apenas cerca de $12\mu s$ foram necessários para o mesmo laço, cerca de 100 vezes mais rápido. Devido principalmente a esta capacidade de processamento paralelo, a tecnologia escolhida para cálculo de controle foi o *FPGA*. Muito embora a escrita de software seja bastante trabalhosa e o tempo de compilação muito superior a uma compilação comum, a *National Instruments* fornece um compilador capaz de traduzir todo software escrito em LabView[®] para a linguagem utilizada em *FPGA*, *VHDL* (*VHSIC*

Hardware Description Language). Assim sendo, visto que os equipamentos *National Instruments*[®] em conjunto com o *LabView*[®] parece atender muito bem as necessidades básicas do projeto, e também devido a sua modularidade, o equipamento denominado *cRIO* (*Reprogrammable Reconfigurable Input Output*) é adotado para este trabalho. Uma imagem deste equipamento é mostrada na Figura 2.17.



Figura 2.17: Controladora NI-CRIO9014. Apresenta funções para controle com tempo determinístico *Real Time* e paralelismo real *FPGA*. (Fonte: www.ni.com)

Motor Elétrico

O motor elétrico escolhido trata-se de um modelo DC de fabricação da empresa *Parker Hannifin*. A principal motivação para escolha deste equipamento específico remonta no fato de que seu módulo acionador de potência possui uma malha de controle interna que permite uma relação linear entre a entrada de controle por tensão e a saída em velocidade angular.



Figura 2.18: Motor elétrico da máquina eletromecânica fabricado pela Parker. (Fonte: www.parker.com)

Driver de Controle do Motor Elétrico

O *driver* (módulo de potência) controlador do motor elétrico supracitado implementa a função de transformar o sinal de controle analógico de entrada, limitado em $\pm 10V$, em potência propriamente dita. Em termos mais específicos, o hardware e software embarcados no driver de potência é capaz de receber um sinal analógico de tensão elétrica proveniente de uma controladora externa, realizar um

pré-processamento baseado numa malha de controle interna e injetar a corrente elétrica necessária ao torque correspondente ao sinal analógico de controle injetado. Para a realização de tal tarefa, seu *firmware* apresenta três configurações de malhas de controle distintas, permitindo ao usuário escolher a que melhor lhe convém. A saber, as três malhas implementam Controle do Posicionamento Angular do Eixo do Motor, Controle da Velocidade Angular do Eixo do Motor e Controle do Torque Aplicado pelo Motor.

No presente trabalho, devido a conveniência e face a facilidade de implementação, foi adotada a malha interna de Controle da Velocidade Angular do Eixo do Motor. Tal escolha permite a abordagem do Sistema Eletromecânico como um braço robótico de um único elo, desde que a velocidade angular apresente resposta suficientemente alta, permitindo que a malha externa de controle de força seja simplificada. Paralelamente também permite uma visão do sistema sob a ótica de um sistema de segunda ordem acrescido de um ganho acoplado em série, o qual pode ser reajustado conforme a reconfiguração dos parâmetros de controle da malha interna.



Figura 2.19: *Driver* do motor elétrico da máquina eletromecânica fabricado pela Parker. (Fonte: www.parker.com)

Sistema Mecânico de Redução

O elemento redutor de velocidade apresenta basicamente a funcionalidade de transformar o movimento angular do eixo do motor na movimentação axial do eixo vertical acoplado ao corpo de provas. Para tanto ele se utiliza de um sistema especial de redução composto por um eixo e acoplamentos de engrenagens conhecidos como coroa-sem-fim. A relação existente entre a velocidade/posicionamento do eixo do motor com o eixo axial é de cerca de 1 : 8 e se apresenta na malha de controle como um bloco de uma simples constante de redução.



Figura 2.20: Sistema de redução da máquina eletromecânica. Transforma o movimento angular do motor elétrico em linear vertical por meio de um sistema de engrenagens.

Capítulo 3

Controles por aprendizado

Conforme recente levantamento bibliográfico (WANG; GAO; DOYLE FRANCIS, 2009), existem basicamente três principais classes de controladores por aprendizagem, são eles: o controle *R2R* (*Run-to-Run*), o controle por aprendizagem iterativa (*ILC - Iterative Learning Control*) e o controle repetitivo (*RC - Repetitive Control*). Embora guardem diferenças particulares entre si, os controladores por aprendizagem tem como principal fator comum a utilização de informações prévias da resposta e do sinal de controle para o cálculo da ação de controle atual de modo a atingir o objetivo desejado: obter uma resposta desejada com grande precisão. Isto é realizado atualizando o sinal de controle a cada iteração, que corresponde a uma janela de pontos previamente estabelecida (batelada) como é o caso do ILC, ou a cada instante de amostragem, como é caso do RC. Tanto sistemas em tempo contínuo como sistemas amostrados em tempo discreto podem ser considerados.

Em geral, quando um processo é *repetitivo* e/ou *periódico*, sendo referidos pela denominação comum de *cíclico*, se faz natural a escolha de um método de controle por aprendizagem de ciclo a ciclo, como em WANG; GAO; DOYLE FRANCIS (2009). A escolha específica de qual técnica por aprendizagem, porém, depende de características do processo repetitivo. Por exemplo, ao passo que utilizamos RC para processos contínuos, o ILC é melhor adaptado àqueles que funcionam de forma intermitente, isto é, por meio de iterações e/ou tentativas. Por outro lado caso não haja disponibilidade de medições com taxa de amostragem suficientemente alta, o controle R2R mostra-se mais adequado. Esse é o caso por exemplo do artigo OWENS et al. (2006) que trata de controle da concentração de glicose de pacientes com diabetes tipo 1. A abordagem R2R é baseada em um contexto estatístico.

Pela natureza das aplicações de controle aqui tratadas, serão focadas apenas as técnicas de controle *RC* e *ILC*. Com efeito, tratam-se de processos com repetições bem definidas, isto é, com sinais de referência periódicos, taxa de amostragem bem definidas e distúrbios exógenos essencialmente determinísticos e periódicos.

3.1 Descrição matemática do sistema para o ILC

Ambas as técnicas de ILC ou de RC podem ser formuladas para sistemas em tempo contínuo GOSH; PADEN (2000, 2001); HEINZINGER et al. (1992); TAYEBI (2004), ou discreto BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006); LONGMAN (2000); WANG; FREEMAN; ROGERS (2014); WANG; GAO; DOYLE FRANCIS (2009).

Nesta dissertação, tendo em vista que o controle será implementado digitalmente, a planta é descrita por um sistema dinâmico em tempo discreto. Também nos ateremos a sistemas lineares e invariantes no tempo (LTI) com perturbação de saída dada por $d(k)$ e descritos por

$$y_j(k) = P(q)u_j(k) + d(k), \quad (3.1)$$

sendo $k = 0, \dots, N$ o índice temporal, j o índice da iteração correspondente a uma janela de $N + 1$ amostras, q o operador de avanço de tempo discreto, $y_j(k)$ a saída do sistema no instante k , $u_j(k)$ o comando de controle no instante k e $d(k)$ um distúrbio no instante k , determinístico e que se repete a cada iteração j . Este último pode englobar efeitos não lineares como por exemplo zona morta e folga de engrenagem. A planta $P(q)$ é uma função racional própria de q . No que segue, supõe-se por simplicidade que $P(q)$ inclua um atraso unitário, ou, equivalentemente, que seja de grau relativo 1. Na abordagem de ILC, deve-se também supor que a planta $P(q)$ seja assintoticamente estável. Caso isto não seja verdadeiro, deve-se previamente estabilizar a planta por meio de controle realimentado.

Convém salientar que diversos autores estenderam os métodos de aprendizado iterativo para sistemas não-lineares ou variantes no tempo, em particular aqueles com variações periódicas no tempo BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006); KHADEMI; MOOD; MALEKI (2001).

A análise da estabilidade e da convergência/desempenho do ILC e do RC é de grande importância para a síntese de controladores aplicáveis na prática. Resultados de análise básicos foram já obtidos, porém problemas abertos importantes nesse domínio ainda persistem BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006); HARA et al. (1988). Em NORRLÖF; GUNNARSSON (2002) são apresentadas condições de estabilidade no domínio do tempo e da frequência. Além da estabilidade, uma característica peculiar do ILC é a necessidade de garantir não só a estabilidade em termos de limitação dos sinais e de convergência do erro, mas também um desempenho transitório aceitável. De fato, controladores ILC podem apresentar estabilidade com transitórios inaceitáveis na prática BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006); LONGMAN (2000). Voltaremos a esse importante aspecto mais adiante.

A dinâmica da planta em tempo discreto é descrita por

$$x_j(k+1) = Ax_j(k) + Bu_j(k), \quad (3.2)$$

$$y_j(k) = Cx_j(k), \quad (3.3)$$

sendo x_j o estado do sistema na j -ésima iteração. Por simplicidade apenas sistemas de uma entrada e uma saída ($u_j, y_j \in \mathbb{R}$), sistemas SISO (*Single-Input-Single-Output*), serão considerados. Distúrbios repetitivos, condições iniciais repetitivas ou mesmo sinais de controle realimentado ou/e *feedforward* podem ser englobados em $d(k)$.

Por exemplo, o efeito de condições iniciais repetitivas em $d(k)$ pode ser visto pela descrição entrada-saída da planta (3.3)

$$y_j(k+1) = C(qI - A)^{-1}Bu_j(k) + CA^kx_0, \quad (3.4)$$

sendo x_0 a condição inicial do estado da planta a cada ciclo de iteração, ou seja, $x_j(0) = x_0, \forall j$. Nessa equação pressupõe-se a premissa básica da abordagem *ILC* segundo a qual a planta é levada à mesma condição inicial a cada ciclo (em inglês fala-se em *reset* da planta). O sinal de perturbação $d(k)$ nesse caso é dado pela resposta livre (solução da equação homogênea) da planta iniciada no estado x_0 .

Para algumas aplicações entretanto, o *reset* é indesejável, como é o caso das máquinas de ensaio de fadiga, pois essas devem operar continuamente sem interrupções durante o ensaio.

Na literatura, encontram-se algumas tentativas de realizar o *ILC* sem *reset*, o que é referido por NRILC (*No-Reset ILC*). Um trabalho pioneiro foi publicado por SISON; CHONG (1997, 1996). Os autores também denominaram o novo NRILC como *Repetitive Learning Controller* para enfatizar a não necessidade de *reset*. Outros trabalhos sobre como evitar o *reset* do *ILC* são CHEN et al. (1999); SUN; WANG (2001, 2002, 2003). A ideia de *no-reset* foi também utilizada recentemente em uma aplicação de escaneamento óptico de alto desempenho YEN et al. (2009).

Por fim, cabe notar que além do efeito de condições iniciais, a perturbação $d(k)$ pode representar efeitos não-lineares como por exemplo, os oriundos de zona-morta, histerese ou folga de engrenagem (*backlash*) XU; PANDA; LEE (2008).

3.1.1 Representação alternativa

As análises de estabilidade e desempenho referentes a sistemas *ILC* são feitas com a utilização de duas diferentes representações: uma no domínio do tempo e outra no domínio frequencial (ou domínio- z). A seguir, tais representações são detalhadas.

Domínio do Tempo Conforme Resposta ao Impulso

A fim de se obter a representação de um sistema com uma dada função de transferência no domínio do tempo, porém visando caracterizar seu comportamento em janelas finitas de tempo (por exemplo uma sequência de N amostras), pode-se expandi-lo sob a forma de séries de potências em q com a utilização dos parâmetros de *Markov*. Especificamente a expansão da planta representada em (3.1) é dada por:

$$P(q) = p_1q^{-1} + p_2q^{-2} + p_3q^{-3} + \dots, \quad (3.5)$$

sendo p_k os parâmetros de *Markov* dados por $p_k = CA^{k-1}B$, $k = 1, 2, \dots$. A sequência p_1, p_2, \dots é a resposta impulsiva de $P(q)$. Analogamente, $Q(q)$ e $L(q)$ podem ser representados neste formato, resultando em:

$$Q(q) = \dots + q_{-2}q^2 + q_{-1}q^1 + q_0 + q_1q^{-1} + q_2q^{-2} + q_3q^{-3} + \dots, \quad (3.6)$$

$$L(q) = \dots + l_{-2}q^2 + l_{-1}q^1 + l_0 + l_1q^{-1} + l_2q^{-2} + l_3q^{-3} + \dots. \quad (3.7)$$

Notação Matricial

A partir de uma sequência de N amostras de entradas e saídas pode-se definir o histórico de uma iteração, j , conforme os vetores

$$\mathbf{u}_j = \left[u_j(0) \quad u_j(1) \quad \dots \quad u_j(N-1) \right]^T, \quad (3.8)$$

$$\mathbf{y}_j = \left[y_j(m) \quad y_j(m+1) \quad \dots \quad y_j(N+m-1) \right]^T, \quad (3.9)$$

e

$$\mathbf{d} = \left[d(m) \quad d(m+1) \quad \dots \quad d(N+m-1) \right]^T. \quad (3.10)$$

O objetivo é seguir uma trajetória de saída desejada, sendo tal objetivo alcançado iterativamente a cada ciclo pela estratégia de aprendizado. A trajetória desejada a cada ciclo (\mathbf{y}_d) é denotada por

$$\mathbf{y}_d = \left[y_d(m) \quad y_d(m+1) \quad \dots \quad y_d(N+m-1) \right]^T. \quad (3.11)$$

Note que $u_j(k)$ corresponde aos elementos de \mathbf{u}_j para $k = 0, \dots, N-1$. Analogamente, $y_j(k)$ corresponde aos elementos de \mathbf{y}_j para $k = m, \dots, m+N-1$, $d(k)$ corresponde aos elementos de \mathbf{d} para $k = m, \dots, m+N-1$ e $y_d(k)$ corresponde aos elementos de \mathbf{y}_d para $k = m, \dots, m+N-1$.

Como em BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006); LONGMAN (2000), nos

ateremos apenas ao caso $m = 1$ que já cobre uma classe importante de sistemas práticos, inclusive os sistemas para o quais se deseja aplicar tais métodos de *ILC* ou *RC* nesta dissertação. São os sistemas que não apresentam atrasos de transporte. O índice temporal avançado de uma unidade de $y_j(k)$ é o atraso natural de sistemas digitais em resposta a uma entrada de controle.

É interessante observar que plantas com funções de transferência com grau relativo superior a um em tempo contínuo, porém sem atraso de transporte, geralmente resultam em funções de transferência de grau relativo unitário quando discretizados no tempo para a realização de controle amostrado.

Com a notação vetorial para os sinais de entrada e saída, a dinâmica do sistema (3.1) representada pelos parâmetros de Markov (3.5), pode ser reescrita utilizando matrizes *Toeplitz*¹ de dimensões $N \times N$:

$$\begin{bmatrix} y_j(1) \\ y_j(2) \\ \vdots \\ y_j(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & \cdots & 0 \\ p_2 & p_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_N & p_{N-1} & \cdots & p_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_j(0) \\ u_j(1) \\ \vdots \\ u_j(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d(1) \\ d(2) \\ \vdots \\ d(N) \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} e_j(1) \\ e_j(2) \\ \vdots \\ e_j(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_d(1) \\ y_d(2) \\ \vdots \\ y_d(N) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y_j(1) \\ y_j(2) \\ \vdots \\ y_j(N) \end{bmatrix}.$$

De forma compacta, tem-se as relações:

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{P}\mathbf{u}_j + \mathbf{d}, \quad (3.13)$$

$$\mathbf{e}_j = \mathbf{y}_d - \mathbf{y}_j, \quad (3.14)$$

sendo \mathbf{P} a matriz de Toeplitz formada com os parâmetros p_k 's.

3.2 Controle por aprendizado iterativo

Em (BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE, 2006), uma patente americana de 1967 bem como uma publicação de 1978, em Japonês, são apontadas como as fontes pioneiras da idéia do ILC. É um aparente consenso que essas idéias só começaram a ganhar força bem mais tarde com o artigo seminal de ARIMOTO; KAWA-

¹Matrizes *Toeplitz* apresentam elementos ao longo de cada diagonal na direção da diagonal principal iguais.

MURA; MIYAZAKI (1984) e também com os artigos de CRAIG (1984) CASALINO; BARTOLINI (1984) ARIMOTO; KAWAMURA; MIYAZAKI (1984)

Desde então, o número de publicações sobre o assunto passou a crescer rapidamente tanto do lado teórico como aplicado.

A seguir, descrevemos sucintamente as ideias básicas do ILC segundo a referência (BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE, 2006).

Aplica-se inicialmente uma sequência de N valores de controle conforme (3.8), que resulta na sequência de saídas (3.10), um passo à frente. Dada a trajetória de referência desejada y_d (3.11), com $m = 1$, registram-se N amostras do sinal de erro segundo

$$e_j(k) = y_d(k) - y_j(k), \quad k = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (3.15)$$

durante cada iteração $j \in \{1, 2, \dots\}$. Com o intuito de reduzir o erro na próxima iteração, introduz-se um algoritmo de aprendizagem *ILC* de forma genérica por

$$u_{j+1}(k) = u_j(k) - L(q)e_j(k+1), \quad (3.16)$$

sendo $L(q)$ denominada de *função de aprendizagem*. A escolha de $L(q)$ é uma decisão de projeto do ILC.

Para efeitos de robustez, sobretudo a ruídos de medição, adiciona-se a (3.16) um fator de filtragem $Q(q)$, resultando no algoritmo de aprendizagem ainda mais flexível:

$$u_{j+1}(k) = Q(q)(u_j(k) - L(q)e_j(k+1)), \quad (3.17)$$

com $Q(q)$ denominado de *filtro Q*. Note-se que tanto $Q(q)$ como $L(q)$ podem não ser “causais” pois agem sobre dados passados já memorizados. A vantagem disso é clara. De fato, podendo ser não causal, o filtro Q pode ser escolhido de modo a não introduzir atrasos de fase na malha de controle. Por exemplo, podem-se usar filtros Q gaussianos ou de média móvel. Igualmente, a função de aprendizado $L(q)$ pode realmente incluir termos derivativos que permitem uma ação preditiva de aprendizado. Assim, se o erro de rastreamento é zero num dado instante k mas a velocidade é grande, uma correção é gerada, ao passo que se apenas um termo proporcional fosse usado, a correção seria nula, já que a velocidade não seria levada em conta.

O diagrama de blocos de controle *ILC* para uma planta estabilizada por controlador realimentado C é mostrado na Figura 3.1.

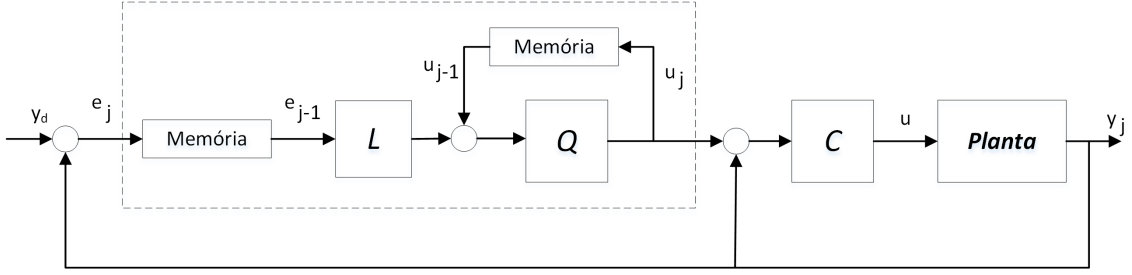


Figura 3.1: Diagrama de blocos de controle *ILC* para uma planta estabilizada por controlador realimentado *C*

3.2.1 Algoritmo ILC em forma matricial

A lei de controle *ILC* de (3.17) também pode ser representada por

$$\begin{bmatrix} u_{j+1}(0) \\ u_{j+1}(1) \\ \vdots \\ u_{j+1}(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_0 & q_{-1} & \cdots & q_{-(N-1)} \\ q_1 & q_0 & \cdots & q_{-(N-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{N-1} & q_{N-2} & \cdots & q_0 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} u_j(0) \\ u_j(1) \\ \vdots \\ u_j(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_0 & l_{-1} & \cdots & l_{-(N-1)} \\ l_1 & l_0 & \cdots & l_{-(N-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{N-1} & l_{N-2} & \cdots & l_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_j(1) \\ e_j(2) \\ \vdots \\ e_j(N) \end{bmatrix} \right), \quad (3.18)$$

sendo q_k e l_k os parâmetros de Markov de Q e L , respectivamente, conforme (3.5) e (3.6). As matrizes Q e L formadas com tais parâmetros são matrizes Toeplitz. De forma compacta, tem-se

$$\mathbf{u}_{j+1} = \mathbf{Q}(\mathbf{u}_j + \mathbf{L}e_j), \quad (3.19)$$

3.2.2 Algoritmo ILC com ação proporcional e derivativa

O algoritmo *ILC* aqui empregado é denominado Proporcional-Derivativo (PD) e pode ser descrito por:

$$u_{j+1}(k) = Q(q)\{u_j(k) + K_p e_j(k+1) + K_d[e_j(k+1) - e_j(k)]\}, \quad (3.20)$$

com

$$L(q) = (K_p + K_d) - K_d q^{-1} := l_0 + l_1 q^{-1}, \quad (3.21)$$

sendo K_p e K_d , respectivamente, os ganhos proporcional e derivativo e $l_0 = K_p + K_d$ e $l_1 = -K_d$. Na forma matricial, tem-se \mathbf{L} dado por:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} Kp + Kd & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -Kd & Kp + Kd & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Kp + Kd & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & -Kd & Kp + Kd \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Note-se aqui um desbalanceamento na matriz L , pois em todas as linhas, salvo a primeira, K_d aparece duas vezes com sinais contrários. Isso se deve ao fato de que na iteração de j para $j + 1$, não temos $e_j(0)$. A consequência é o possível aparecimento de pico inicial em u_{j+1} .

3.2.3 Análise de estabilidade

Condições de estabilidade assintótica no domínio do tempo e da frequência foram desenvolvidas por NORRLÖF; GUNNARSSON (2002). Entretanto é necessário precisar o que se entende por estabilidade nesse contexto. Conforme BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE (2006), a estabilidade é definida conforme segue:

Definição 1 (*Estabilidade*): A planta (3.1) com controle ILC (3.17) é assintoticamente estável (AE) se existir $\bar{u} \in \mathbb{R}$ tal que

$$|u_j(k)| \leq \bar{u}, \quad \forall k = \{0, \dots, N - 1\}, \quad j = \{0, 1, \dots\}$$

e

$$\exists \lim_{j \rightarrow \infty} u_j(k) = u_\infty(k), \quad \forall k \in \{0, \dots, N - 1\}.$$

■

com $e_j = y_d - y_j$ e considerando o sistema dinâmico descrito em (3.12) e o algoritmo de aprendizagem (3.19) resulta em

$$u_{j+1} = Q(I - LP)u_j + QL(y_d - d). \quad (3.23)$$

Sendo $\rho(A) = \max_i |\lambda_i(A)|$ o raio espectral da matriz A , o seguinte teorema de estabilidade decorre naturalmente (NORRLÖF; GUNNARSSON, 2002):

Teorema 1 A planta (3.1) com controle ILC (3.17) é AE se e somente se

$$\rho(Q(I - LP)) < 1. \quad (3.24)$$

■

No caso em que Q e L sejam causais, a matriz $Q(I - PL)$ é triangular inferior e Toeplitz com autovalores repetidos dados por:

$$\lambda = q_0(1 - l_0p_1). \quad (3.25)$$

Em tal caso, a condição de (3.24) é equivalente a simples condição escalar:

$$|q_0(1 - l_0p_1)| < 1. \quad (3.26)$$

Entretanto, vale aqui uma palavra de precaução. Essa condição é necessária e suficiente, porém não garante um transitório de aprendizado aceitável. Com efeito, não é difícil encontrar situações em que a condição (3.26) é satisfeita mas uma aparente instabilidade inicial ocorre. Tais exemplos são citados em (BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE, 2006; LONGMAN, 2000). Uma subida inicial do erro até 10^{10} pode ser observada para posteriormente ocorrer a convergência. Por essa razão, torna-se imperativo obter também condições de desempenho transitório. O ideal seria que a norma do vetor de erros decrescesse monotonamente, de preferência a zero, ao menos em condições ideais (isto é sem distúrbios aperiódicos, por exemplo). Os dois teoremas seguintes tratam de tais condições.

Podemos formular o sistema no domínio- z a partir de (3.1) e de (3.17), deve-se assumir $N = \infty$ para utilizar a Transformada Z . Veremos oportunamente quando é possível inferir sobre a análise do sistema ILC de duração finita a partir da transformada Z com $N = \infty$. De (3.1) e (3.17), tem-se as equações:

$$Y_j(z) = P(z)U_j(z) + D(z) \quad (3.27)$$

e

$$U_{j+1}(z) = Q(z)[U_j(z) + zL(z)E_j(z)], \quad (3.28)$$

na qual $E_j(z) = Y_d(z) - Y_j(z)$. Usando (3.27) e (3.28) tem-se a dinâmica da iteração no domínio- z dada por:

$$U_{j+1}(z) = Q(z)[1 - zL(z)P(z)]U_j(z) + zQ(z)L(z)[Y_d(z) - D(z)]. \quad (3.29)$$

A partir dessa equação, exigindo que o operador $Q(z)[1 - zL(z)P(z)]$ seja um mapeamento de contração, obtém-se uma condição suficiente de estabilidade. De fato, de acordo com (NORRLÖF; GUNNARSSON, 2002), podemos então enunciar o seguinte teorema²:

²Dada uma função de transferência $T(z)$, define-se a norma H_∞ usual $\|T(z)\|_\infty = \sup_{\theta \in [-\pi, \pi]} |T(e^{i\theta})|$.

Teorema 2 *Se*

$$\|Q[1 - zL(z)P(z)]\|_\infty < 1 \quad (3.30)$$

então a planta (3.1) com controle *ILC* (3.17) e $N = \infty$ é *AE*. ■

Quando Q e L são causais, a condição para estabilidade assintótica (3.30) é também válida para N finito. Sendo essa condição apenas suficiente, ela pode ser bem mais conservativa do que a condição (3.25). Entretanto, veremos que esse conservadorismo pode ter vantagens uma vez que ela está relacionada com uma condição de convergência monotônica da norma do vetor de erros, que veremos logo adiante (BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE, 2006).

3.2.4 Desempenho do controlador *ILC*

O desempenho de um controlador *ILC* está relacionada ao valor de erro assintótico. Se o sistema é *AE*, substituindo-se o índice j por ∞ , o erro assintótico pode ser dado por:

$$e_\infty = \lim_{j \rightarrow \infty} e_j(k) = \lim_{j \rightarrow \infty} (y_d(k) - P(q)u_j(k) - d(k)) = y_d(k) - P(q)u_\infty - d(k), \quad (3.31)$$

ou, em notação matricial:

$$\mathbf{e}_\infty = [\mathbf{I} - \mathbf{P}[\mathbf{I} - \mathbf{Q}(\mathbf{I} - \mathbf{L}\mathbf{P})]^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{L}](\mathbf{y}_d - \mathbf{d}) \quad (3.32)$$

No domínio Z também pode ser determinado por:

$$E_\infty(z) = \frac{1 - Q(z)}{1 - Q(z)[1 - zL(z)P(z)]} [Y_d(z) - D(z)] \quad (3.33)$$

Em geral, deseja-se que o algoritmo *ILC* convirja para erro nulo, $e_\infty(k) = 0$, $\forall k$, independentemente da referência ou distúrbios repetitivos. O teorema a seguir coloca as condições necessárias e suficientes para convergência a erro nulo.

Teorema 3 *Supõe-se que P e L não são identicamente nulos. Então para os sistemas *ILC* de (3.1) e (3.16), $e_\infty(k) = 0$ para todo k e para todo y_d e d , se, e somente se, o sistema é *AE* e $Q(q) = 1$. ■*

3.2.5 Comportamento da aprendizagem no regime transitório

O crescimento da resposta no regime transitório é um fator bastante preocupante em sistemas *ILC*, visto que nem a taxa de crescimento, nem sua magnitude estão

relacionadas com a condição de estabilidade. Além disso, na prática, o crescimento da resposta transiente pode facilmente ser confundido com instabilidade, pois suas taxas e magnitudes são, com frequência, muito grande. Assim sendo, o comportamento do crescimento de respostas transientes é um tópico fundamental em projetos de controlares *ILC*, por isso a prevenção de altas taxas de crescimento deve ser um objetivo essencial nos projetos.

De modo sucinto, para evitar grandes transientes de aprendizagem, é desejável a *convergência monotônica* da resposta. Os sistemas (3.1) e (3.16) são monotonicamente convergentes sobre uma dada norma $\|\bullet\|$, se

$$\|e_\infty(z) - e_{j+1}\| \leq \gamma \|e_\infty - e_j\|, \quad \forall j \in \{1, 2, \dots\}$$

sendo $0 \leq \gamma < 1$ a taxa de convergência

Desenvolve-se, então condições para convergência monotônica:

Teorema 4 *Sendo $\bar{\sigma}(\cdot)$ o máximo valor singular e $\|\cdot\|_2$ a norma Euclidiana, se o sistema de (3.1) e (3.16) satisfaz*

$$\gamma_1 \triangleq \bar{\sigma}(\mathbf{PQ}(\mathbf{I} - \mathbf{LP})\mathbf{P}^{-1}) < 1, \quad (3.34)$$

entã

$$\|e_\infty - e_{j+1}\|_2 < \gamma_1 \|e_\infty - e_j\|_2, \quad \forall j \in \{1, 2, \dots\}$$

■

Teorema 5 *Se o sistema ILC (3.1) e (3.16) com $N = \infty$ satisfaz*

$$\gamma_2 \triangleq \|Q(z)[1 - zL(z)P(z)]\|_\infty < 1, \quad (3.35)$$

Então

$$\|E_\infty(z) - E_{j+1}(z)\|_\infty < \gamma_2 \|E_\infty(z) - E_j(z)\|_\infty, \forall j \in \{1, 2, \dots\}$$

Quando $Q(z)$ e $L(z)$ são funções causais, (3.35) também implica $\|e_\infty - e_{j+1}\|_2 < \gamma_2 \|e_\infty - e_j\|_2$, $\forall j \in \{1, 2, \dots\}$ para o sistema ILC com duração finita N .

■

Aqui cabe ressaltar que sendo $Q(z)$ e $L(z)$ causais, a condição de estabilidade também acarreta em convergência monotônica, independentemente do valor de N .

Em alguns casos, o comportamento transiente da aprendizagem num sistema *ILC* pode ser mais importante que a própria estabilidade em si. Alguns autores tem reportado que algoritmos *ILC* instáveis podem ser efetivos em seus transientes

iniciais, apresentando rápido decréscimo de erro. Pode-se então dizer que estes algoritmos satisfazem a condição de "estabilidade prática", uma vez que o processo de aprendizagem pode ser desligado ao atingir baixo valor de erro, antes que se inicie a divergência.

3.3 Controle por repetição

Em HARA et al. (1988), a teoria básica do *RC* foi introduzida baseada no princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975). A análise de estabilidade é provada utilizando-se o teorema de pequenos ganhos. De modo similar ao *ILC*, o controlador *RC* também utiliza informação de erros prévios baseada numa trajetória de referência y_d . A principal diferença reside no fato de que não há interrupções ao término de cada tentativa de rastreamento de y_d . Mais especificamente, ao invés do sinal de controle ser calculado ao término de cada iteração ($k = N$), como no *ILC*, ele é calculado de forma contínua ($\forall k$). Não obstante, LONGMAN (2000) traça um paralelo de equivalência entre estes dois tipos de controladores.

Para a planta descrita por:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad (3.36)$$

$$y(k) = Cx(k), \quad (3.37)$$

sendo x o estado do sistema e com função de transferência

$$G(z) = C(zI - A)^{-1}B, \quad (3.38)$$

a lei de controle é dada por:

$$u(k) = u(k-N) + \sum_{i=i_0}^{i_f} \phi(i)e(k-p+\gamma+i), \quad (3.39)$$

onde observa-se que o sinal de controle no instante k é formado por combinações lineares de amostras do erro atrasadas e pelo sinal de controle N amostras atrasado. O parâmetro γ representa o tempo de resposta do sistema a uma mudança no sinal de entrada aplicado, tipicamente 1. Um acréscimo na magnitude de γ também pode ser usado para produzir um controladores repetitivos com avanço de fase linear.

A sequência discreta $\phi(i_0), \phi(i_0+1), \dots, \phi(i_f)$ apresenta a seguinte Transformada Z :

$$\Phi(z) := \phi(i_0)z^{-i_0} + \dots + \phi(0)z^0 + \dots + \phi(i_f)z^{-i_f}.$$

A lei de controle, $u(k)$, é baseada numa ação integral que relaciona o passo de amostragem corrente ao de mesmo índice no período anterior. Note que, para $\gamma = 1$ e $i = i_0$ e $\phi = \phi(i_0)$, tem-se a seguinte lei

$$u(k) = u(k - p) + \phi e(k - p + 1). \quad (3.40)$$

Para melhor ilustrar a ação do controlador RC sobre uma planta, apresenta-se o diagrama de blocos da Figura 3.2.

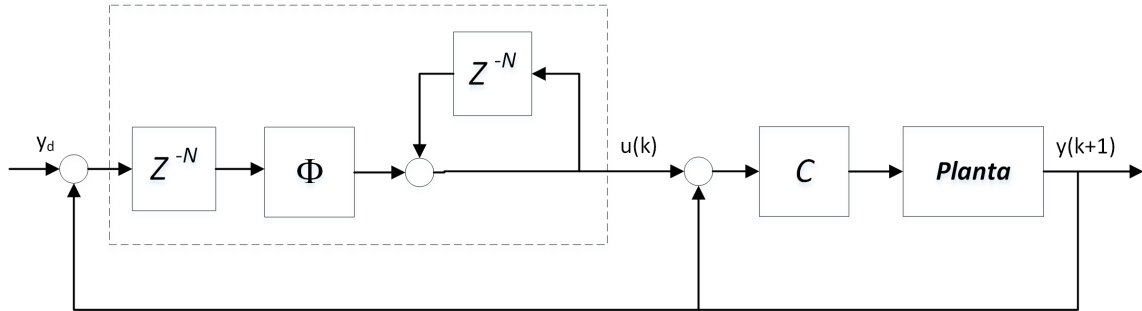


Figura 3.2: Diagrama de blocos de controle RC para uma planta estabilizada por controlador realimentado C .

3.3.1 Convergência monotônica

Conforme já discutido previamente para o controlador ILC , a convergência monotônica do erro é ainda mais importante que a própria análise de estabilidade. Assim sendo, LONGMAN (2000) coloca uma condição baseando-se na seguinte equação:

$$z^N E(z) = [1 - z^\gamma \Phi(z)G(z)]E(z). \quad (3.41)$$

A partir de (3.41) pode-se entender $E(z)$ como a transformada do erro numa repetição e então $z^N E(z)$ a adianta em um período, fornecendo o erro da repetição seguinte. Substituindo $z = e^{i\omega T}$ em (3.41), torna-se a função de transferência frequencial de uma dada repetição para sua seguinte. Sucede então que atendendo a

$$|1 - e^{i\omega T} \Phi e^{i\omega T} G^{i\omega T}| \quad (3.42)$$

para todo ω abaixo da frequência de Nyquist, estabelece convergência para erro nulo. ³

³Ressalta-se que esta condição de monotonicidade presume aprendizado suficientemente lento e tempo de acomodação da planta pequeno quando comparado ao período da onda de referência.

3.4 Uma proposta de ILC sem *reset*

Inspirado no trabalho pioneiro de SISON; CHONG (1996), na simplicidade do RC, nas suas similaridades com o ILC amplamente discutidas por LONGMAN (2000), propomos uma maneira simples de implementar a estratégia de ILC, sem necessidade de pausar o sistema, colocá-lo em uma condição inicial especificada e reiniciar outro ciclo de aprendizado, o que a tornaria totalmente inviável em ensaios de fadiga que devem correr continuamente.

Para tal, bastaria utilizar uma função de aprendizado simples e testar a estabilidade de um sistema aumentado definido por SISON; CHONG (1996):

$$\mathbf{y}_j = T_s \mathbf{u}_j + T_0 \mathbf{x}_j \quad (3.43)$$

$$\mathbf{x}_{j+1} = T_u \mathbf{u}_j + T_x \mathbf{x}_j, \quad j \geq 0 \quad (3.44)$$

sendo $\mathbf{y}_j, \mathbf{u}_j \in \mathfrak{R}^N$ respectivamente os vetores de saídas e entradas amostradas na j -ésima iteração, e $\mathbf{x}_j \in \mathfrak{R}^n$ o vetor de estados da planta no início da j -ésima iteração. A lei de aprendizado é dada por

$$\mathbf{e}_j = \mathbf{y}_d - \mathbf{y}_j \quad (3.45)$$

$$\mathbf{u}_{j+1} = \mathbf{u}_j + T_e \mathbf{e}_j \quad (3.46)$$

As matrizes T_s, T_0, T_u, T_x são calculadas a partir da realização de estados da planta em tempo discreto $\{A, b, c, d\}$ (eventualmente já realimentada) e a matriz de aprendizado T_e é escolhida pelo projetista. Precisamente as matrizes são dadas por:

$$\begin{aligned} T_x &= A^N \\ T_u &= [A^{N-1}b, \dots, Ab, b] \\ T_o &= [c, cA, \dots, cA^{N-1}]^T \\ T_s &= L[d, cb, cAb, \dots, cA^{N-2}b]^T \end{aligned} \quad (3.47)$$

SISON; CHONG (1996) mostraram que sob uma condição fraca de observabilidade, os autovalores da matriz

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} T_x & T_u \\ T_e T_0 & I - T_e T_s \end{bmatrix}$$

podiam ser arbitrariamente alocados. A condição necessária e suficiente de estabili-

dade assintótica do sistema aumentado

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{j+1} \\ \mathbf{u}_{j+1} \end{bmatrix} = \mathcal{A} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_j \\ \mathbf{u}_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ T_e \end{bmatrix} \mathbf{y}_d \quad (3.48)$$

é dada pela condição de raio espectral

$$\rho(\mathcal{A}) < 1 \quad (3.49)$$

Ao invés de uma forma genérica para a matriz de aprendizado calculada numericamente por SISON; CHONG (1996), que pode ser muito complicada e de grande dimensão, propomos a solução *ad-hoc* em que T_e é simplesmente dada, por exemplo, por uma lei PD de aprendizado sendo possível verificar a estabilidade a posteriori pela condição (3.49).

A condição rigorosa de convergência monotônica é uma questão para investigação futura porém poderia ser inferida a partir do algoritmo similar RC com a lei PD utilizando os mesmos ganhos que para o ILC sem *reset* proposto acima. As simulações feitas usando essa proposta tem confirmado a eficácia dessa estratégia.

Como potencial vantagem da implementação do controlador *ILC* destaca-se o fato de que dispõem-se de uma janela inteira ao término de cada iteração, a qual poderia ser facilmente filtrada e refiltrada diversas vezes para eliminar oscilações e ruído.

É também interessante notar que o NRILC proposto fica estritamente equivalente ao RC caso se utilize apenas aprendizado proporcional:

$$u_{j+1} = u_j + K_p e_j$$

.

Capítulo 4

Projetos de controle para a máquina eletromecânica

O presente capítulo descreve os projetos utilizados para solucionar o problema de controle na Máquina Eletromecânica. Inicialmente um modelo matemático linear foi construído com base nos elementos da máquina. De posse disto, um primeiro controlador baseado em modelo foi proposto para o rastreamento de uma onda de referência senoidal. Muito embora tenha sido satisfatório para frequências de até $2Hz$, seu uso requer o conhecimento preciso do ganho e constante de tempo da planta, não havendo garantia de robustez quando das variações destes parâmetros. Além disso não se mostrou eficiente para compensação das não-linearidades presentes. Isto motivou a utilização de técnicas mais elaboradas.

Desde que se trata de um processo de natureza repetitiva — o rastreamento de uma onda de força com amplitude, deslocamento e frequência definida — a utilização das técnicas de controle por aprendizado parecem bastante cabíveis. Diante desta perspectiva, um segundo e terceiro projeto são propostos, tratando-se das técnicas *ILC* e *RC*, descritas no Capítulo 3. Um grande vantagem destes tipos de controladores é que requerem um ganho mínimo do conhecimento da planta.

No que diz respeito à comparação de resultados entre os três projetos, os controladores por aprendizagem apresentaram melhor adequação. Enquanto o controlador linear baseado em modelo foi suficiente apenas para baixas frequências, os outros dois foram satisfatórios para testes com frequências de até $10Hz$ em simulações. Adicionalmente também foram capazes de se adaptar a variações no ganho da planta.

4.1 Modelagem matemática do sistema

De acordo com a descrição da máquina apresentada no Capítulo 2, o sistema é composto basicamente por uma estrutura mecânica com rigidez infinita¹ acionada por um motor elétrico (rotacional) de corrente contínua acoplado a um sistema de engrenagens, que permite o deslocamento linear do corpo de prova (CP) na direção vertical fixado ao sistema de engrenagens por meio de garras mecânicas. A força sobre o CP é medida por uma célula de carga. Resumidamente, a Figura 4.1 ilustra um diagrama indicando a relação entre os componentes do sistema.

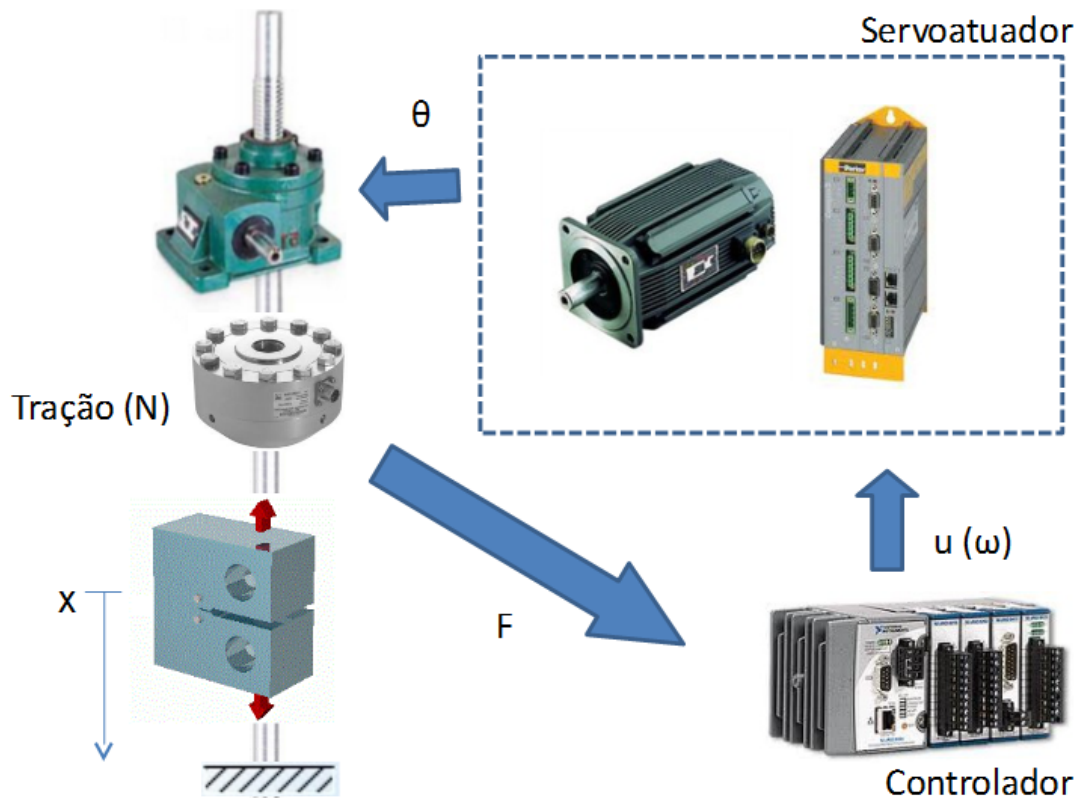


Figura 4.1: Esquema de interligação dos componentes da máquina eletromecânica.

A tensão elétrica da armadura do motor é considerada como sinal de controle e a força medida no CP como sinal de saída do sistema. Um acionador de potência (*driver* de potência) é utilizado para amplificar o sinal de comando para o motor e fornece uma malha de controle de velocidade rápida o suficiente a ponto do sistema em malha fechada poder ser modelado por uma função de transferência de primeira ordem. Em outras palavras, a função de transferência entre o sinal de controle ($u(t)$)

¹ Assume-se que a frequência de ressonância da estrutura mecânica da máquina é muito maior do que a frequência de operação do ensaio que assume valores de no máximo 5Hz.

e a velocidade angular do motor ($\dot{\theta}(t)$) é dada por:

$$\frac{s\Theta(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{\tau s + 1}, \quad (4.1)$$

sendo $U(s)$ e $\Theta(s)$ as correspondentes transformadas de Laplace e K_1 e τ constantes positivas, correspondendo ao ganho do *driver* e sua constante de tempo. Portanto, obviamente, a posição angular do motor ($\theta(t)$) é dada por (FRANKLIN; POWELL, 2002):

$$\Theta(s) = \frac{K_1}{s(\tau s + 1)}U(s). \quad (4.2)$$

Desprezando-se as não-linearidades provenientes do sistema de engrenagens (reductor de velocidade), a relação entre a posição angular do eixo do motor (θ) e o deslocamento vertical do CP (x) é aproximadamente linear e pode ser descrita por:

$$x(t) = K_2\theta(t), \quad (4.3)$$

sendo K_2 uma constante positiva, correspondendo ao ganho do reductor. Por fim, assume-se que o ensaio é realizado mantendo uma relação entre os picos mínimo e máximo da força aplicada ao CP numa faixa adequada ² de tal forma que:

- o fenômeno de fechamento de trinca no CP seja pouco significativo a ponto de ser desprezado;
- a força no CP possa ser modelada aproximadamente pela lei de Hooke (mola linear), ou seja, considera-se apenas o regime elástico do material do corpo de prova.

Sendo assim, a força aplicada ao CP (denotada por $y(t)$) pode ser descrita por:

$$y(t) = K_3x(t), \quad (4.4)$$

sendo $K_3 > 0$ a rigidez do CP, que pode variar à medida que a trinca evolui. O diagrama de blocos do modelo do sistema está ilustrado na Figura 4.2.

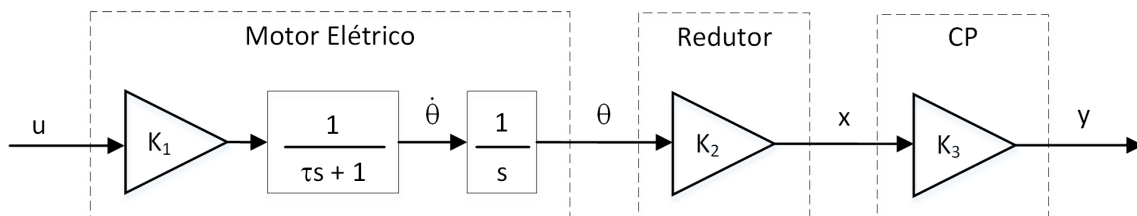


Figura 4.2: Diagrama de blocos do modelo matemático da máquina eletromecânica.

²A relação entre os picos mínimo e máximo da força aplicada no CP é denotada na literatura de ensaios de fadiga por (2.4). Neste trabalho, considera-se que $R \geq 0.5$.

Assim, condensadamente, a relação entrada-saída pode ser escrita como:

$$Y(s) = \frac{K_m}{s(\tau s + 1)}U(s), \quad (4.5)$$

sendo $K_m := K_1 K_2 K_3$ ou, equivalentemente, no domínio do tempo:

$$\tau \ddot{y} + \dot{y} = K_m u(t). \quad (4.6)$$

Em suma, o modelo matemático (4.5) ou (4.6), ilustrado pela Figura 4.3, será doravante utilizado para análise e projeto de controle.

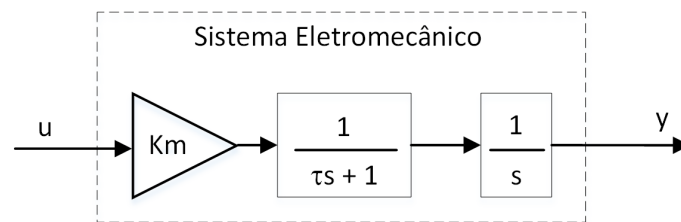


Figura 4.3: Diagrama de blocos condensado do sistema.

4.2 Identificação de parâmetros e validação do modelo

Para validar o modelo proposto foi desenvolvido um pacote de software para gerar sinais de excitação da planta adequados e aquisição de dados visando uma posterior análise e identificação de parâmetros da planta (ganho e constante de tempo). Para melhor descrição do software, vide Apêndice A.

4.2.1 Correção de efeitos de tendência (*drift*)

Primeiramente, observou-se a existência de um *offset* na eletrônica do acionador de potência, que funciona como uma perturbação na entrada da planta. Devido a ação integral, a saída da planta (sinal de força) cresce mesmo com sinal de controle nulo. Sendo assim, a primeira ação empregada para realizar uma identificação adequada dos parâmetros da planta consistiu na correção desse efeito de tendência na saída (*drift*). Para tanto, manualmente foi ajustado um valor fixo de tensão na entrada de controle de modo a manter a saída constante. Verificou-se que um valor de $-0,037V$ foi suficiente para evitar o *drift*. Note que, para valores diferentes deste a saída apresenta uma rampa (subida/descida), como é ilustrado nas Figuras 4.4 e 4.5. A Figura 4.4 ilustra a resposta a um sinal de controle nulo, já a Figura 4.5 ilustra a compensação deste efeito.

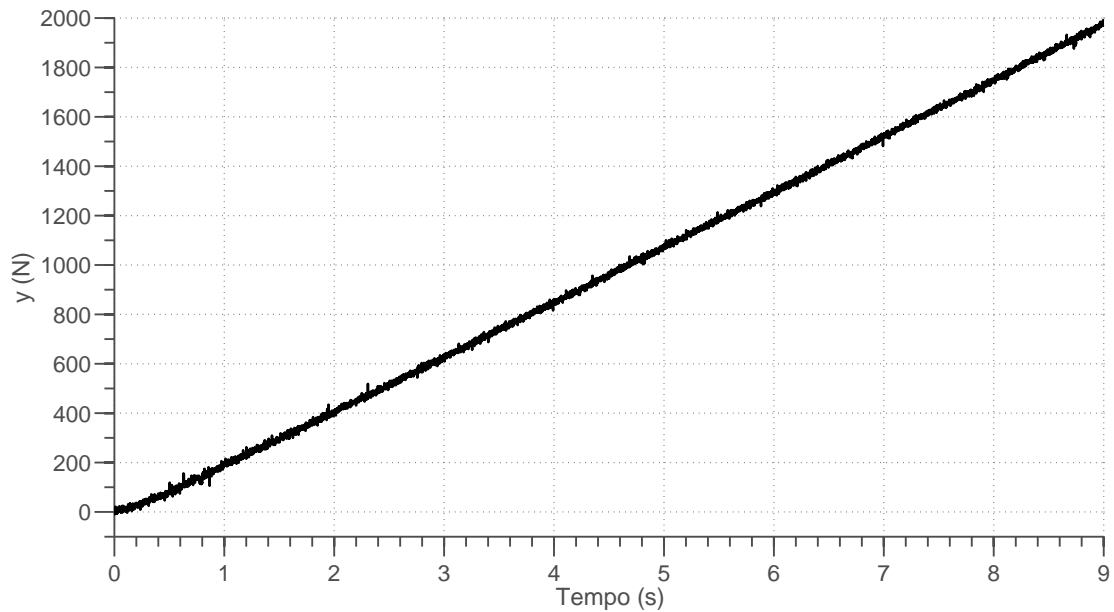


Figura 4.4: Efeito de tendência (*drift*) na saída do sistema. Saída ($y(t)$) tende a uma rampa, mesmo com entrada nula $u = 0V$.

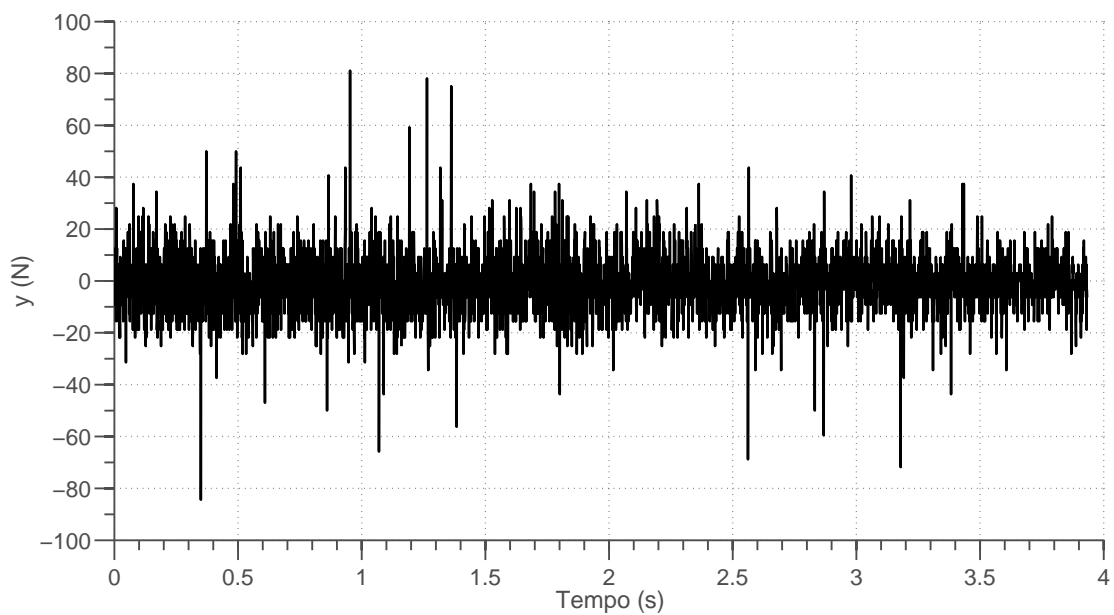


Figura 4.5: Correção do efeito de tendência (*drift*) na saída do sistema. A saída permanece constante com $u = -0,037V$.

4.2.2 Resposta a onda quadrada

Conforme o modelo matemático (4.5) ou (4.6), presume-se que o controle de velocidade embarcado no acionador de potência confere ao sistema em malha aberta

um comportamento de um integrador (a menos de um atraso modelado por um sistema de primeira ordem). Baseado nisso, é natural supor que a resposta ao degrau tenda a forma de rampa e que, por extensão, a resposta a onda quadrada resulte numa forma de onda triangular, conforme ilustrado nas Figuras 4.6 e 4.7.

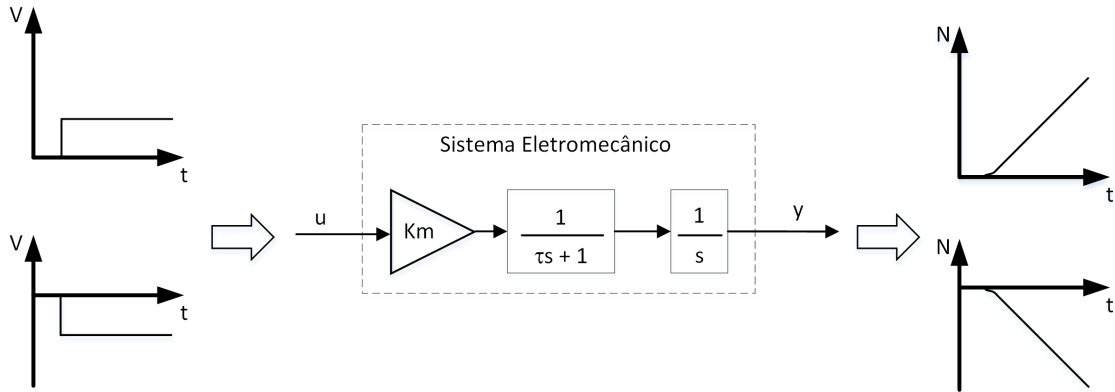


Figura 4.6: Resposta ao degrau esperada para a máquina eletromecânica.

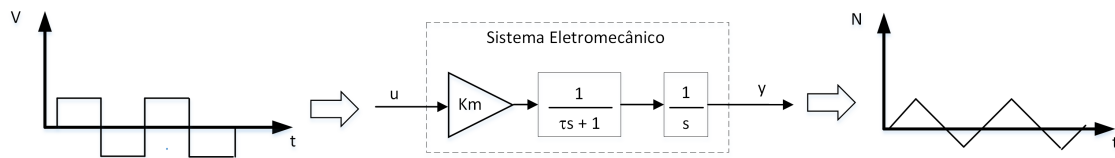


Figura 4.7: Resposta esperada da máquina eletromecânica para excitações em forma de onda quadrada.

Visando verificar esta ideia, diversos ensaios foram realizados com ondas quadradas na entrada do sistema com diferentes frequências e amplitudes. Os resultados destes ensaios podem ser vistos nos gráficos de entrada-saída das Figuras 4.8, 4.9, 4.11, 4.10, 4.12, 4.13.

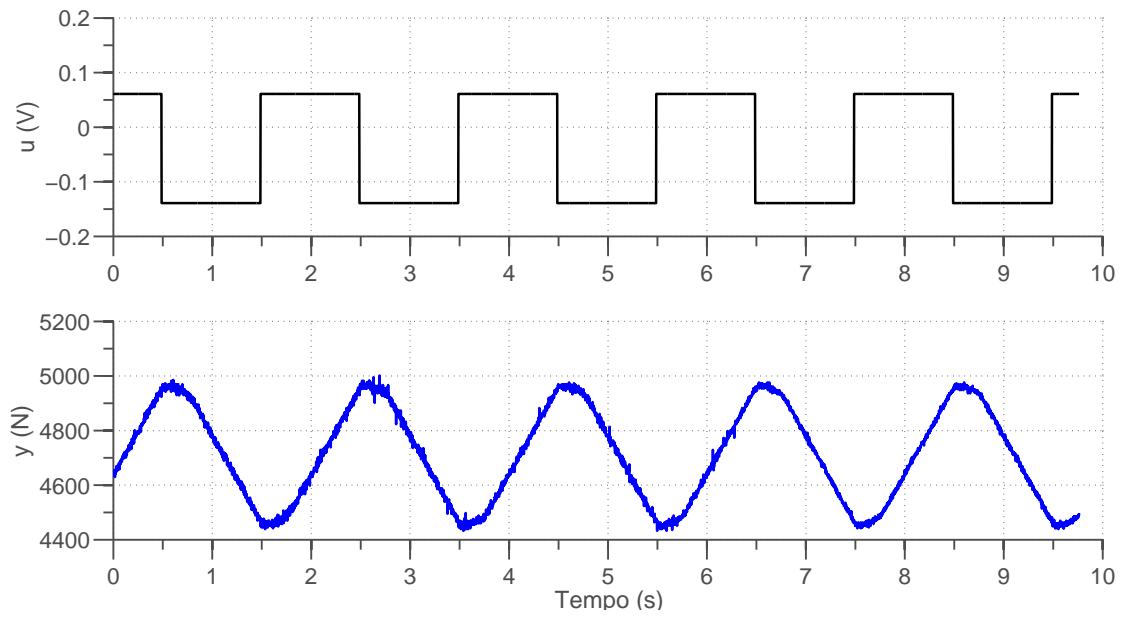


Figura 4.8: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 0.5Hz e amplitude de 0.1V.

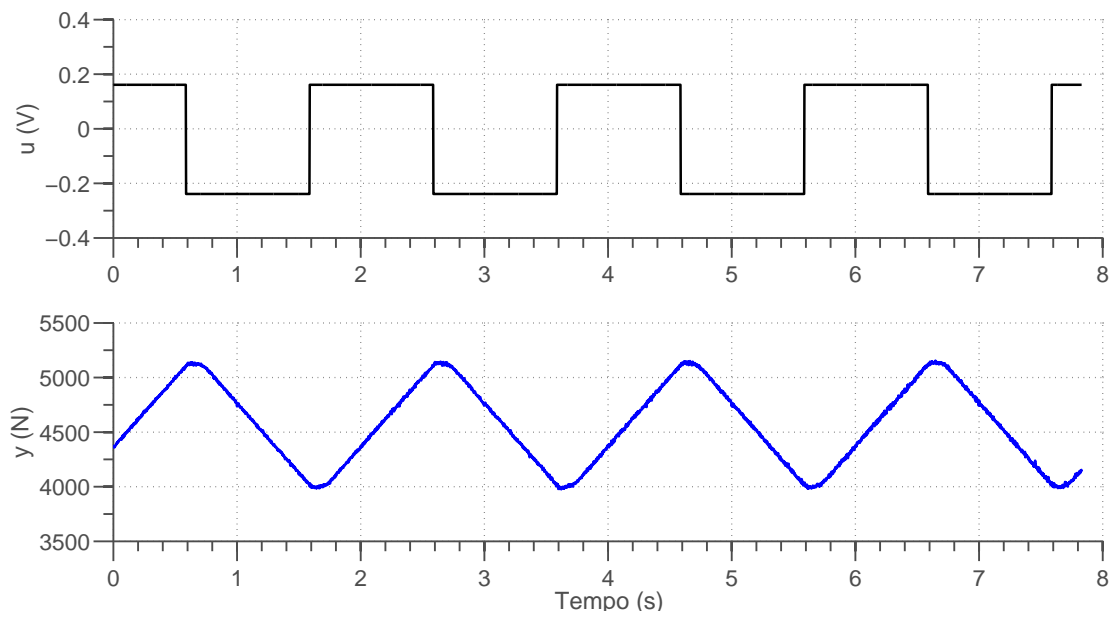


Figura 4.9: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 0.5Hz e amplitude de 0.2V.

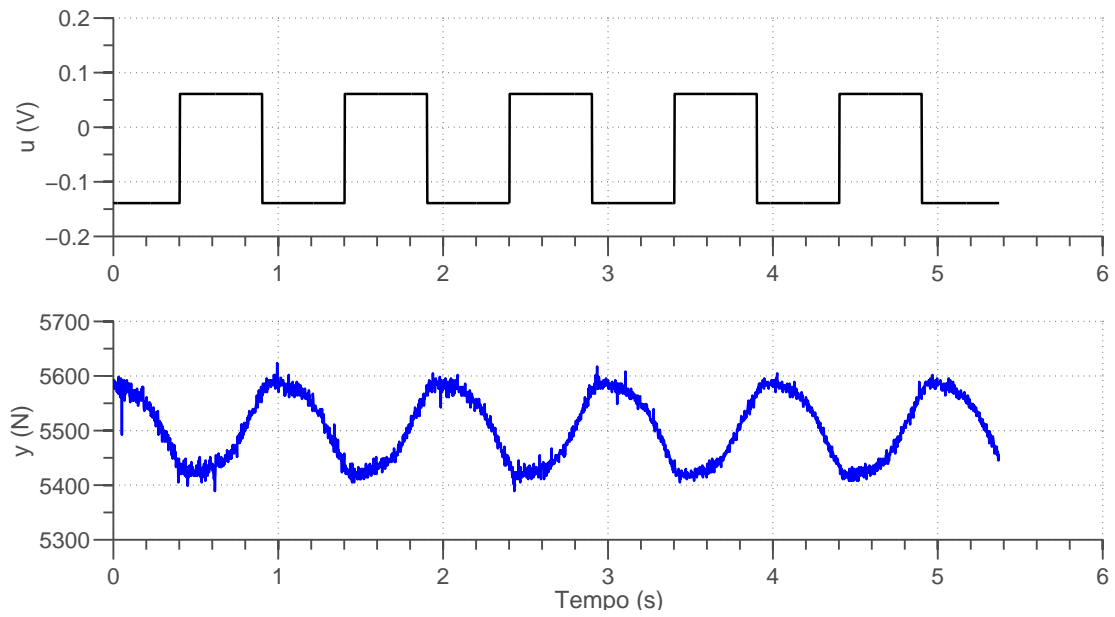


Figura 4.10: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 1Hz e amplitude de 0.1V.

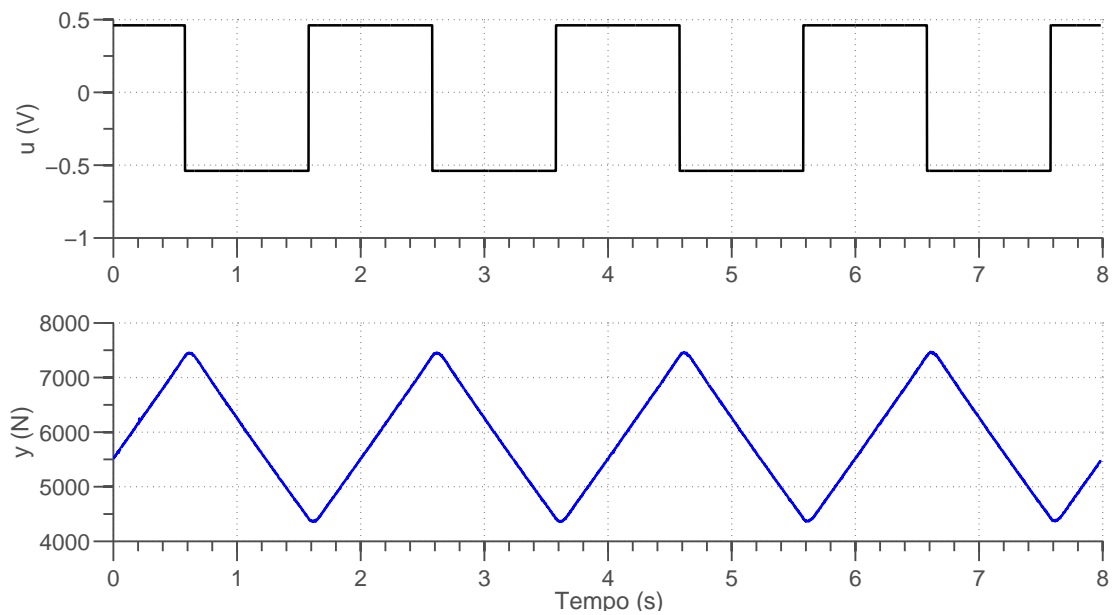


Figura 4.11: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 0.5Hz e amplitude de 0.5V.

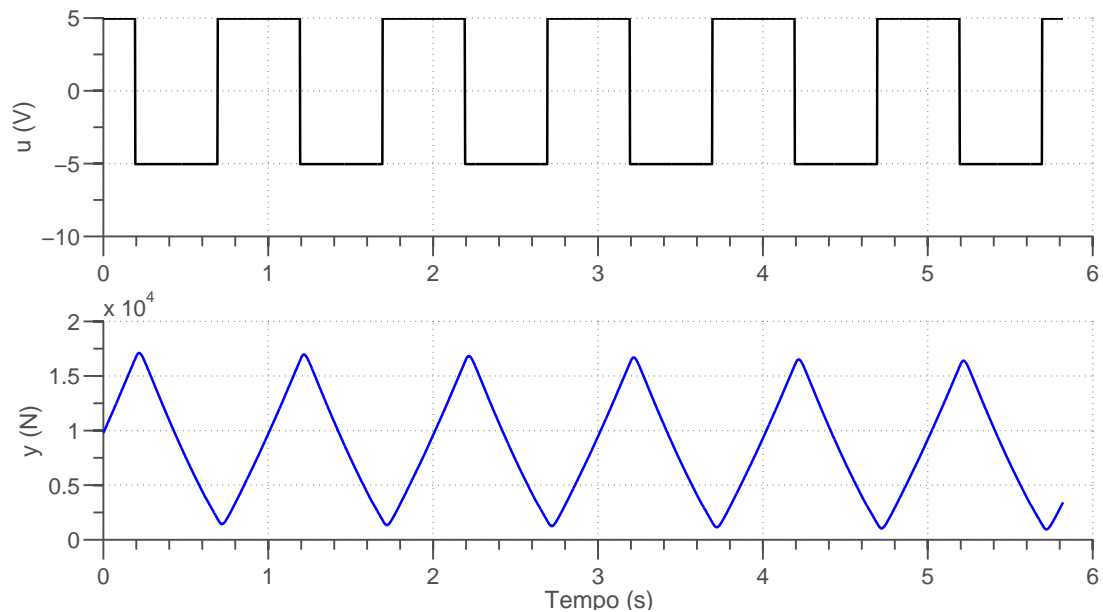


Figura 4.12: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 1Hz e amplitude de 5V.

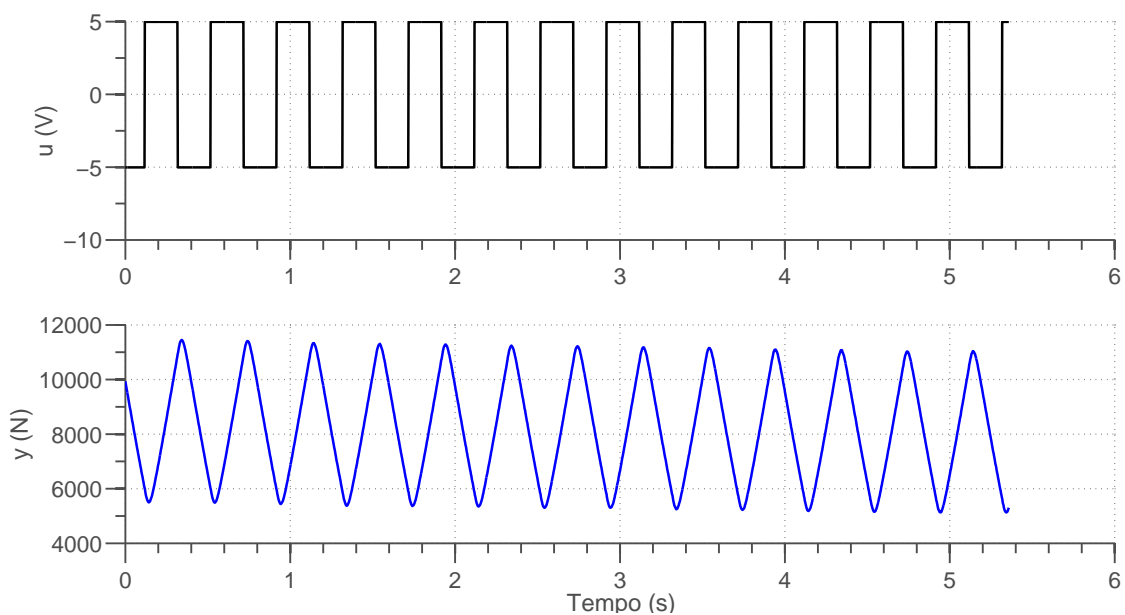


Figura 4.13: Resposta do sistema a uma onda quadrada com frequência de 2.5Hz e amplitude de 5V.

Nos gráficos com sinal de controle de baixa amplitude, Figuras 4.8, 4.9 e 4.10, pode-se verificar um comportamento em desacordo com o presumido (onda quadrada gerando onda triangular). Isto ocorre porque para baixas amplitudes a ação do *backlash* e do ruído são dominantes, imprimindo um comportamento não linear à

resposta do sistema. Por outro lado, os gráficos das Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 apresentam uma resposta linear, corroborando o comportamento previsto pelo modelo matemático. Através destes três últimos gráficos pode-se então concluir que realmente o sistema se comporta como um integrador, desde que a amplitude do sinal de controle seja suficientemente grande. Assim, para o processo de identificação são considerados apenas os dados registrados nos ensaios com sinais de entrada com amplitudes maiores.

Para o processamento dos dados identificação dos parâmetros do modelo da planta (K_m e τ) utilizou-se o pacote *Ident* do *Matlab*, que permite identificar parâmetros de uma dada função de transferência através da relação dos sinais de entrada e saída, a partir de um modelo teórico pré-estabelecido, conhecendo o período de amostragem dos registros (T_s). A Figura 4.14 ilustra as interfaces gráficas deste pacote onde, na tela da esquerda, é realizada a importação dos dados (vetores u e y provenientes do arquivo de registro) e, na tela da direita, a configuração para estimação dos parâmetros.

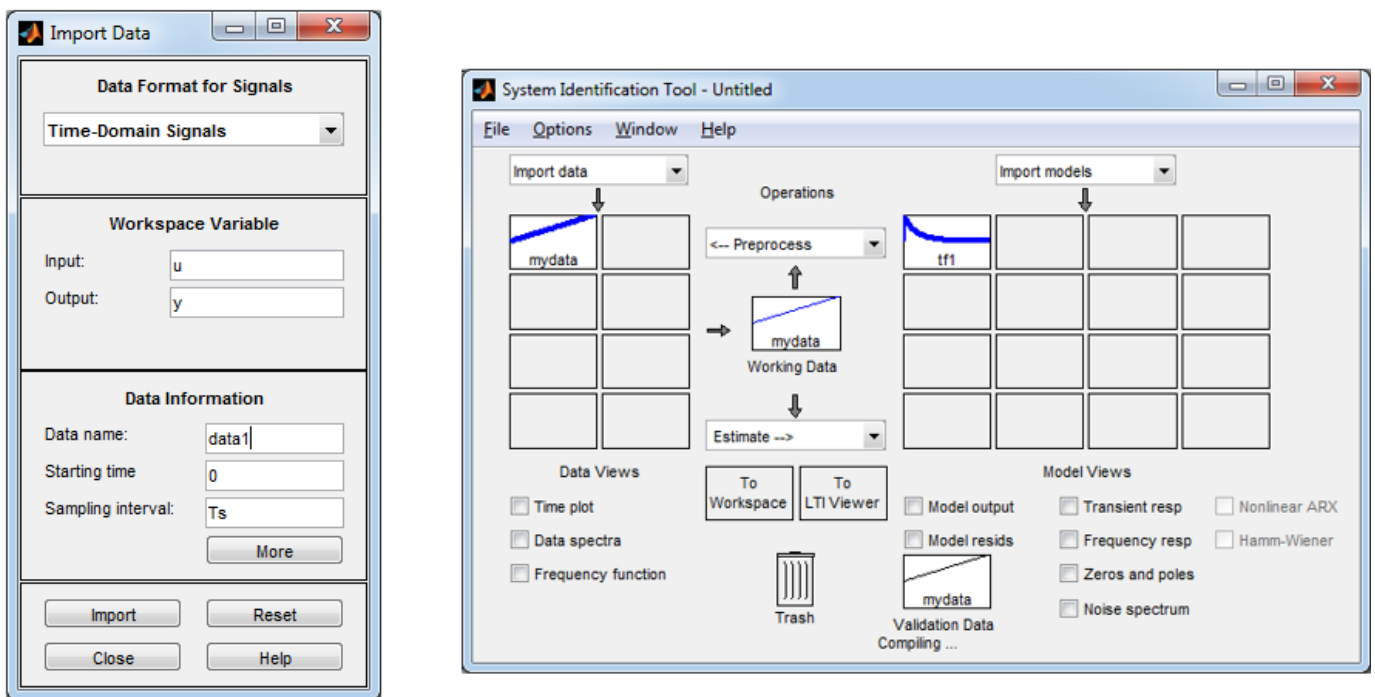


Figura 4.14: Interface gráfica do pacote de identificação do *Matlab*.

Os seguintes parâmetros foram obtidos:

$$K_m = 6400 \quad \text{e} \quad \tau = 0,02,$$

resultando no modelo

$$Y(s) = \frac{6400}{s(0,02s + 1)}U(s). \quad (4.7)$$

Para fins comparativos a entrada aplicada ao sistema real é também aplicada ao modelo obtido em (4.7) e simulado em *Matlab*, resultando numa correspondência de 97% de dados. A Figura 4.15 ilustra os gráficos de ambas as respostas.

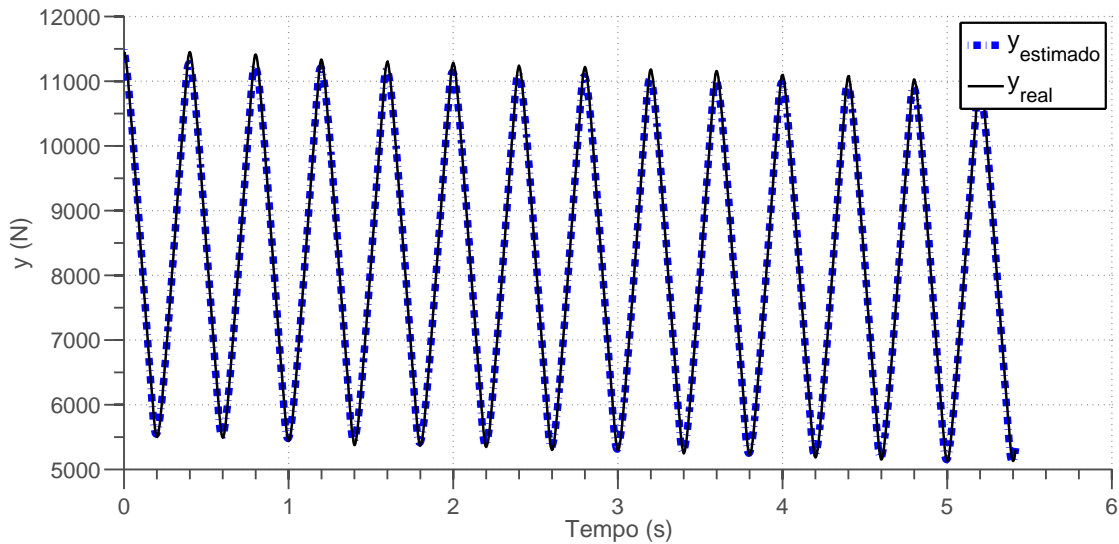


Figura 4.15: Curvas comparativas entre as respostas real e simulada do sistema eletromecânico face uma excitação em onda quadrada.

4.2.3 Resposta a senoide

Para ratificar o modelo identificado em (4.7) um segundo método também foi utilizado para excitar a planta eletromecânica em malha aberta. Utilizou-se do mesmo software citado na subseção anterior (vide Apêndice A), porém com um sinal senoidal de frequência variando entre 1 e 4Hz injetado na planta. Os resultados podem ser observados na Figura 4.16, que ilustra os gráficos comparativos entre a saída real e a simulada.

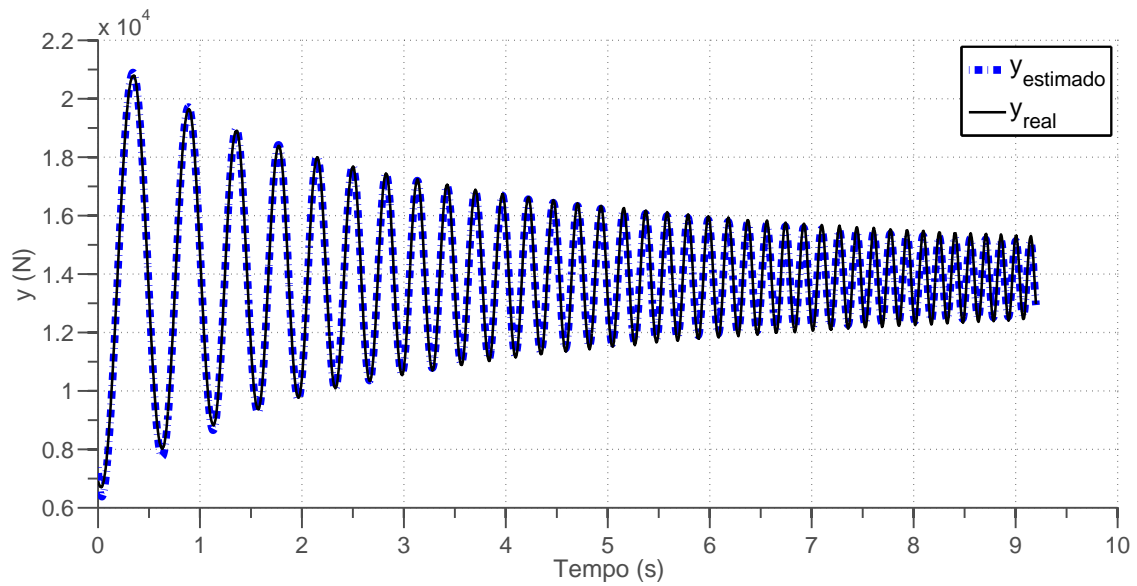


Figura 4.16: Identificação paramétrica utilizando resposta a senoide. Sinal de controle senoidal com amplitude de 10V e frequências na faixa de 1 a 4Hz.

Os seguintes parâmetros foram obtidos:

$$K_m = 6430 \quad \text{e} \quad \tau = 0,019,$$

corroborando a identificação realizada com onda quadrada.

Naturalmente deve-se lembrar que os processos de identificação são uma estimativa e, portanto, podem apresentar pequenas variações do modelo real. Adicionalmente, cabe ressaltar que as não linearidades envolvidas não foram aqui contabilizadas. Ainda assim, por hora, tem-se um modelo matemático razoável do qual se pode lançar mão para projeto e implementação de um controlador.

4.3 Controlador linear com *feedforward*

Notando que a planta em malha aberta apresenta um polo estável e outro na origem (integrador), um simples controlador proporcional obviamente estabiliza o sistema em malha fechada. Entretanto, para assegurar rastreamento de trajetória, um termo direto (*feedforward*) dependente da primeira e segunda derivadas temporais da trajetória desejada deve ser inserido na ação de controle.

Considerando o erro de rastreamento como $e = y - y_d$, sendo y_d o sinal de referência de força, as derivadas temporais de e são dada por $\dot{e} = \dot{y} - \dot{y}_d$ e $\ddot{e} = \ddot{y} - \ddot{y}_d$. De (4.6) tem-se que $\tau\ddot{y} + \dot{y} = K_m u(t)$, que pode ser reescrito como

$$\tau(\ddot{y} - \ddot{y}_d) + \tau\ddot{y}_d + (\dot{y} - \dot{y}_d) + \dot{y}_d = K_m u(t), \quad (4.8)$$

consequentemente a dinâmica do erro de rastreamento pode ser escrita como:

$$\tau\ddot{e} + \dot{e} + \tau\ddot{y}_d + \dot{y}_d = K_m u(t). \quad (4.9)$$

Além disso, somando e subtraindo um sinal auxiliar v obtém-se:

$$(\tau\ddot{e} + \dot{e} + v) - v + \tau\ddot{y}_d + \dot{y}_d = K_m u(t), \quad (4.10)$$

de onde torna-se evidente que a lei de controle

$$u(t) = \frac{-v + \tau\ddot{y}_d + \dot{y}_d}{K_m} \quad (4.11)$$

assegura a dinâmica para o erro de rastreamento em malha fechada

$$\tau\ddot{e} + \dot{e} + v = 0, \quad (4.12)$$

implicando que uma adequada escolha de v pode assegurar que o erro tenda assintoticamente para zero.

4.3.1 Projeto do controlador

Nesta seção serão apresentados sequencialmente três opções para o sinal de controle v em (4.11) destacando suas vantagens e desvantagens. Inicialmente um controle proporcional será considerado e em seguida será incluído um termo integral (controle PI) para atenuar os efeitos do *drift* presente no acionador de potência. Visando reduzir os ganhos da malha e mantendo uma mesma banda passante, um compensador do tipo avanço-atraso será inserido em série com o controlador PI. Este controlador, além de permitir redução do ganho, confere uma maior robustez ao sistema em malha fechada na presença de folga de engrenagem.

Controle Proporcional

Escolhendo $v = K_p e$ obtém-se a lei de controle proporcional com *feedforward*:

$$u(t) = \frac{-K_p e + \tau\ddot{y}_d + \dot{y}_d}{K_m} \quad (4.13)$$

que assegura a dinâmica para o erro de rastreamento em malha fechada

$$\tau\ddot{e} + \dot{e} + K_p e = 0, \quad (4.14)$$

implicando que o erro tende assintoticamente para zero para valores positivos de τ e

negativos de K_p , segundo o critério de Hurwitz. Entretanto utilizar apenas o ganho proporcional pode não ser o mais adequado e será discutido mais adiante. A escolha do parâmetro K_p na lei de controle (4.11) é realizada através da análise da dinâmica do erro (4.14). O polinômio característico correspondente é dado por:

$$s^2 + 1/\tau s + K_p/\tau = 0, \quad (4.15)$$

que em comparação com o polinômio característico padrão de segunda ordem

$$Y(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2, \quad (4.16)$$

apresenta amortecimento $\zeta = \frac{1}{2\sqrt{\tau K_p}}$ e frequência natural de oscilação $\omega_n = \sqrt{K_p/\tau}$. Portanto, escolhendo a banda passante como parâmetro de projeto (ω_n) o ganho proporcional é dado por:

$$K_p = \tau\omega_n^2. \quad (4.17)$$

Como exemplo, considere uma banda passante de $10Hz$ ($\omega_n = 20\pi rad/s$) que corresponde a duas vezes a máxima frequência do ensaio, resultando em um ganho $K_p = 78.95$. A Figura 4.17 apresenta o desempenho do sistema na ausência de perturbações e/ou não linearidades. Observa-se erro de rastreamento desprezível em regime permanente.

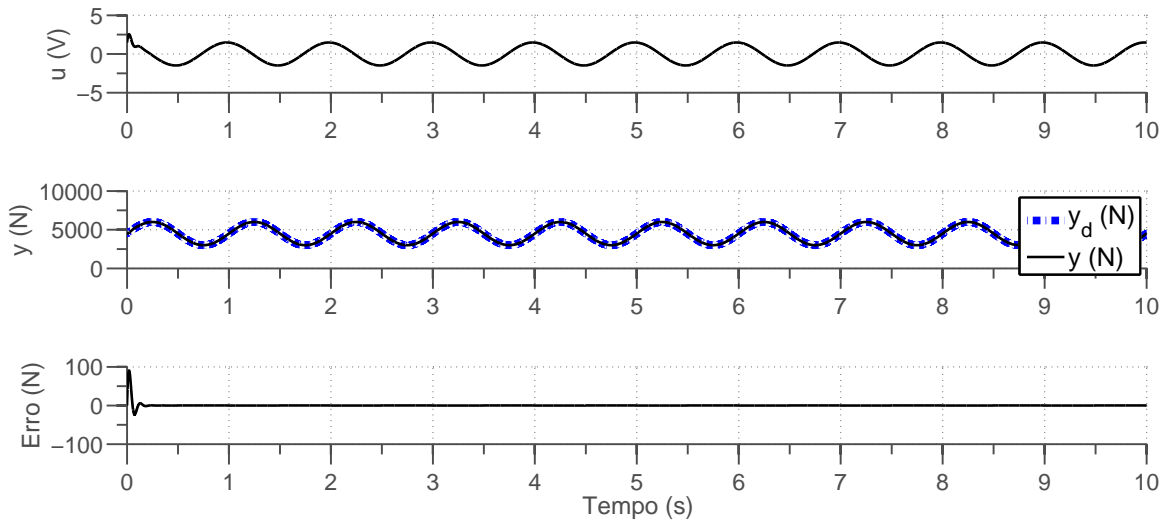


Figura 4.17: Resultados de simulação com controlador proporcional e *feedforward*. Planta sem perturbações e/ou não-linearidades. Controlador: $K_p = 78.95$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

Como já mencionado anteriormente existe um *offset* no *driver* de potência que gera uma rampa na saída do sistema devido a ação integral da planta. Este efeito

pode ser modelado matematicamente através de uma perturbação aditiva na entrada do sistema. A Figura 4.18 ilustra a presença de erro de rastreamento quando essa perturbação (*drift*) é inserida no sistema.

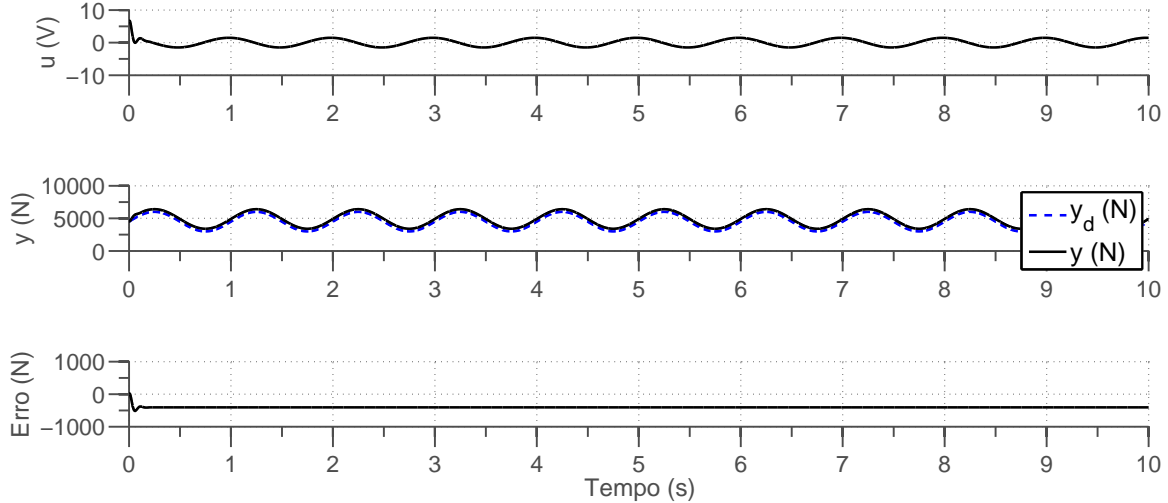


Figura 4.18: Resultados de simulação com controlador proporcional e *feedforward*. Planta com perturbação (*drift*) e sem não-linearidades. Controlador: $K_p = 78.95$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

Controle Proporcional-Integral

Buscando compensar o efeito do *drift*, propõe-se adicionar uma ação integral à lei de controle com ganho K_i . Escolhendo $v = K_p [e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt]$ obtém-se a lei de controle PI com *feedforward* a partir da lei de controle (4.11) como

$$u(t) = \frac{-K_p [e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt] + \tau \ddot{y}_d + \dot{y}_d}{K_m}, \quad (4.18)$$

que assegura a seguinte dinâmica assintoticamente estável para o erro de rastreamento em malha fechada

$$\tau \ddot{e} + \dot{e} + K_p e + K_p K_i e = 0, \quad (4.19)$$

para valores adequados de K_i . A fim de não dificultar a análise escolhe-se um valor de ganho reduzido, $K_i = 1$, de modo que a resposta deste controlador seja aproximadamente igual ao controlador P. Os resultados da ação PI podem ser observados na Figura 4.19, onde verifica-se que o rastreamento é aceitável, porém apresentando um transitório mais lento.

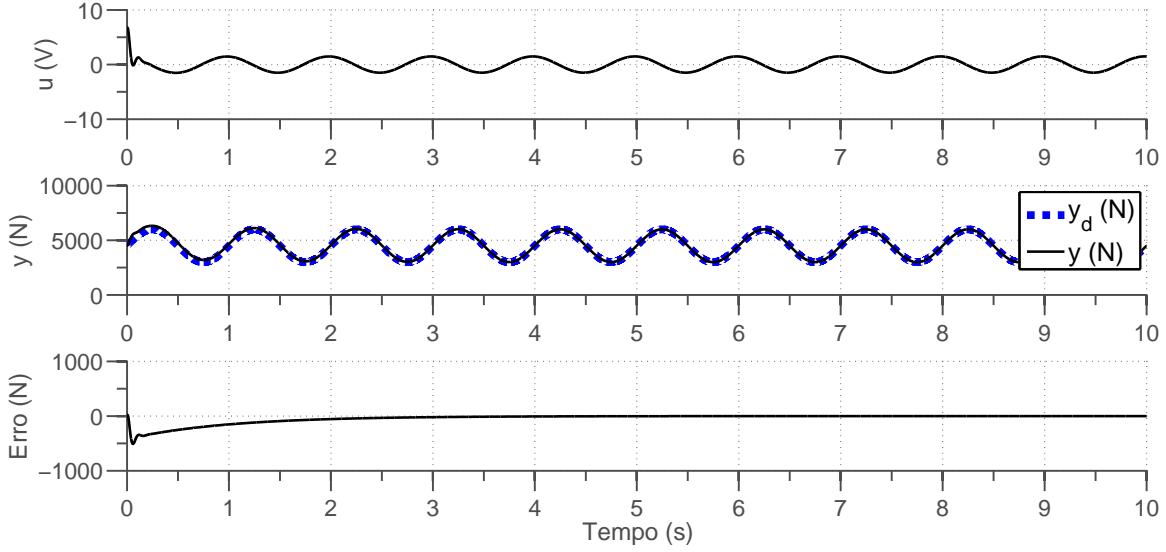


Figura 4.19: Resultados de simulação com controlador PI e *feedforward*. Planta com perturbação (*drift*) e sem não-linearidades. Controlador: $K_p = 78.95$ e $K_i = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

Compensador em Avanço-Atraso

Em relação ao controle proporcional (4.13), deve-se destacar que o valor de $K_p = 78,95$ acarreta um amortecimento $\zeta = 0,4$ com banda passante de 10Hz, o que pode trazer um comportamento oscilatório (pouco amortecido) em malha fechada. Além disso maiores valores de ganho podem amplificar demasiadamente o ruído e deteriorar o desempenho do sistema em malha fechada.

Para alcançar a mesma banda passante, porém com valor de ganho K_p menor e amortecimento maior, pode-se utilizar o filtro de avanço-atraso de fase na entrada da planta resultando na seguinte função de transferência entre o sinal de controle u (PI com *feedforward*) e a saída da planta:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 s + 1} \frac{K_m}{s(\tau s + 1)}, \quad (4.20)$$

com $\tau_1 > \tau_2$. A ideia aqui é sintonizar τ_1 próximo da constante de tempo da planta ($\tau_1 = \tau$) de forma que o controlador seja projetado para uma planta auxiliar com função de transferência $\frac{K_m}{s(\tau_2 s + 1)}$. Note que, quanto menor for τ_2 em relação a τ_1 , maior será a ação derivativa e, conseqüentemente, mais acentuada será a amplificação de ruído de medição³. Assim, por meio de experimentos verificou-se que $\tau_2 = \tau_1/4$ não inviabiliza a utilização do compensador em uma aplicação real. Em suma, fazendo $\tau_1 = \tau$ e $\omega_n = 20\pi rad/s$ (10Hz), resulta numa redução do ganho para

³Deve-se mencionar que assim como o ganho proporcional, o termo *feedforward* deve ser reprojeto considerando a constante de tempo τ_2 .

$K_p = 19,7$ e num aumento do amortecimento para $\zeta = 1,6$. Após a inclusão da ação integral (controlador PI), o ganho K_i foi escolhido pequeno o suficiente para não alterar demasiadamente a banda passante do sistema, cerca de 20 vezes menor ($K_i = K_p/20 \approx 1$).

4.3.2 Compensador avanço-atraso e folga de engrenagem (*Backlash*)

Os efeitos da folga de engrenagem podem ser observados por uma deformação nos picos e vales da senoide rastreada, como ilustrado na Figura 4.20. Cabe ressaltar que esta não-linearidade não é de fácil compensação por meio de leis de controle lineares. Mais adiante será visto que as técnicas de controle por aprendizagem apresentaram maior eficácia com relação à compensação da folga de engrenagem (*backlash*).

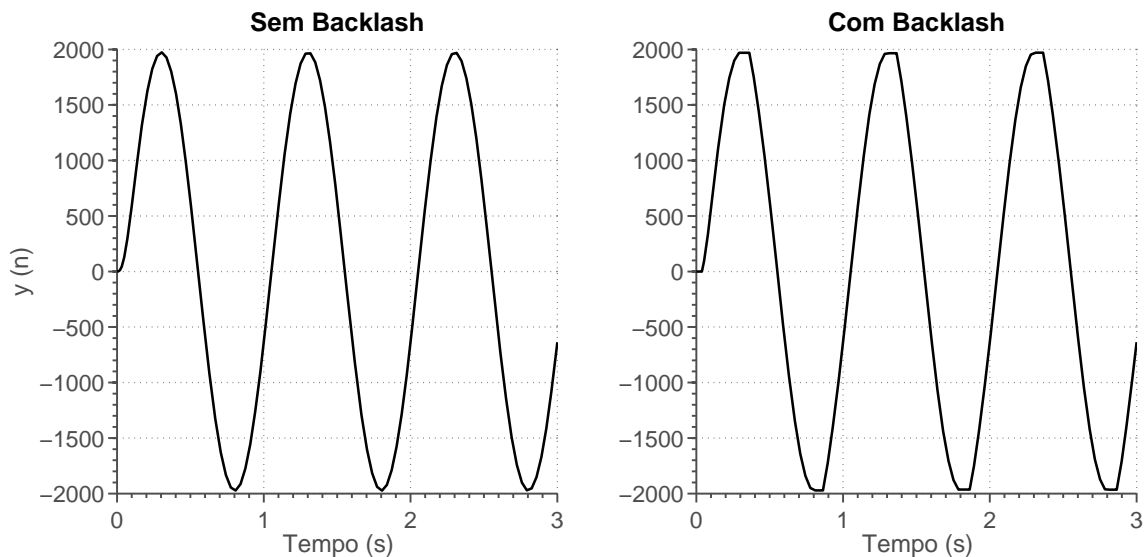


Figura 4.20: Deformação da senoide rastreada causada pela folga de engrenagem (*backlash*).

De acordo com a função descritiva da folga de engrenagem (SARANGAPANI, 2006), a influência do *backlash* na saída é ainda mais evidente para entradas com amplitudes e frequências baixas. Sua presença em malha fechada pode acarretar oscilações na saída. A Figura 4.21 apresenta a resposta em malha fechada sob ação apenas de controle proporcional (para diferentes valores de ganhos) visando ilustrar o efeito da folga de engrenagem.

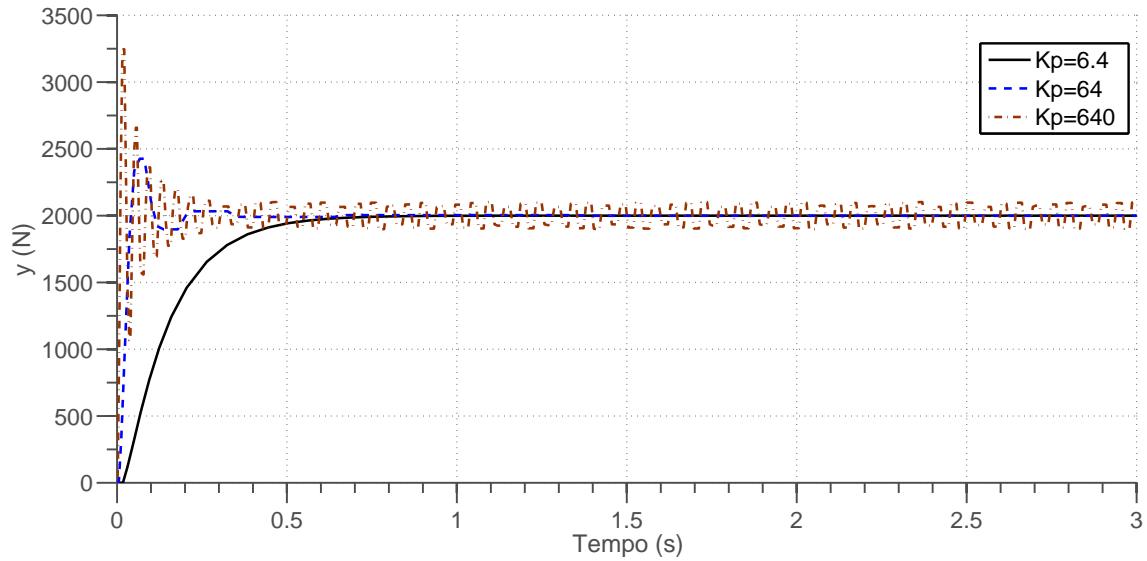


Figura 4.21: Resposta ao degrau em malha fechada (controle proporcional simples) na presença de folga de engrenagem, para diferentes valores do ganho proporcional.

Neste trabalho, verificou-se que o compensador em avanço-atraso utilizado para reduzir os ganhos da malha também suaviza os efeitos de *backlash*. Isto pode ser observado pela Figura 4.22 que mostra o resultado em malha fechada com a inclusão do compensador (compare com a Figura 4.21). Foram atribuídos os valores $\tau_1 = 0.02$ e $\tau_2 = 0.002$ e avaliados os efeitos com os mesmos valores de ganho K_p utilizados nos resultados da Figura 4.21. Nota-se claramente a diminuição dos efeitos oscilatórios com a utilização do compensador.

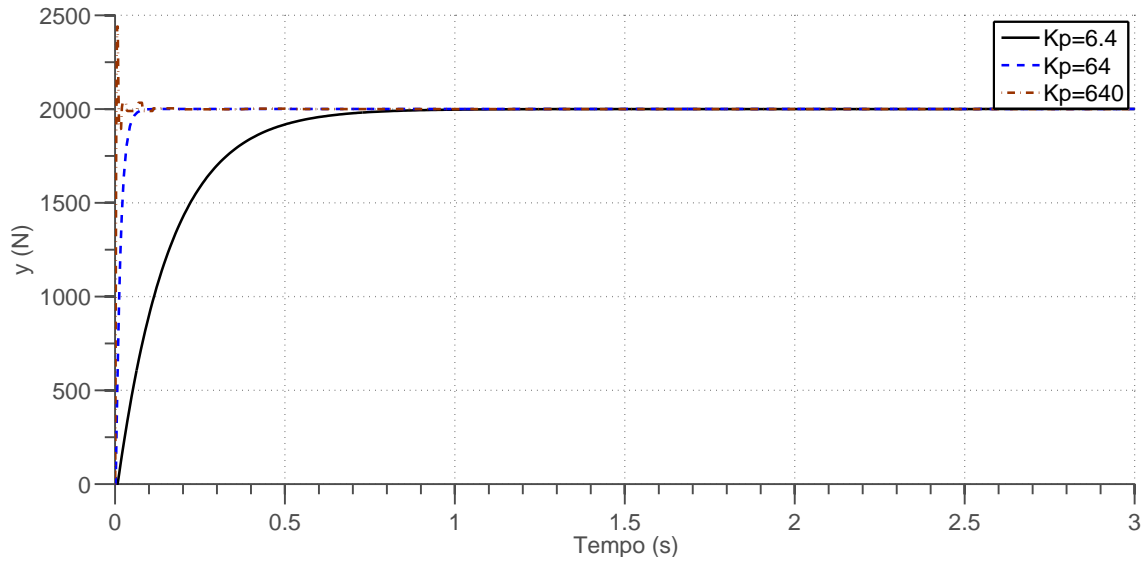


Figura 4.22: Utilização do compensador em avanço-atraso de fase para suavização dos efeitos oscilatórios na malha fechada na presença de *backlash*.

Os resultados do desempenho em malha fechada do controlador com realimentação proporcional-integral e *feedforward* (sem o compensador em avanço-atraso), na presença de *drift* e *backlash*, podem ser observados na Figura 4.23. Destaca-se as deformações nos picos e vales do sinal rastreado.

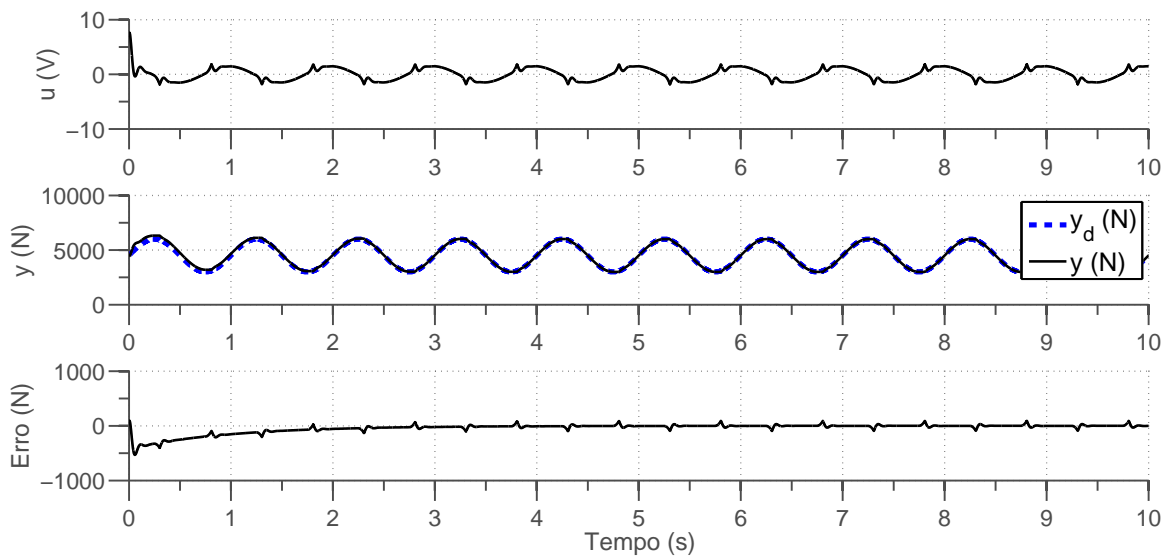


Figura 4.23: Resultados de simulação com controlador PI e *feedforward*. Planta com perturbação (*drift*) e *backlash*. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

Visando reduzir os efeitos da folga de engrenagem adicionou-se o compensador

em avanço-atraso ao controlador proporcional-integral com *feedforward*.

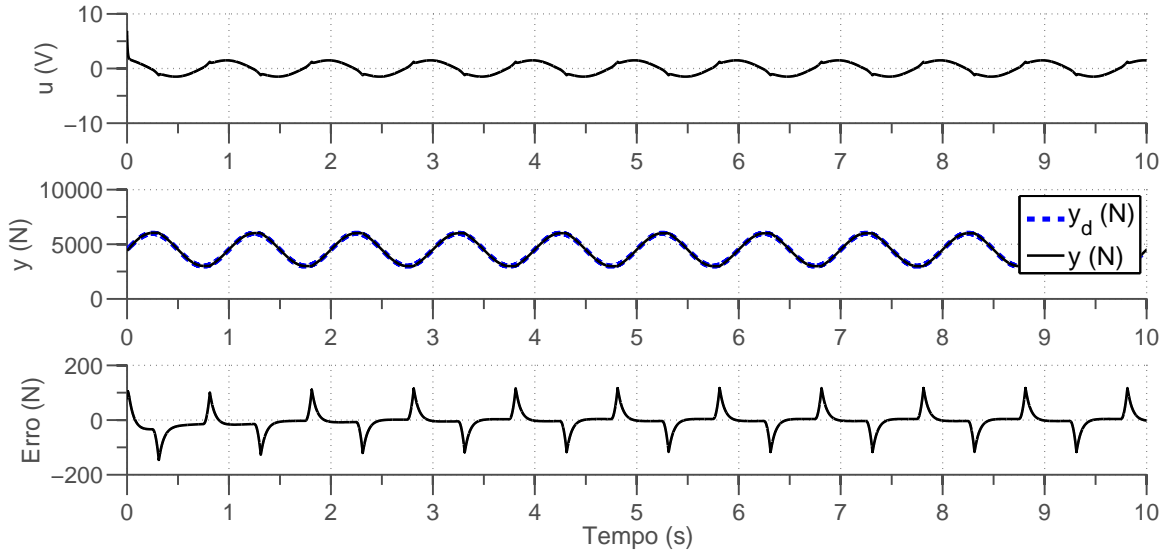


Figura 4.24: Resultados de simulação com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Planta com perturbação (*drift*) e *backlash*. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

4.3.3 Saturação e ruído de medição

Para considerar nas simulações os valores máximos e mínimos da tensão elétrica permitidos na entrada do acionador de potência, uma saturação foi inserida no modelo. O diagrama de blocos completo, englobando o controlador PI, *feedforward*, o filtro de avanço-atraso, planta, não-linearidades e perturbações está ilustrado na Figura 4.25.

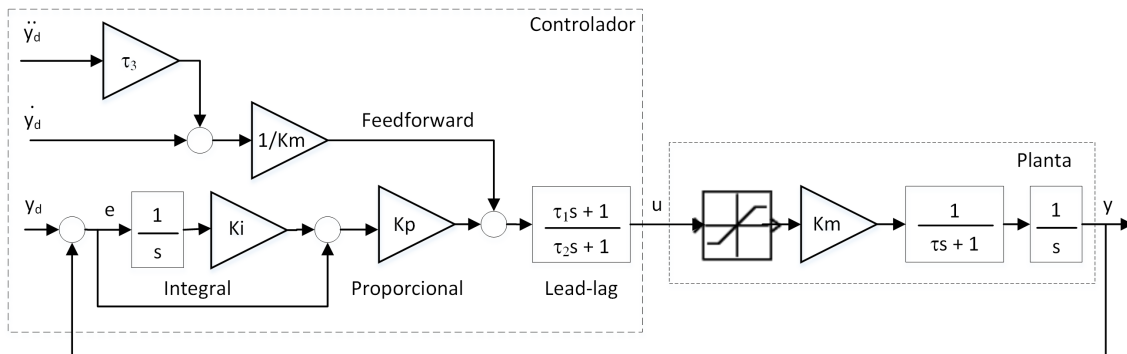


Figura 4.25: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada, inclui *backlash*, *drift*, ruído de medição, saturação e o controlador PI com *feedforward* e compensador em avanço-atraso.

A principal influência da saturação é impor limitantes superiores para a frequência e/ou amplitude do sinal de referência. O ruído de medição observado experimentalmente possui amplitude de cerca de 40N (vide Figura 4.5). Deve-se ter cuidado, portanto, com ações derivativas, pois podem amplificá-lo e prejudicar o desempenho do sistema.

Com o controlador com realimentação proporcional-integral, compensador em avanço-atraso e *feedforward*, os resultados foram satisfatórios mesmo na presença de *drift*, *backlash* e ruído de medição, ver Figura 4.26. Por outro lado, os limites impostos pelo efeito da saturação pode ser notado nos gráficos da Figura 4.27, onde observa-se que o rastreamento ficou severamente comprometido.

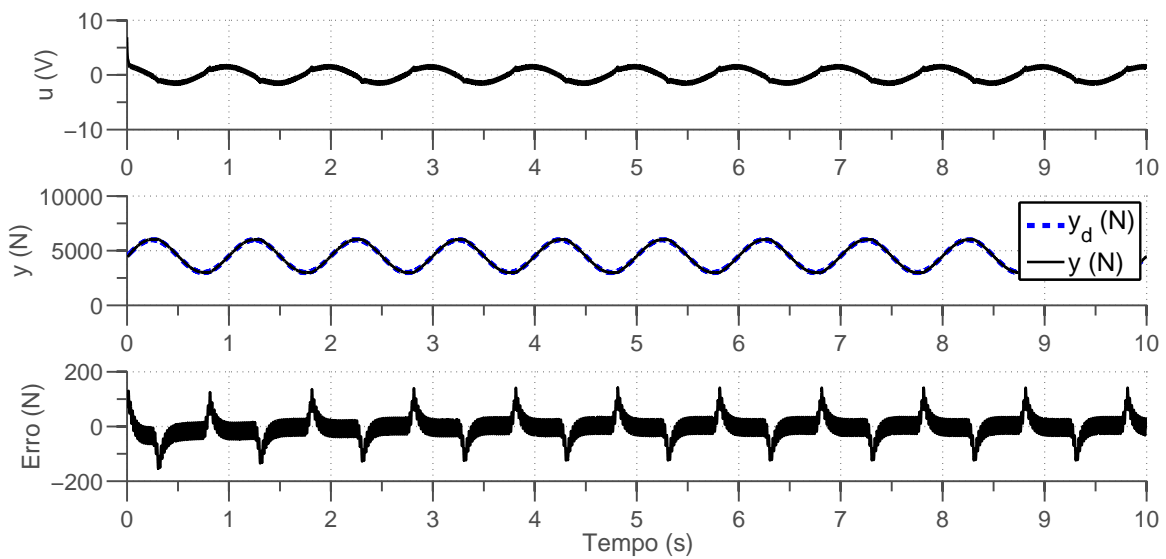


Figura 4.26: Resultados de simulação com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Planta com perturbação (*drift*), *backlash* e ruído de medição. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

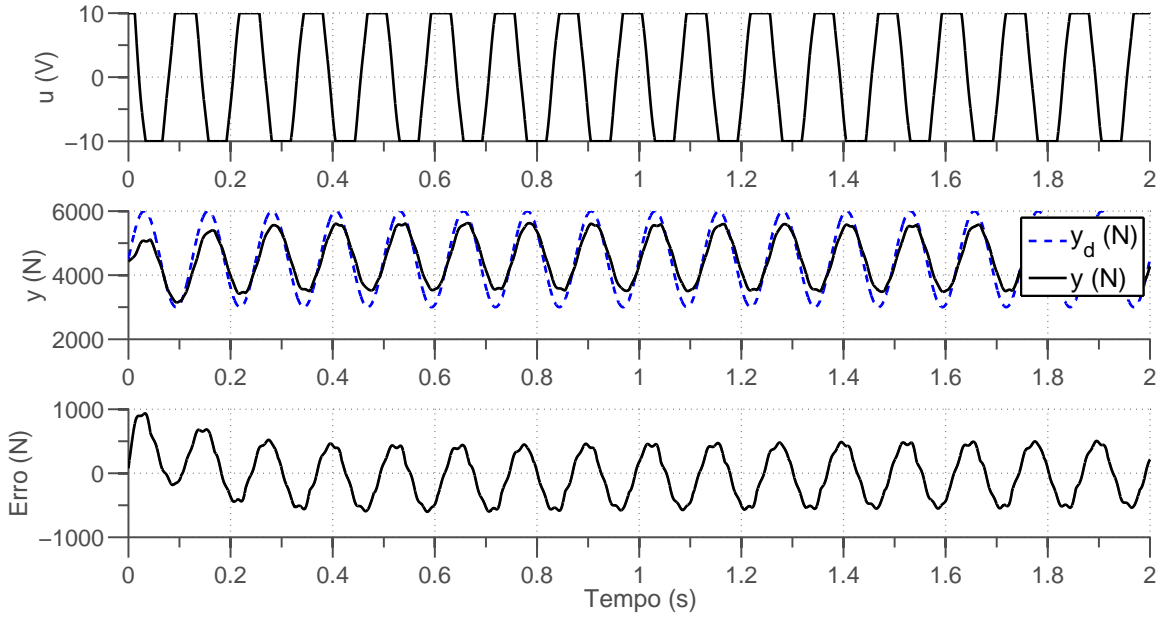


Figura 4.27: Resultados de simulação com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Planta com perturbação (*drift*), *backlash*, ruído de medição e saturação. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 8Hz.

4.3.4 Resultados experimentais

Para viabilizar a implementação através de um dispositivo digital, o controlador projetado e simulado nas subseções anteriores foi discretizado utilizando o método de Euler (*backward*). Sua codificação foi feita em LabView[®] e utilizou tecnologia FPGA (*Field-Programmable Gate Array*). Devido ao seu paralelismo real foram alcançadas taxas de amostragem de até 50kHz nos laços de controle. O gerenciamento dos parâmetros de controle foi realizado através do mesmo software utilizado anteriormente para identificação (vide Apêndice A).

Visando facilitar os experimentos, foram utilizados apenas corpos de prova em aço carbono com dimensões representativas de ensaios reais, porém sem trinca ou entalhe. Basicamente dois grupos de ensaios foram realizado, um com ondas de referências de *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500N e outro com *Amplitude* = 10000N, *Offset* = 30000N. Os resultados estão condensados nas Figuras 4.28, 4.29, 4.30, 4.31, 4.32 e 4.33, onde o controlador com ação proporcional-integral, com compensador em avanço-atraso e *feedforward* foi utilizado e o desempenho foi satisfatória apenas para frequências de até 2Hz.

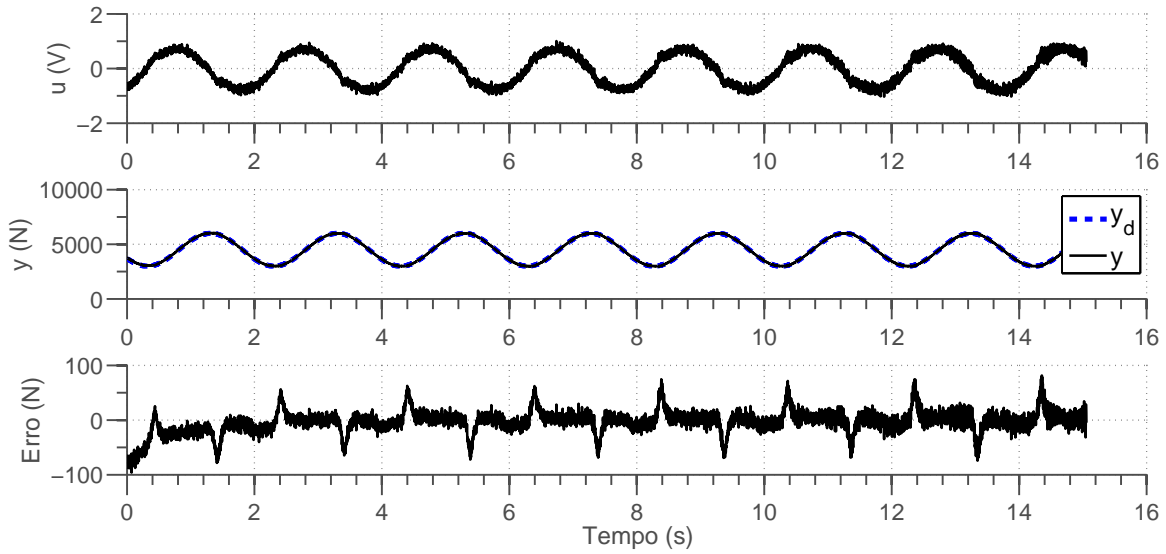


Figura 4.28: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 0.5Hz.

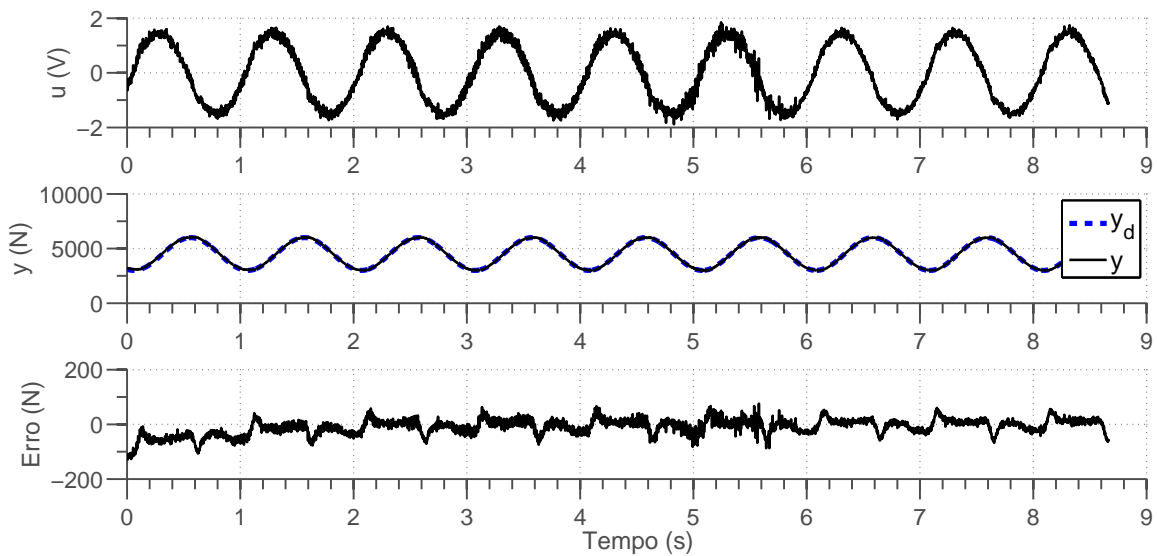


Figura 4.29: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 1Hz.

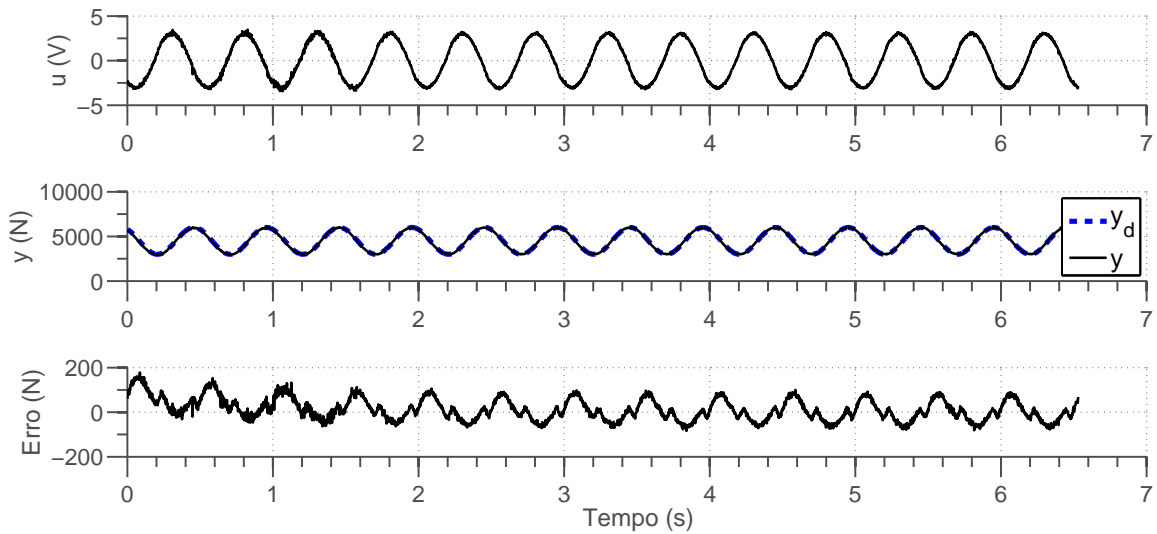


Figura 4.30: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 2Hz.

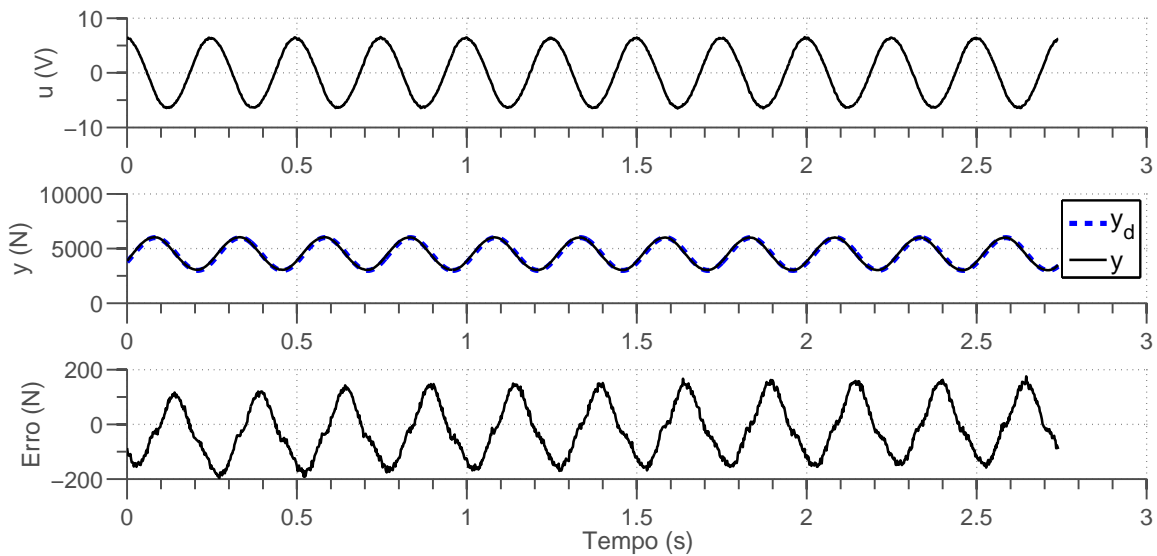


Figura 4.31: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500 e *frequência* = 4Hz.

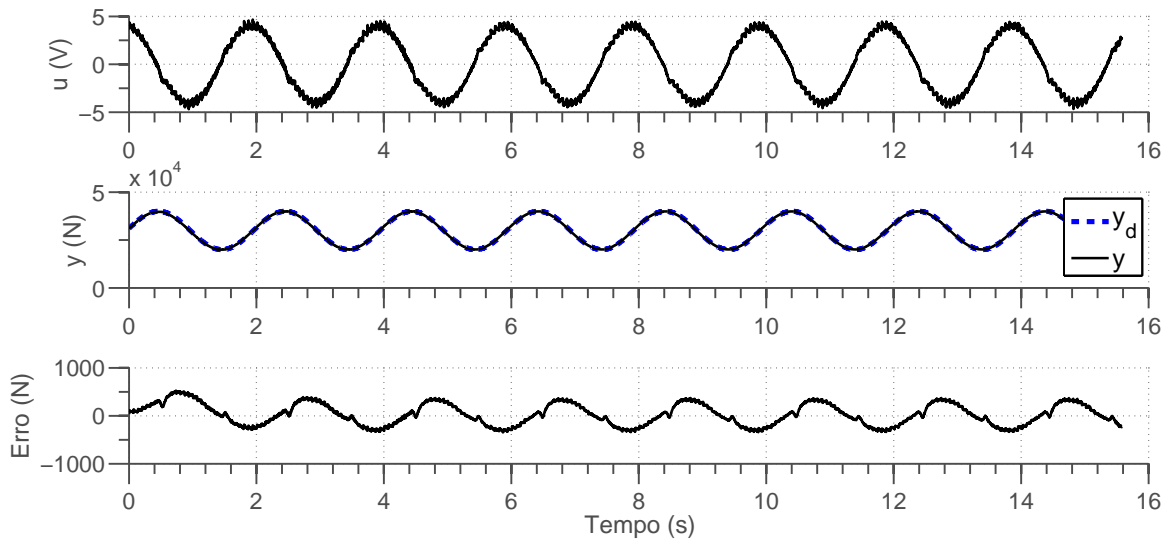


Figura 4.32: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 10000N, *Offset* = 30000 e *frequência* = 0.5Hz.

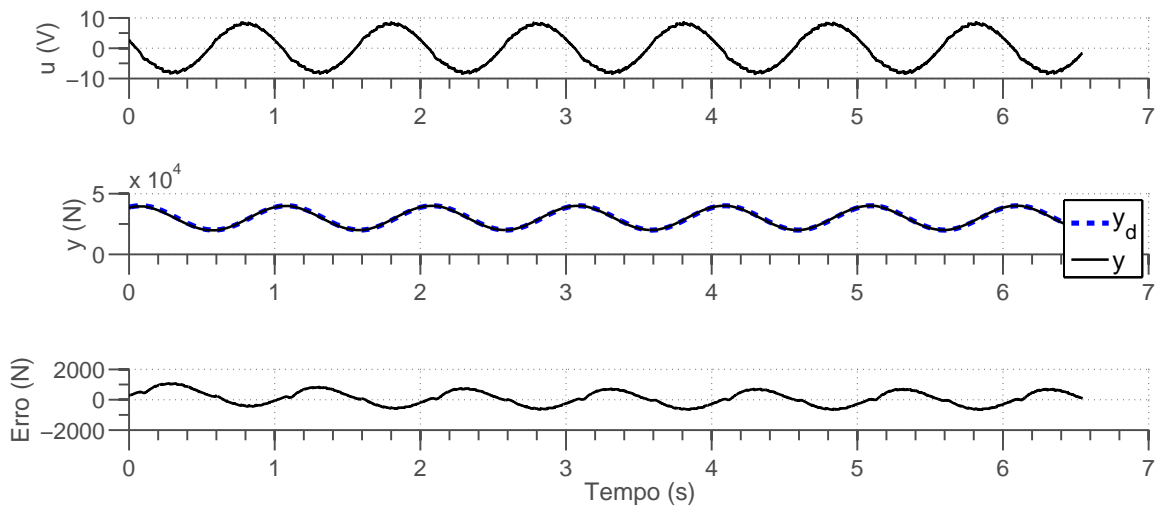


Figura 4.33: Resultados experimentais com controlador PI, *feedforward* e compensador em avanço-atraso. Controlador: $K_p = 19,7$ e $K_i = 1$ $\tau_1 = 0.02$, $\tau_2 = 0.005$ e $\tau_3 = 0.005$. Onda de referência: *Amplitude* = 10000N, *Offset* = 30000 e *frequência* = 1Hz.

4.3.5 Conclusão

Foi realizado o projeto de um controlador linear com *feedforward*, o qual foi simulado e experimentado com sucesso. Ensaios com frequências de 1 a 4Hz e amplitudes de 1500 a 10000N foram registrados. Apesar de este controlador apresentar desempenho satisfatório para frequências de até 2Hz, pode-se perceber através dos gráficos experimentais um aumento no erro, conforme há acréscimo de frequência da onda de referência. Isto provavelmente se deve ao erro de estimação do parâmetro τ utilizado na construção do sinal *feedforward*. Experimentos demonstraram que ajustes manuais sobre este parâmetro melhoram ou pioram a fase do sinal de erro para este controlador. Além, disso, variações na estimação do parâmetro de ganho da planta (K_m) também possui influência direta no desempenho do controlador linear. Este último merece particular atenção, pois, como já mencionado anteriormente, para ensaios reais é esperável que o ganho varie continuamente, conforme haja aumento da trinca no corpo de provas.

Por tudo isso, se faz necessário o desenvolvimento de algoritmos de controle capazes de se ajustarem às variações de parâmetros da planta e capazes de rastrear frequências maiores que 2 Hz. As duas subseções seguintes tratarão do uso de controle por aprendizagem como possível solução a estas questões.

4.4 Controle por aprendizagem iterativa (*ILC*)

Uma vez que o controlador com ação proporcional-integral, compensador em avanço-atraso e *feedforward* foi satisfatório apenas para frequências de até 2Hz, faz-se necessária a utilização de outras técnicas capazes de permitir o alcance de maiores frequências. Além disso, também deve ser apresentada uma proposta capaz de se adaptar às variações no ganho da planta devido a propagação de trinca no CP. A segunda proposta de projeto para o problema de controle da máquina eletromecânica utiliza a técnica *ILC*.

Conforme descrito no Capítulo 3, a aplicação de um algoritmo *ILC* assume que a planta seja estável. Como o modelo matemático dado por (4.5) não satisfaz este critério, a estabilização pode ser feita por uma malha fechada com realimentação. Duas malhas foram propostas: uma com controle proporcional (P) e outra com controle proporcional-derivativo (PD).

Com relação ao compensador *ILC* é utilizado o algoritmo PD, descrito em (3.20). A sintonia de seus parâmetros foi obtida por tentativa e erro de forma a satisfazer a condição de estabilidade (3.26), ou seja, os ganhos K_{pILC} e K_{dILC} são escolhidos de forma que $l_0 = K_{pILC} + K_{dILC}$ satisfaça a seguinte desigualdade

$$|1 - l_0 p_1| < 1, \quad (4.21)$$

sendo $p_1 = CB$, com B e C as matrizes de entrada e saída da realização discreta do sistema em malha fechada com controle P ou PD, respectivamente. Todavia, este projeto assegura estabilidade em malha fechada quando uma ação de reinicialização de estados é imposta ao término de cada iteração (*reset*). Na aplicação em questão, porém, o processo é executado de modo contínuo, sem interrupções entre as iterações. Assim, a análise de estabilidade torna-se incompleta mas os resultados observados em simulação são promissores.

4.4.1 *ILC* sobre a malha fechada com proporcional

Considerando o controle proporcional K_p para estabilizar a planta (4.5), a seguinte função de transferência em malha fechada é então obtida:

$$G(s) = \frac{K_p K_m}{\tau s^2 + s + K_p K_m}. \quad (4.22)$$

O ganho $K_p = 0.001$ é escolhido de forma a não amplificar demasiadamente o ruído de medição e conferir um adequado transitório na saída. A taxa de amostragem é definida de modo a não gerar uma janela com muitos pontos, o que acarretaria uma matriz de aprendizagem (L) de ordem elevada. Como resultado, utilizando a técnica *ZOH* para discretização com os valores de $K_p = 0.001$, $T_s = 0,01$, $K_m = 6400$ e $\tau = 0.02$, tem-se a seguinte função de transferência discreta

$$G(z) = \frac{0.0136z + 0.01151}{z^2 - 1.581z + 0.6065}, \quad (4.23)$$

A resposta desta função de transferência discreta a uma referência senoidal é ilustrada na Figura 4.34. Como pode ser observado, não há sobrepassos e a amplitude do ruído é aceitável.

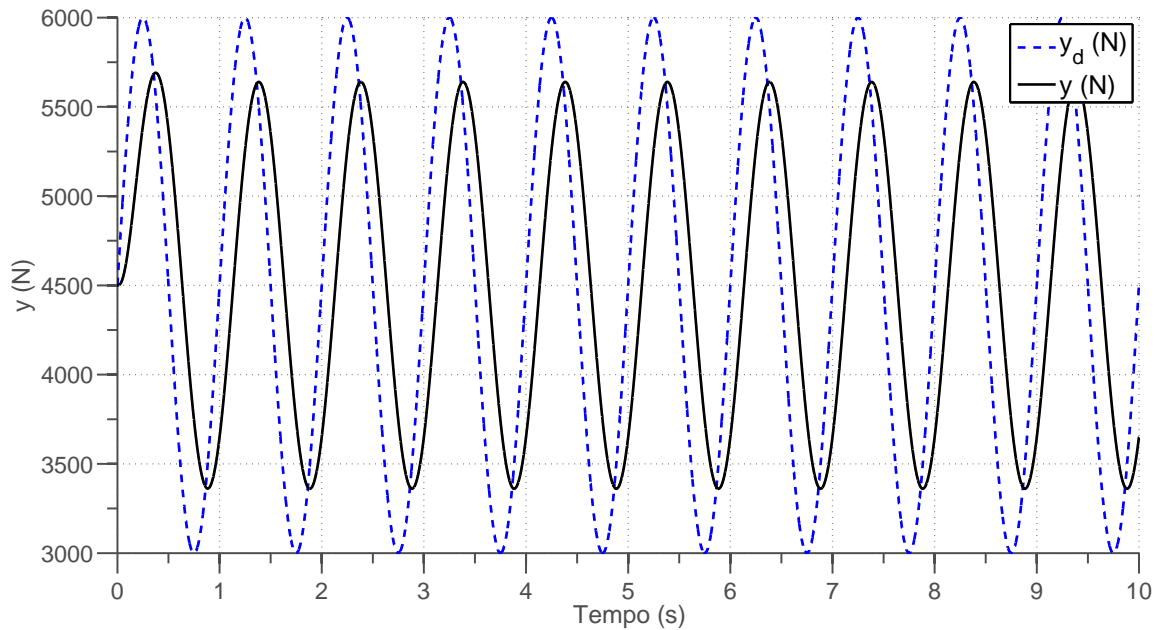


Figura 4.34: Resposta da malha fechada com controlador proporcional ($K_p = 0.001$) a uma referência senoidal.

Na aplicação do controlador ILC sobre a malha fechada (4.23), considera-se por hora o processo de reinicialização de estados (*reset*) ao término de cada iteração. Uma realização estados para (4.23) apresenta as seguintes matrizes de entrada e saída: $B = [0.1250 \ 0]^T$ e $C = [0.1088 \ 0.0921]$, resultando em $p_1 = CB = 0.0136$.

Na ausência de um processo bem definido para o ajuste de parâmetros do controlador ILC , pode-se utilizar tentativa e erro, com o cuidado de obedecer a desigualdade (4.21), a qual dita a condição de estabilidade. Como resultado, tem-se os valores $K_{p_{ILC}} = 1$ e $K_{d_{ILC}} = 10$ (BRISTOW; THARAYIL; ALLEYNE, 2006), que implica em $l_0 = 11$. Assim, com esses valores de p_1 e l_0 a condição de estabilidade é então atendida. A resposta simulada para este caso é exibida nas Figuras 4.38 e 4.39. Nelas são apresentados três gráficos, entrada de controle ILC (u_{ILC}), onda de referência e onda rastreada (y_d e y) e erro de rastreamento associado ($y_d - y$).

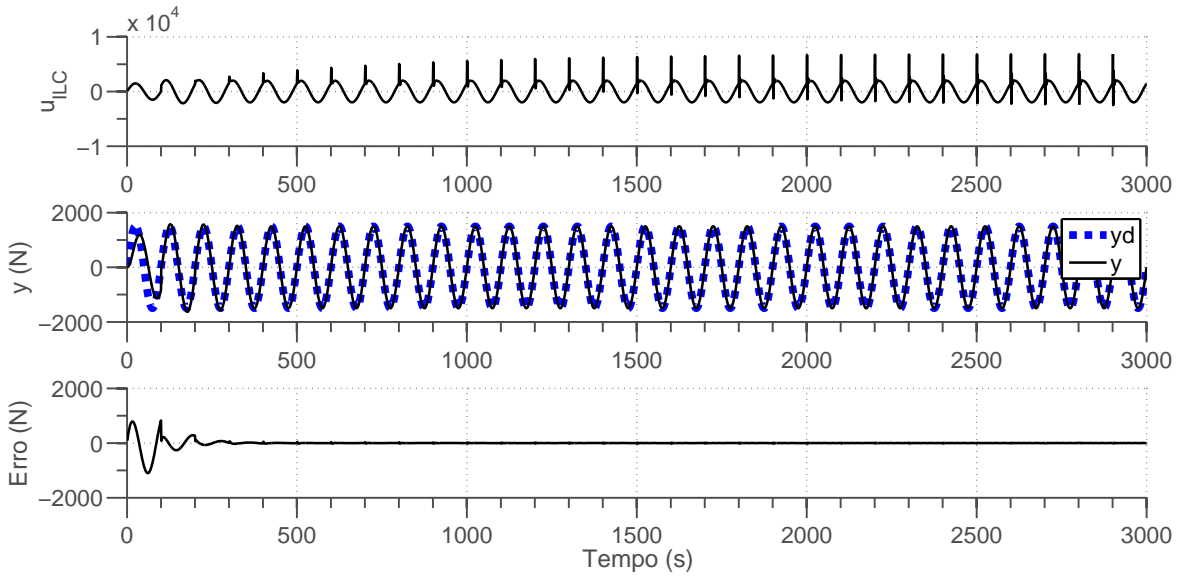


Figura 4.35: Simulação do controlador *ILC* sobre a malha fechada com ganho proporcional com *reset* ($K_p = 0.001$, $K_{p_{ILC}} = 1$, $K_{d_{ILC}} = 10$).

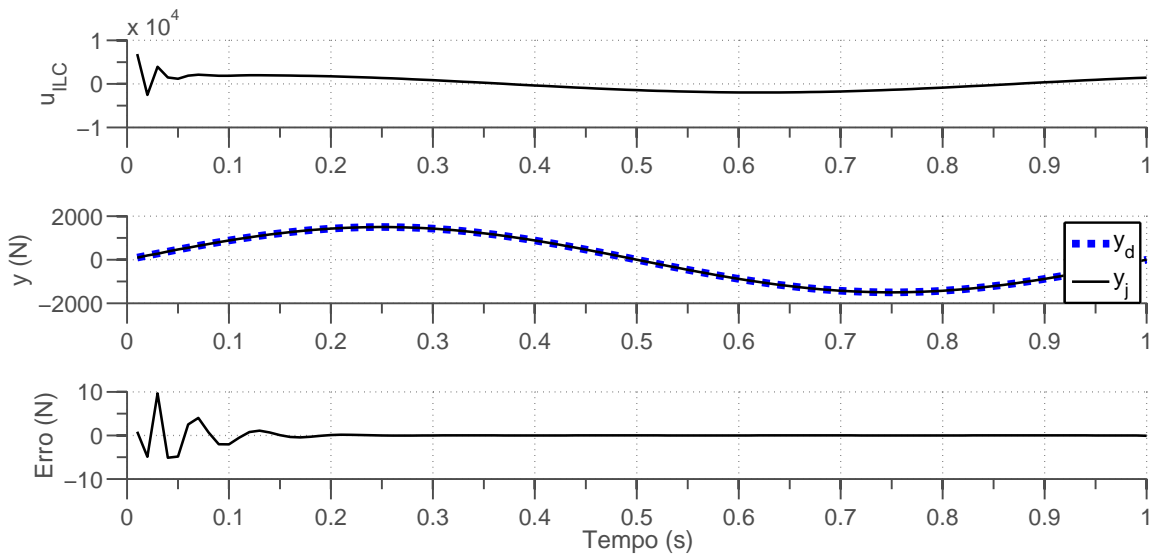


Figura 4.36: Última iteração da simulação do controlador *ILC* sobre a malha fechada com ganho proporcional com *reset* ($K_p = 0.001$, $K_{p_{ILC}} = 1$, $K_{d_{ILC}} = 10$).

Pelos gráficos pode-se verificar a convergência do rastreamento porém com oscilações no início de cada tentativa. Deve-se destacar que, uma vez que o processo real trata-se de um rastreamento contínuo, isto é, não há interrupções entre as iterações, a reinicialização de estados de fato não é efetuada. Além disso, conforme discutido no Capítulo 3, o critério de estabilidade não garante necessariamente um bom transitório, o que pode ser fatal numa implementação prática. Por estas razões,

ao invés do uso da desigualdade (4.21) para restrição dos parâmetros K_{pILC} e K_{dILC} , utiliza-se a condição de monotonicidade, dada por (3.35).

Tendo em mente esta condição e novamente utilizando tentativa e erro chega-se a configuração de ganhos $K_{pILC} = 0.1$ e $K_{dILC} = 1$. A Figura 4.37 ilustra o círculo unitário juntamente com o diagrama de Nyquist para o controlador ILC sobre a planta (4.23) utilizando esta configuração de ganhos. Como se pode notar, todo o diagrama está interno ao círculo unitário, garantindo a monotonicidade do transitório. Todavia, como o diagrama está bem próximo ao círculo unitário, a margem de estabilidade é bem pequena, podendo ocorrer instabilidade por pequenas não-linearidades ou atrasos.

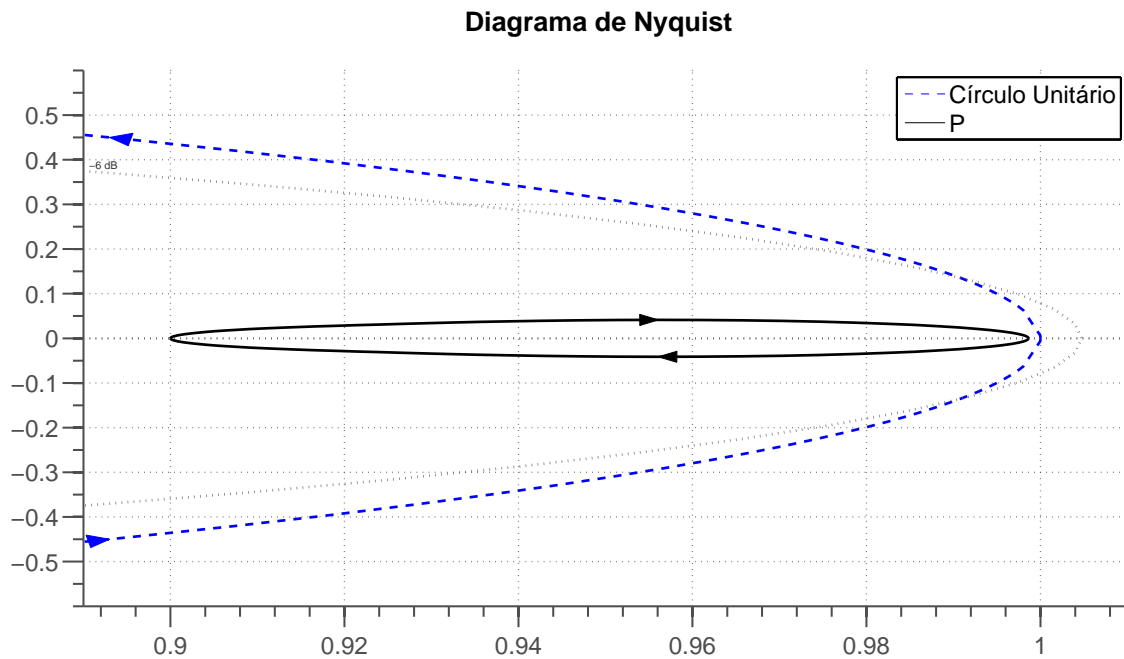


Figura 4.37: Diagrama de Nyquist do controlador ILC sobre a malha fechada com controlador P com *reset* ($K_{pILC} = 0.1$, $K_{dILC} = 1$ e $K_p = 0.001$).

O resultado simulado para a planta linear sem o processo de *reset* e sem perturbações é mostrado nas Figuras 4.38 e 4.39.

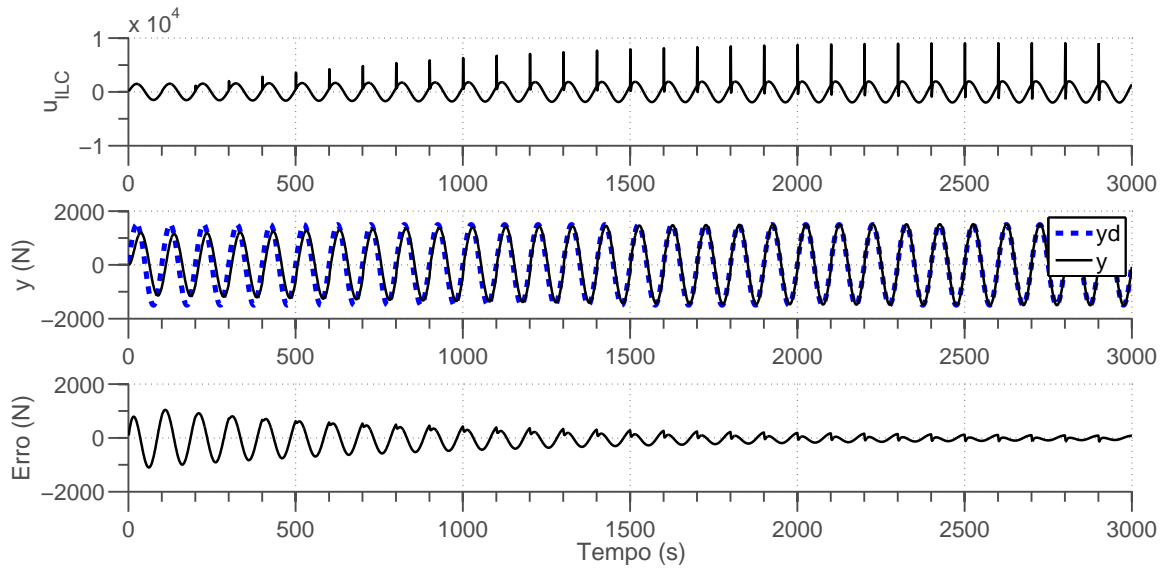


Figura 4.38: Simulação do controlador *ILC* sobre a malha fechada com controlador P sem *reset* ($K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$).

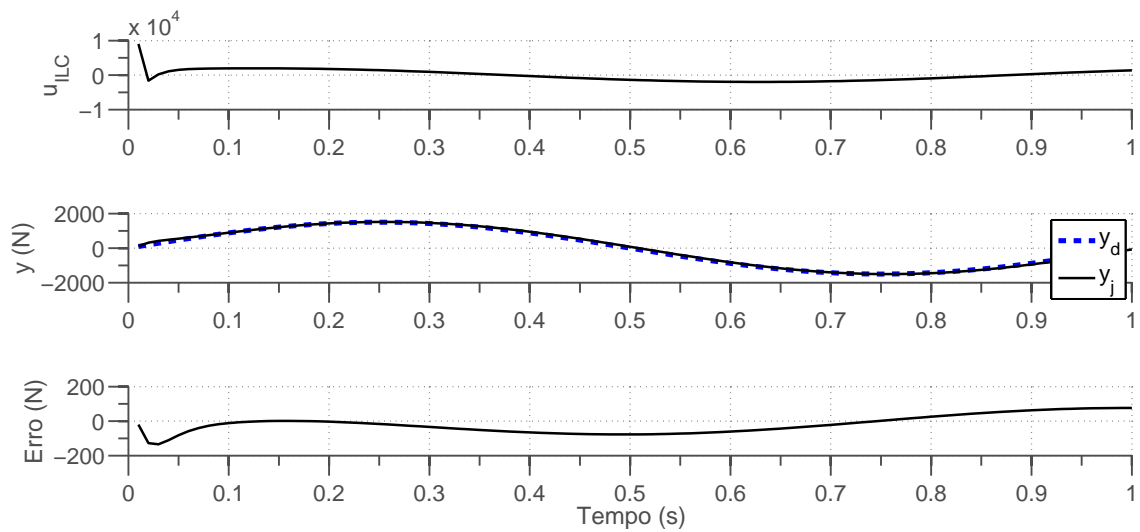


Figura 4.39: Última iteração da simulação do controlador *ILC* sobre a malha fechada com controlador P sem *reset* ($K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$).

Muito embora se tenha conseguido estabilidade, transitório bem comportado e rastreamento satisfatório, é notável a presença de oscilações no gráfico de erro e principalmente no sinal da entrada de controle *ILC*. Numa tentativa de minimizar, ou mesmo eliminar estas oscilações, uma ação derivativa é acrescentada à malha interna, conforme tratará a próxima subseção.

4.4.2 *ILC* sobre a malha fechada com controle proporcional-derivativo

Uma segunda tentativa de malha fechada para aplicação do controlador *ILC* utiliza uma realimentação proporcional-derivativa (PD) ao invés da ação puramente proporcional. É sabido que o uso de uma realimentação PD apresenta um comportamento mais rápido e menos oscilatório que um controle proporcional. A função de transferência de um controlador PD com ganho proporcional K_p e derivativo K_d pode ser dada por:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = K_p(K_d s + 1). \quad (4.24)$$

Efetuada então a malha fechada sobre a planta com uma realimentação sobre (4.24) tem-se a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{K_p K_m (K_d s + 1)}{\tau s^2 + (K_p K_d K_m + 1)s + K_p K_m}. \quad (4.25)$$

Um segundo fator vantajoso com relação a realimentação puramente proporcional é que a discretização da função de transferência da malha PD não apresenta zeros negativos, contrariamente ao ocorrido em (4.23). Escolhendo $K_p = 0.001$, $Ts = 0.01$ pelas mesmas razões expostas na subseção anterior e $K_d = 0.02$ objetivando anular os efeitos do polo da planta, tem-se a seguinte função de transferência discreta:

$$G(z) = \frac{0.062z - 0.0376}{z^2 - 1.545z + 0.5689}. \quad (4.26)$$

Como se pode verificar, não há zeros negativos na função de transferência acima. Para ilustrar um quadro comparativo entre os comportamentos das realimentações P e PD, a Figura 4.40 mostra a resposta ao degrau de ambos. Pelos gráficos nota-se claramente que a ação derivativa acelera a resposta e elimina o efeito oscilatório.

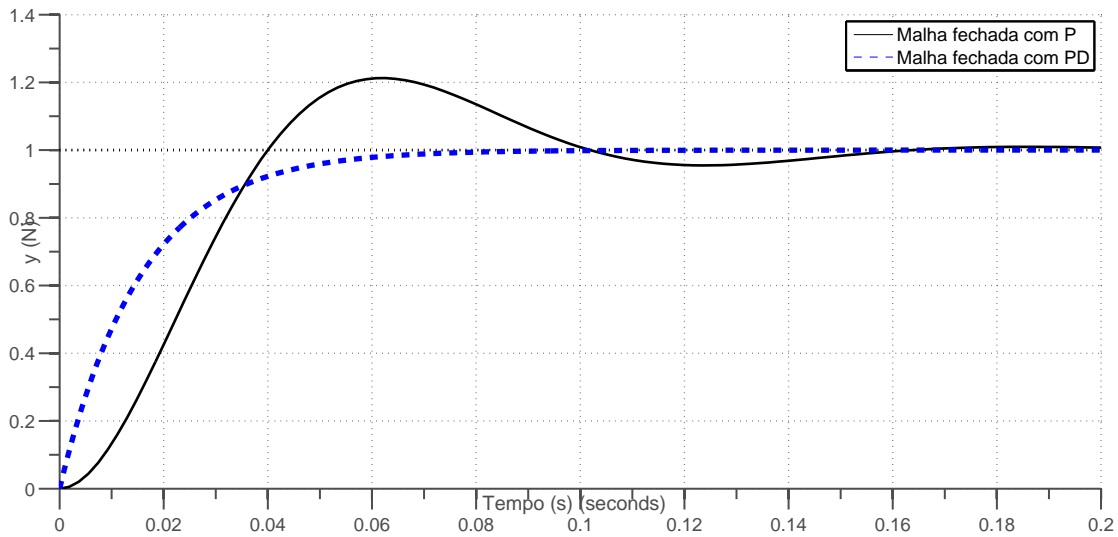


Figura 4.40: Respostas ao degrau das malhas fechadas com os controladores P e PD. São escolhidos os ganhos $K_p = 0.01$ e $K_d = 0.02$.

Como já dito na seção anterior é inviável a implementação de uma ação puramente derivativa. Por isso, um filtro de primeira ordem é usado junto a ação derivativa nos moldes da seguinte função de transferência:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = K_p \left(\frac{K_d s}{\frac{K_d s}{K_N} + 1} + 1 \right). \quad (4.27)$$

Como resultado de malha fechada, tem-se:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p K_m [(K_d + K_d/K_N)s + 1]}{\tau K_d/K_N s^3 + (K_d/K_N + \tau)s^2 + [K_p K_m (K_d + K_d/K_N) + 1]s + K_p K_m}. \quad (4.28)$$

Cabe ressaltar, porém, que o valor de K_N pode reduzir a eficiência para eliminação das oscilações. Resumidamente, quanto maior for o valor de K_N , mais a equação (4.28) tenderá à forma de (4.25) e menores serão as oscilações. Este fato pode ser verificado na Figura 4.41, que contém as respostas ao degrau para diferentes valores de K_N na malha fechada com PD. O valor sintonizado para o filtro foi de $K_N = 4$, tendo em vista a viabilidade de implementação real. Valores acima deste acarretaram em ruído audível, ao passo que valores menores diminuíam a eficiência da ação derivativa.

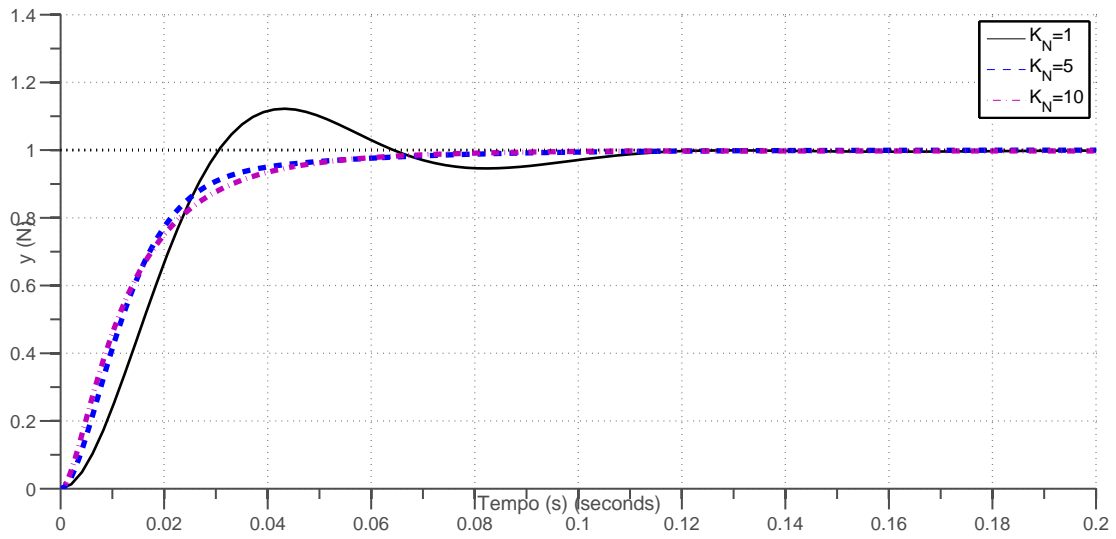


Figura 4.41: Respostas ao degrau da malha fechada PD para diferentes valores de K_N . ($K_p = 0.01$ e $K_d = 0.02$)

Assim, tem-se uma malha fechada com realimentação PD estável dada por (4.28), com versão discreta ($T_s = 0.01$ e $K_N = 4$) dada por:

$$G(z) = \frac{0.0434z^2 - 0.007265z - 0.01463}{z^3 - 1.677z^2 + 0.7809z - 0.08208}. \quad (4.29)$$

Para verificar a viabilidade desta malha interna, aplica-se uma referência senoidal e avalia-se a sua resposta. A Figura 4.42 ilustra a resposta simulada com $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$ e $K_N = 4$, por meio da qual pode-se verificar a ausência de sobrepassos.

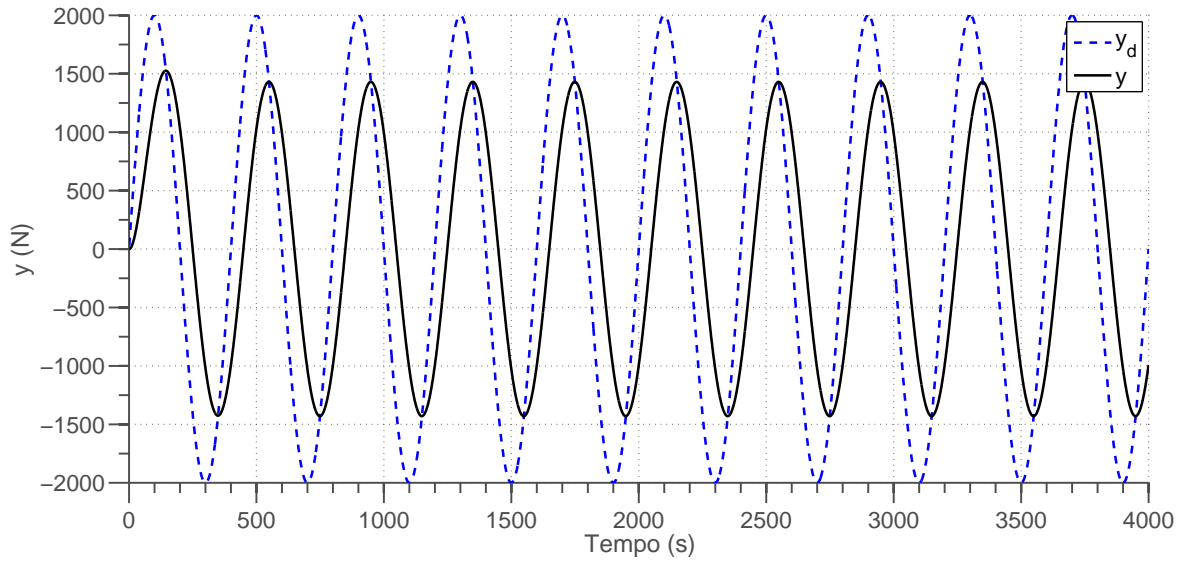


Figura 4.42: Resposta a senoide da malha fechada com PD com filtro. ($K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$).

Em suma, define-se a malha fechada discreta dada por (4.28) sobre a qual pode ser aplicado o controlador *ILC*. A sintonia para os ganhos $K_{p_{ILC}}$ e $K_{d_{ILC}}$ é obtida como anteriormente, por tentativa e erro, resultando em $K_{p_{ILC}} = 0.1$ e $K_{d_{ILC}} = 1$. O diagrama de Nyquist resultante é apresentado na Figura 4.43. Como se pode notar, todo o diagrama está interno ao círculo unitário, satisfazendo a condição de monotonicidade. Porém, novamente ressalta-se a pequenez da margem de estabilidade, o que pode resultar em fácil instabilização.

Diagrama de Nyquist

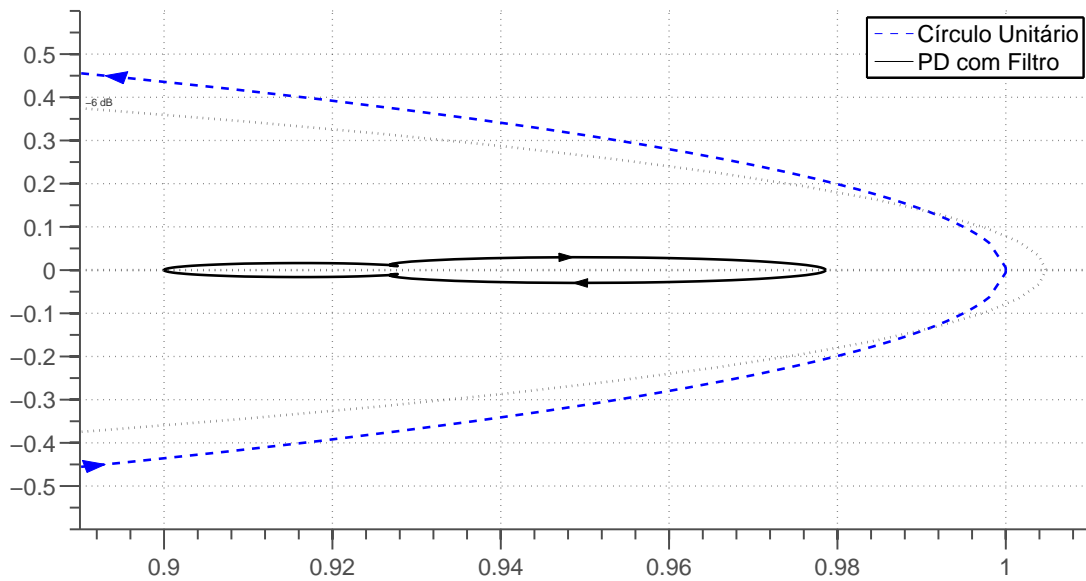


Figura 4.43: Diagrama de Nyquist do controlador ILC sobre a malha fechada com controlador PD com filtro ($K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$, $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$ e $K_N = 4$).

Assim sendo, pode-se executar simulações com a sintonia escolhida. As Figuras 4.44, 4.45, 4.46, 4.47, 4.48, 4.50 ilustram os gráficos referentes a entrada de controle ILC , resposta do sistema em contraste com a onda de referência e o erro de rastreamento associado. Estas simulações foram feitas sem o processo de *reset* e sem a presença de *backlash*.

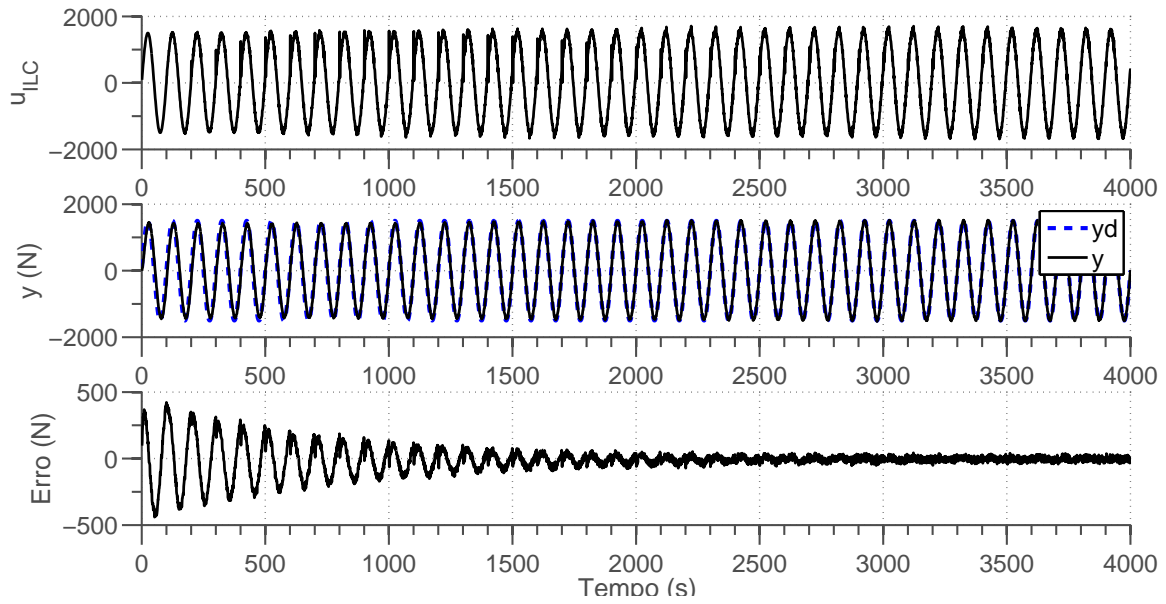


Figura 4.44: Resposta simulada ao controlador *ILC* sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500, *frequência* = 1Hz.

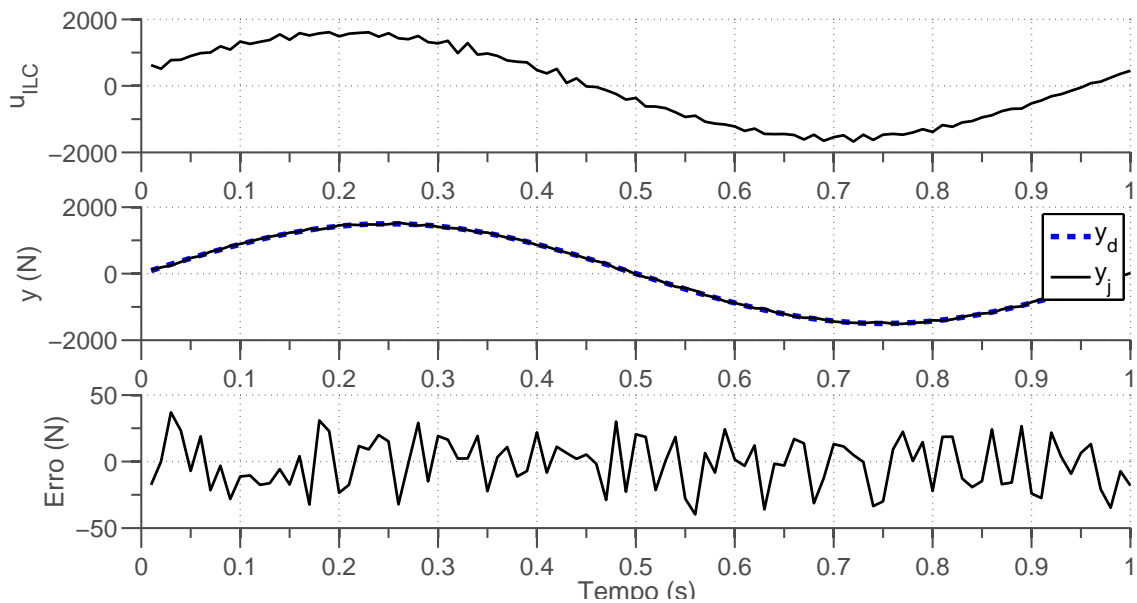


Figura 4.45: Resposta simulada ao controlador *ILC* sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500, *frequência* = 1Hz.

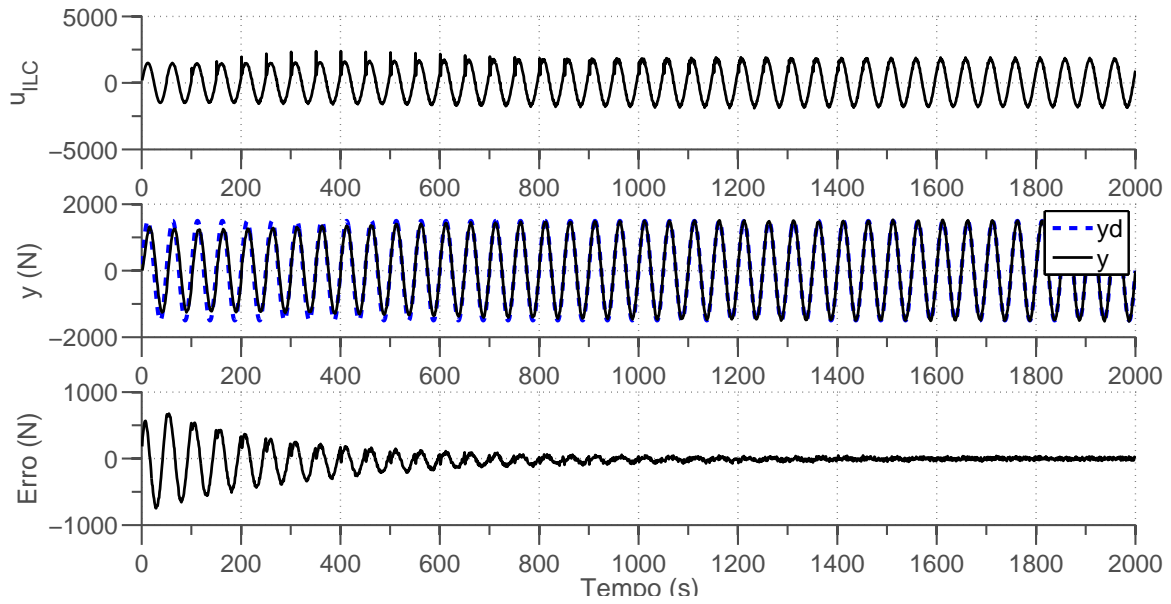


Figura 4.46: Resposta simulada ao controlador ILC sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{pILC} = 0.1$, $K_{dILC} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: $Amplitude = 1500$, $frequência = 2\text{Hz}$.

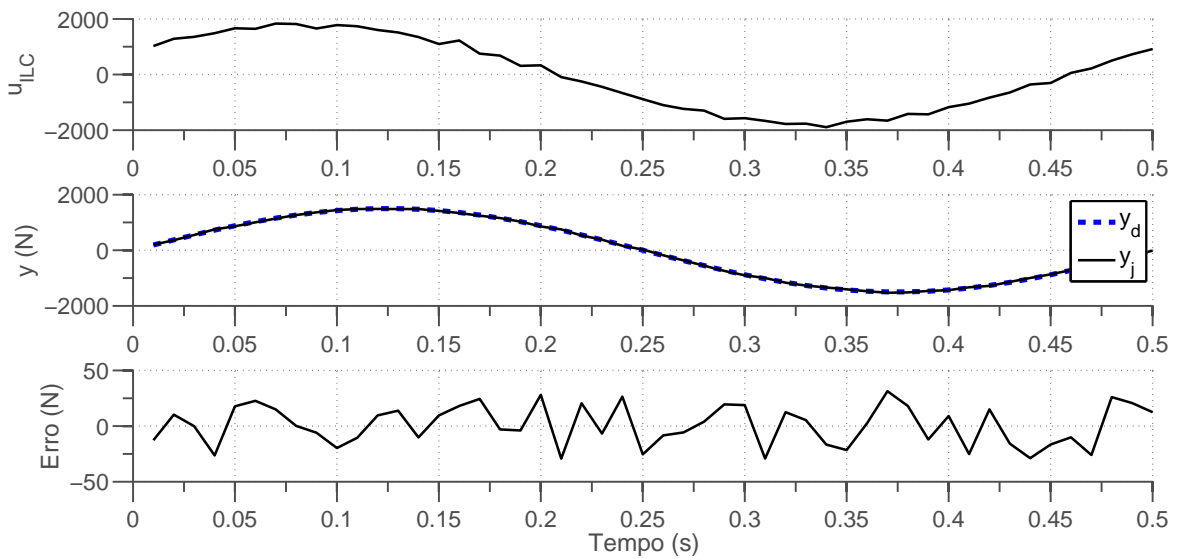


Figura 4.47: Resposta simulada ao controlador ILC sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{pILC} = 0.1$, $K_{dILC} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: $Amplitude = 1500$, $frequência = 2\text{Hz}$.

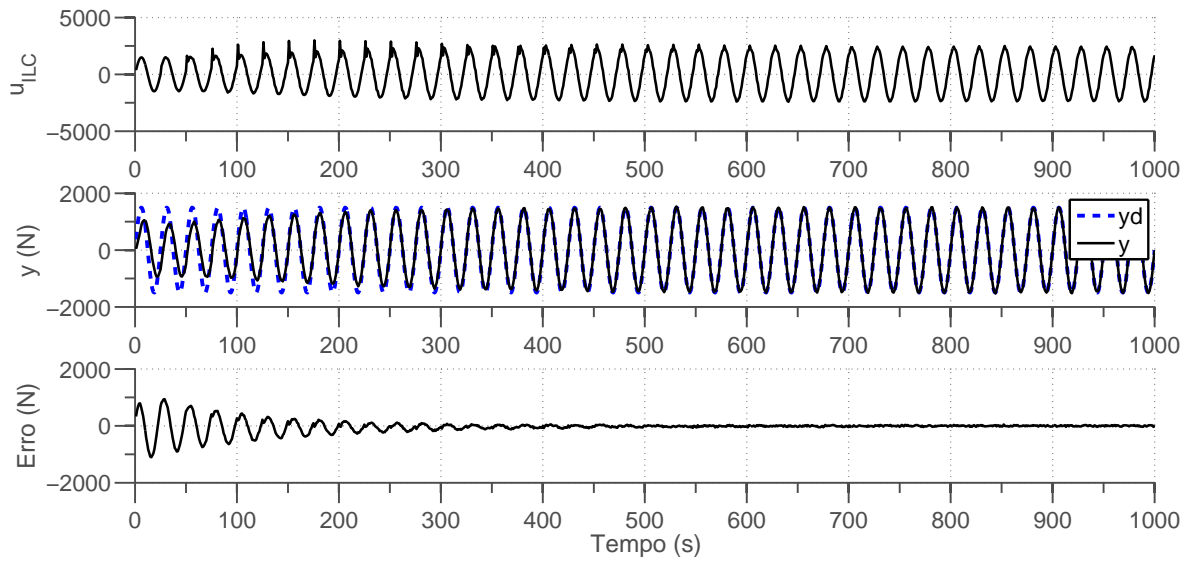


Figura 4.48: Resposta simulada ao controlador *ILC* sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500, *frequência* = 4Hz.

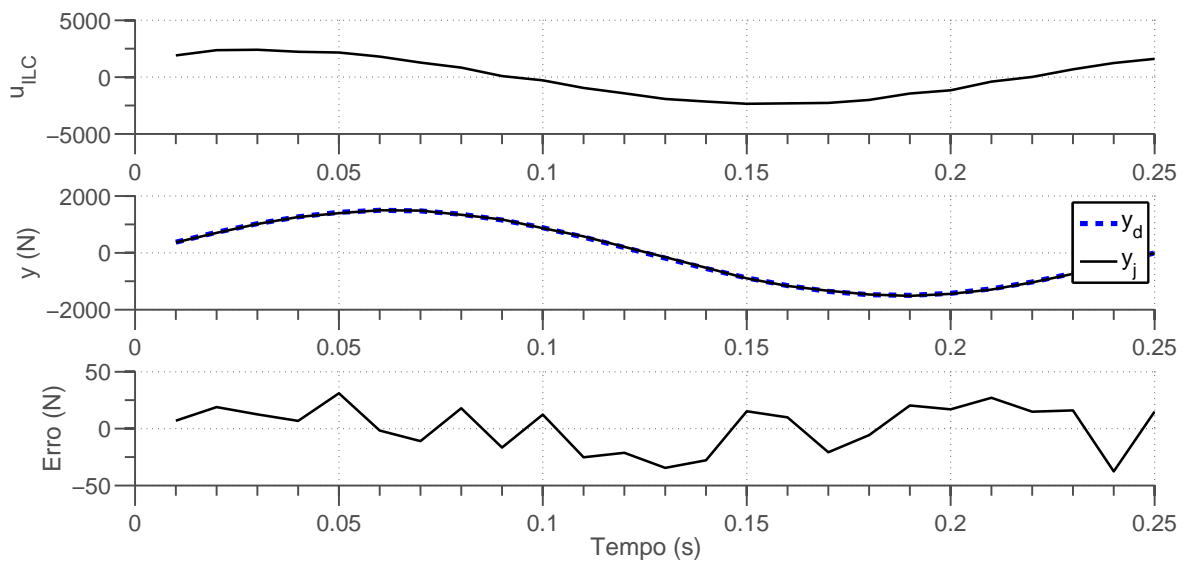


Figura 4.49: Resposta simulada ao controlador *ILC* sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500, *frequência* = 4Hz.

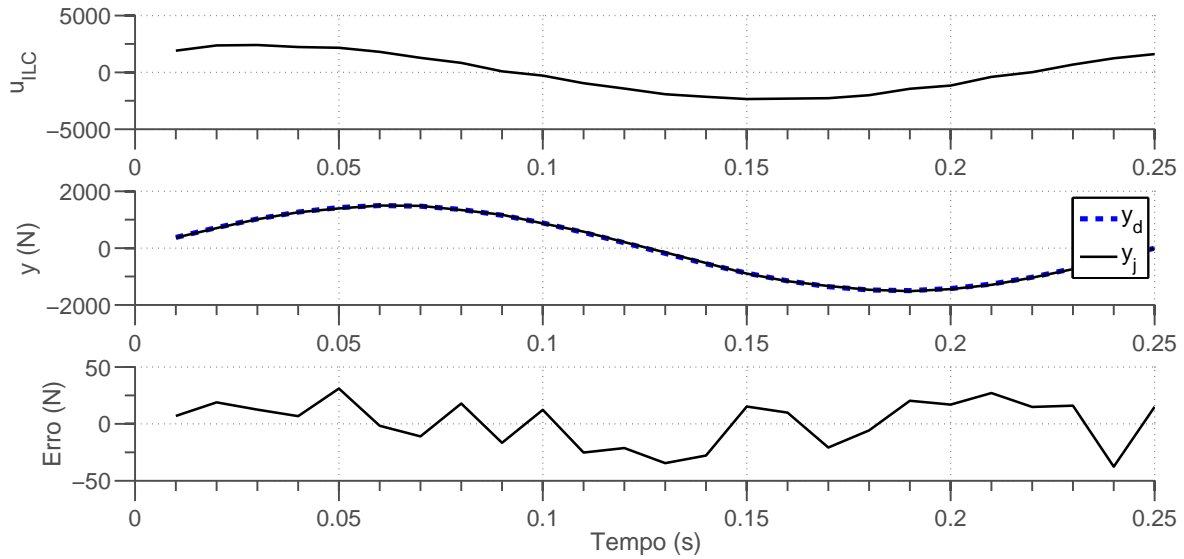


Figura 4.50: Resposta simulada ao controlador *ILC* sobre a malha fechada com PD com filtro. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 1$, $K_N = 4$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500, *frequência* = 4Hz.

Pela análise dos gráficos de resposta simulada é possível perceber um rastreamento bastante satisfatório para frequências de até 4Hz. Um problema em potencial, porém, está nos picos dos sinais de controle ao início de cada período. Eles se devem ao fato de a primeira linha da matriz de aprendizado (L) apresentar uma construção diferente das demais linhas quando é adicionada uma ação derivativa ao algoritmo *ILC*, conforme já mencionado no Capítulo 3. Ainda assim, como isto não invalidou o sucesso do rastreamento nas simulações, considera-se a lei de controle *ILC* satisfatória para o controle da máquina de fadiga. Diante disto, a próxima seção tratará de reproduzir os resultados simulados na bancada de testes.

4.4.3 Resultados experimentais

Para implementação do controlador, uma nova versão de software foi desenvolvida, agora em uma arquitetura por camadas. Resumidamente, o controlador PD por realimentação foi implementado em *FPGA* com laços de controle com $50\mu s$, ao passo que o controle *ILC* foi feito em *RT*. Isto permite que a malha de controle interna de controle (PD) seja considerada aproximadamente como analógica, enquanto o controlador *ILC* é tratado como um sistema discreto com taxa de amostragem T_s . Maiores detalhes acerca do desenvolvimento do software para *ILC* podem ser encontrados no Apêndice A deste documento.

Para facilitar a execução dos experimentos foram utilizados apenas CP's do material aço-carbono sem trinca e sem entalhe. Como a máquina apresenta melhor

funcionamento para aplicação de forças acima de 1500 N, as ondas de referência para o experimento foram deslocadas verticalmente para cima, passando a apresentar um *offset*, diferentemente das simulações. Por isso, antes de iniciar o rastreamento com o controlador *ILC* implementado, o software efetua uma regulação da saída do sistema até o *offset* da senoide de referência.

Foram então realizados experimentos nos moldes das simulações da subseção anterior e os gráficos resultantes podem ser visualizados nas Figuras 4.51, 4.52, 4.53, 4.54 e 4.55.

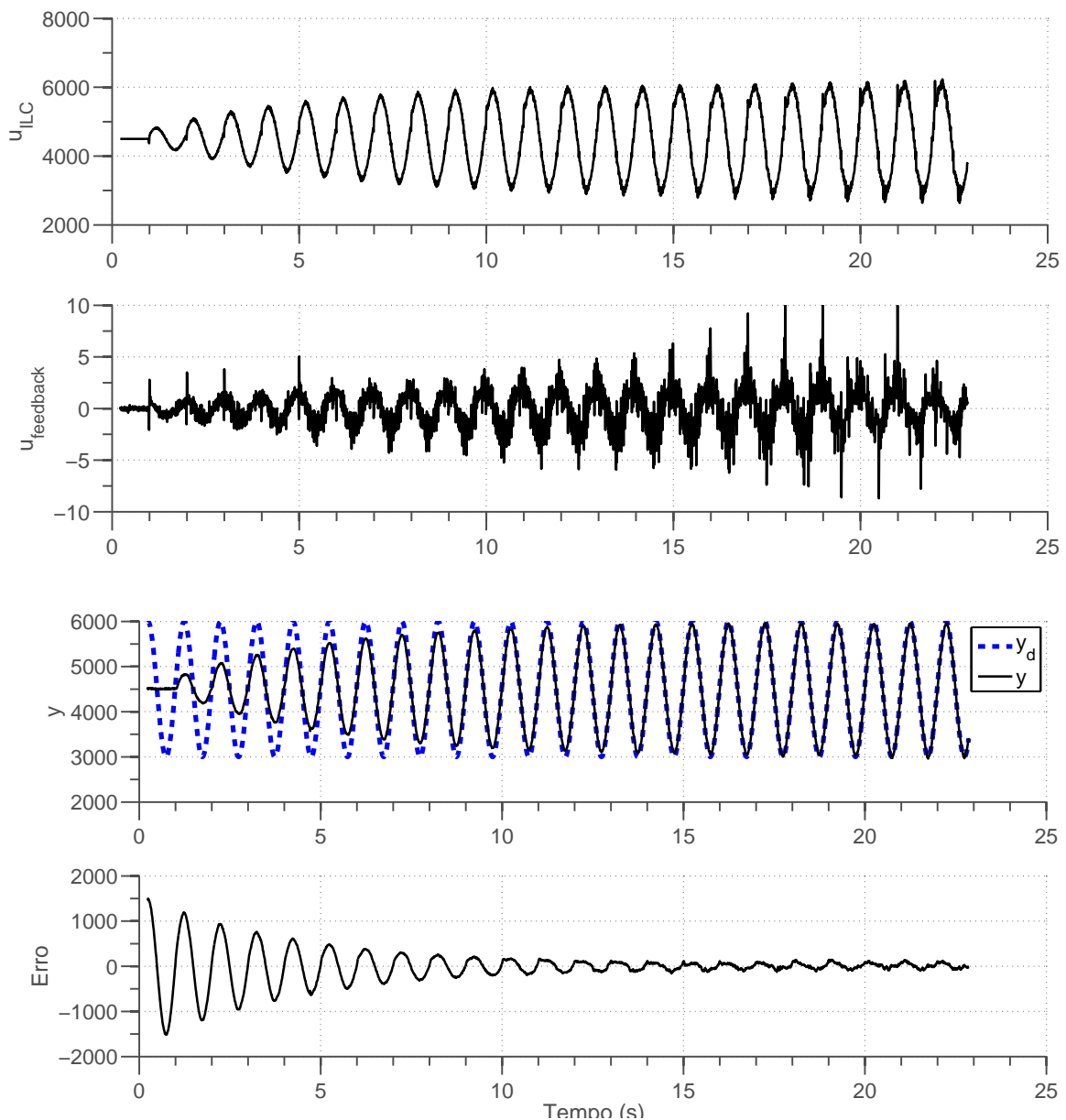


Figura 4.51: Resposta experimental ao controlador *ILC*. Controlador: $K_{pILC} = 0.1$, $K_{dILC} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$ Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 3500N, *frequência* = 1Hz.

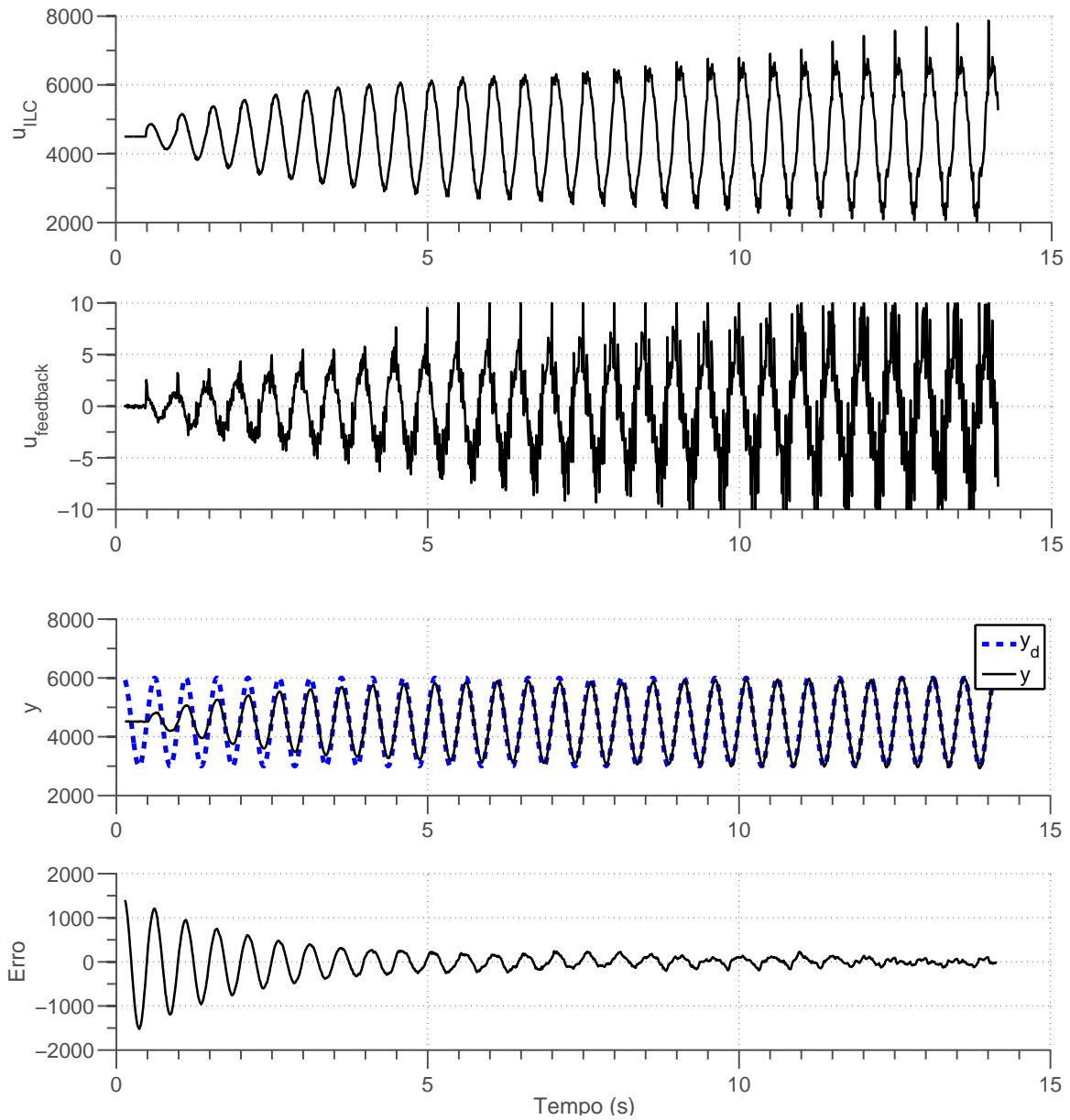


Figura 4.52: Resposta experimental ao controlador ILC . Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$ Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $Offset = 3500N$, $frequência = 2Hz$.

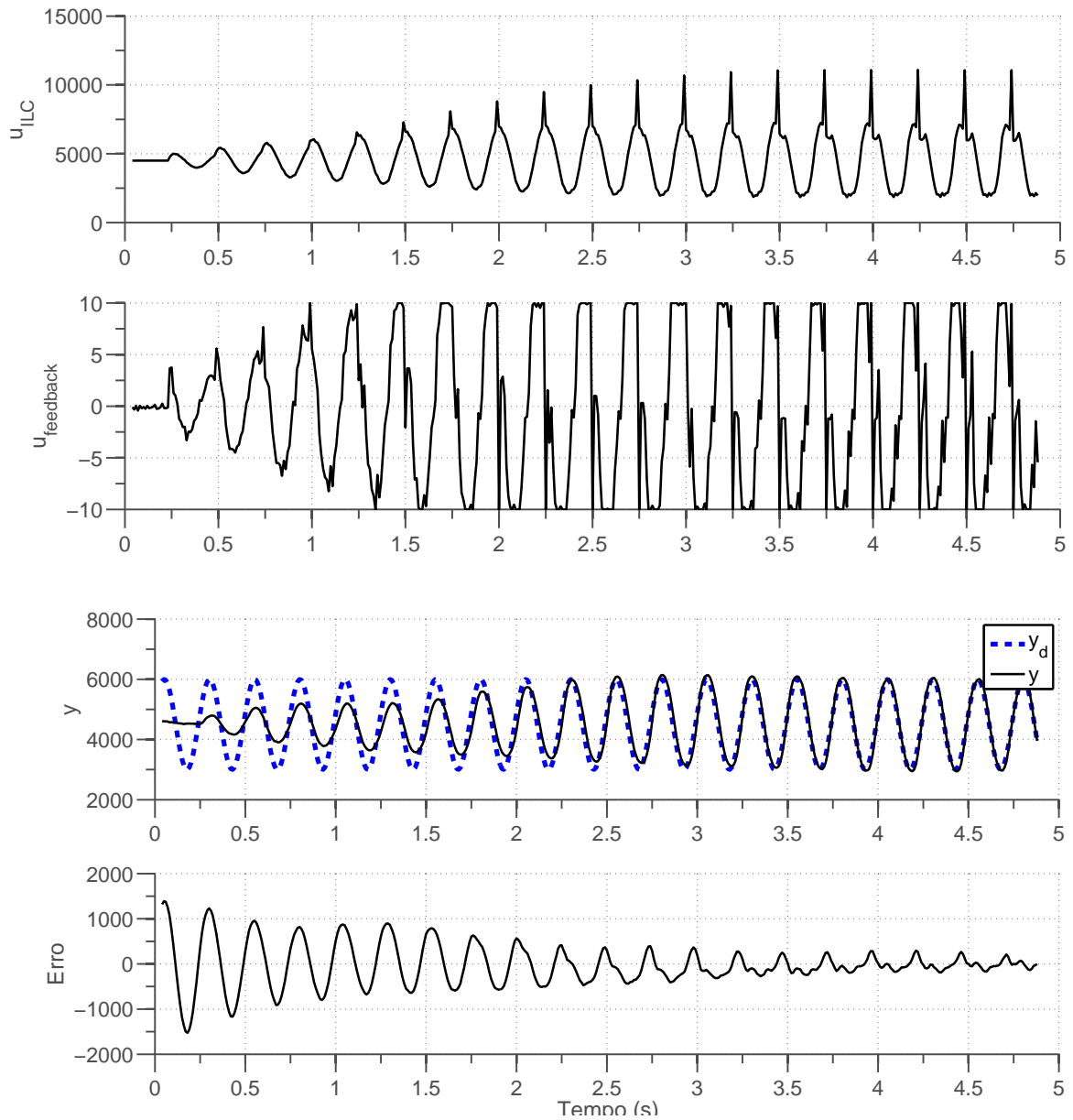


Figura 4.53: Resposta experimental ao controlador *ILC*. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$ Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 3500N, *frequência* = 4Hz.

As figuras a seguir, 4.54 e 4.55, apresentam os gráficos de experimentos com ondas de referência de maiores amplitudes, 5000 N e 10000 N, na frequência de 1Hz.

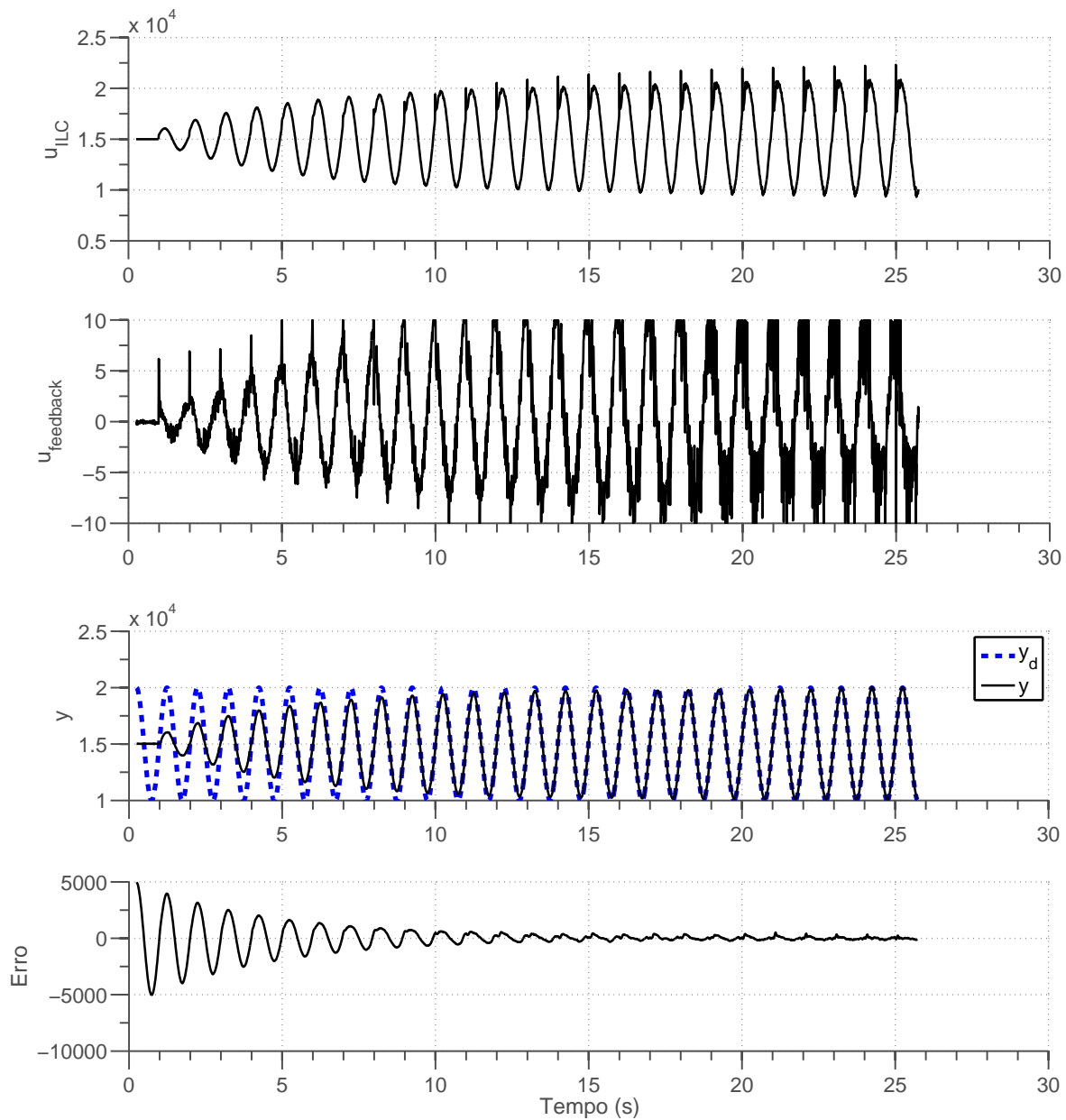


Figura 4.54: Resposta experimental ao controlador *ILC*. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$ Onda de referência: *Amplitude* = 5000N, *Offset* = 15000N, *frequência* = 1Hz.

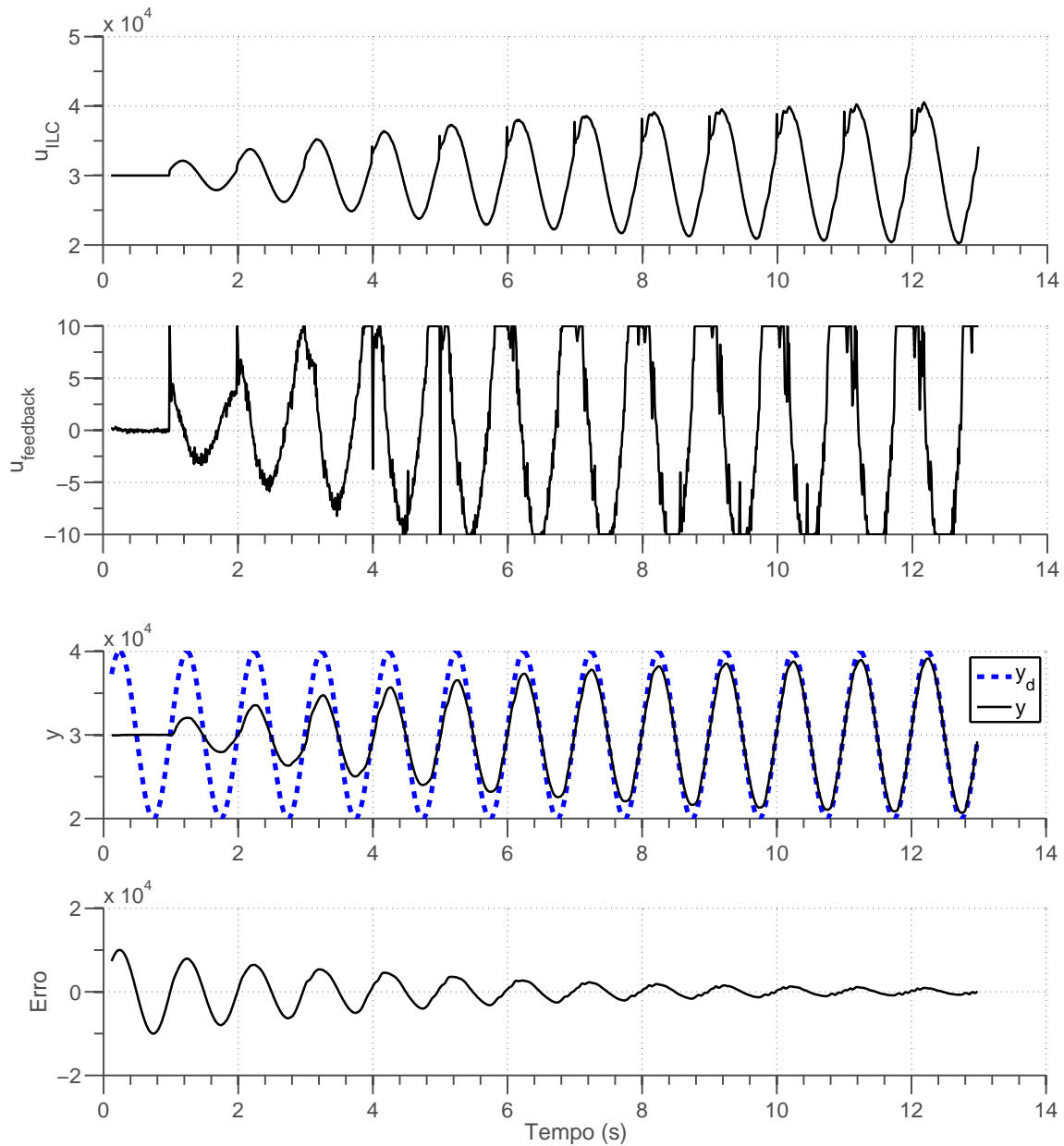


Figura 4.55: Resposta experimental ao controlador *ILC*. Controlador: $K_{p_{ILC}} = 0.1$, $K_{d_{ILC}} = 1$ e $K_p = 0.001$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$ Onda de referência: *Amplitude* = 10000N, *Offset* = 30000N, *frequência* = 1Hz.

Por meio dos gráficos experimentais, verifica-se que os sinais obtidos foram bem diferentes dos simulados. Isto ocorre porque a não-linearidade do sistema (*backlash*) não foi incluída nas simulações. Como resultado, nos sinais registrados experimentalmente, apesar de um rastreamento satisfatório para frequências de até 2Hz e amplitudes de 5000 N, nota-se uma instabilidade no sinal de controle, caracterizado por uma componente de alta frequência.

4.4.4 Conclusão

Um projeto para controlador *ILC* foi desenvolvido nesta seção obedecendo-se ao critério de convergência monotônica e desconsiderando o processo de *reset*. Apesar de bons resultados nas simulações, não se pôde reproduzir estes mesmos resultados experimentalmente em função da forte linearidade do sistema (*backlash*). Esta não-linearidade insere uma instabilidade ao sinal de controle caracterizada por uma componente de alta frequência, que aumenta indefinidamente com o decorrer dos ciclos, fenômeno bastante conhecido na literatura. Este sinal de alta frequência é perigoso para o sistema porque pode resultar em danos físicos aos componentes da máquina. Ainda assim, esta lei de controle é viável para rastreamento de frequências de até 2Hz e amplitudes de até 5000 N, desde que a função de aprendizagem seja desligada tão logo o erro de rastreamento atinja um nível aceitável.

Para frequência maiores que 2Hz e amplitudes acima de 5000 N notou-se saturações no sinal de controle, comprometendo o erro de rastreamento, colocando-o numa faixa inaceitável.

Um tópico a ser estudado futuramente é a utilização do filtro-Q, que permite filtrar a aprendizagem de altas frequências e distúrbios não periódicos. Por isso a utilização deste filtro parece ser uma estratégia promissora para evitar a componente de alta frequência no sinal de controle.

4.5 Controle Repetitivo (RC)

Como uma segunda opção de controle por aprendizado, considera-se o Controle Repetitivo (3.40), descrito previamente no Capítulo 3. Em LONGMAN (2000) são sugeridas três opções de escolha para o compensador Φ , ressaltando que uma simples constante de ganho (ϕ) como compensador é suficiente para solucionar uma vasta gama de problemas de controle. Devido a carência de procedimentos específicos para sintonia de controladores *RC* e visando maior simplicidade, adota-se como compensador $\Phi = \phi$. Desse modo, faz-se necessário o ajuste de apenas dois parâmetros: ϕ e γ . A sintonia é então feita por tentativa e erro de modo que satisfaça (3.42), o que pode ser facilmente verificado através do diagrama de Nyquist.

Escolhendo-se então $\phi = 0.5$ e $\gamma = 1$, resulta em:

$$u(k) = u(k - N) + 0.5e(k - N + 1), \quad (4.30)$$

sendo e o erro de rastreamento, $N = T/T_s$ o número de amostras no período T associado a frequência da onda de referência e T_s o período de amostragem.

Conforme discutido previamente, o controlador *RC* deve ser aplicado sobre uma planta estável. Por esta razão, a planta da máquina eletromecânica é estabilizada

através de uma realimentação, tal como foi feito na seção anterior para utilização de controle *ILC*. Assim, a lei de controle descrita por (4.30) é então aplicada sobre a função de transferência discreta e estável (4.26), com $K_p = 0.003$, $K_d = 0.02$, $K_N = 4$, $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$ e $T_s = 0.01$.

A Figura 4.56 mostra o diagrama de Nyquist para este sistema de controle. Como se pode verificar, o diagrama da malha fechada com PD localiza-se no interior do círculo unitário. Portanto o controlador *RC* assegura estabilidade, muito embora a margem de estabilidade seja pequena.

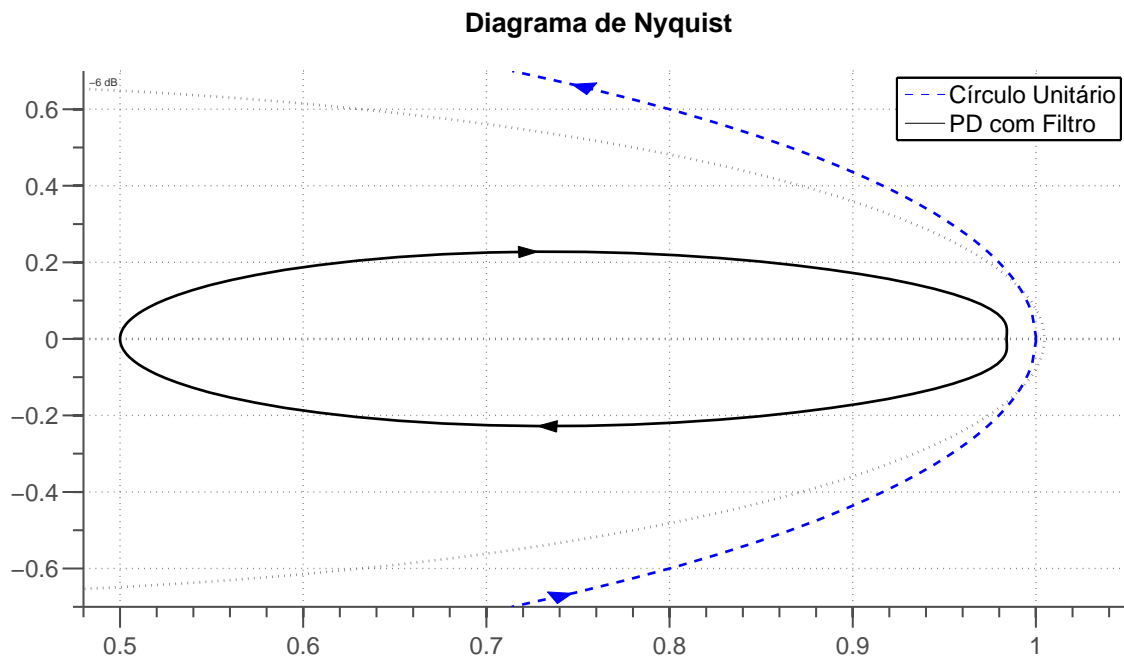


Figura 4.56: Diagrama de Nyquist para o controlador *RC* sobre a malha fechada com PD ($\phi = 0.5$, $\gamma = 1$, $T_s = 0.01s$).

Apesar de satisfazer o critério de monotonicidade, simulações preliminares demonstram algumas oscilações no sinal de controle da malha interna, conforme ilustra a Figura 4.57. Estas oscilações se devem a ação derivativa da malha interna (PD) sobre o sinal proveniente do controlador RC. Como trata-se de controle digital na malha externa (RC), a ação derivativa sobre a transição dos pulsos digitais acarreta em oscilações.

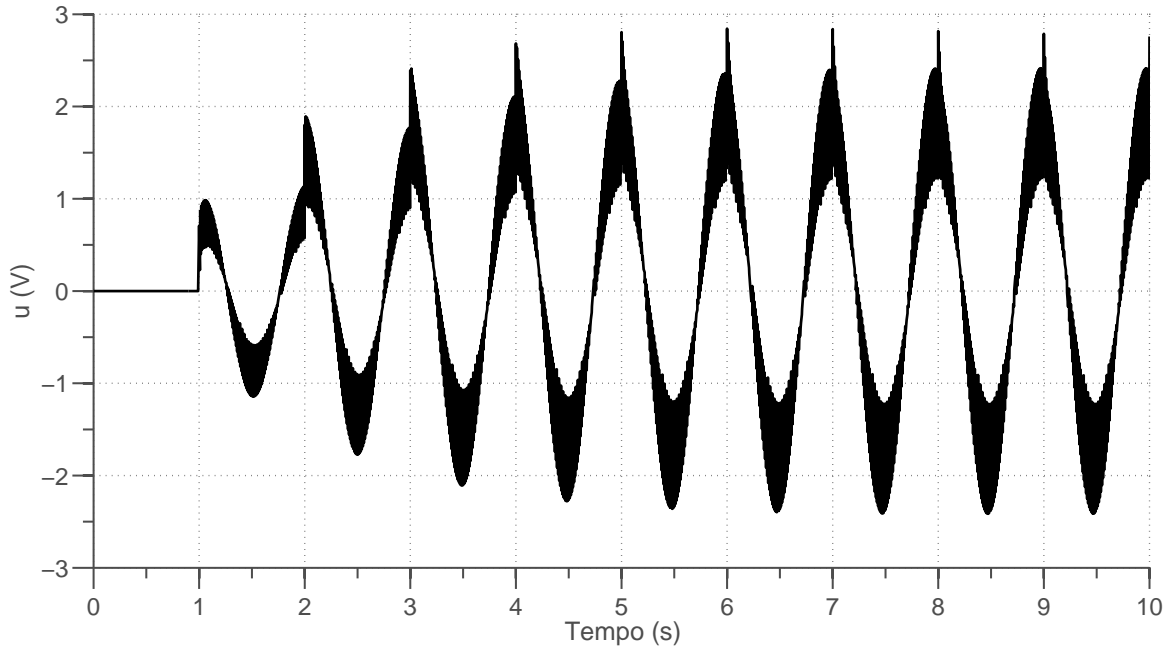


Figura 4.57: Oscilações no sinal de controle da malha interna.

Uma maneira simples de contornar este problema é diminuir o período de amostragem, T_s . Apesar de esta ação diminuir a margem de estabilidade, a redução do período de amostragem é inevitável para eliminar as oscilações na malha interna de controle. Assim, reduzindo o período de amostragem de $10ms$ para $2.5ms$, resulta numa nova função de transferência para a malha fechada, dada por

$$G(z) = \frac{0.01265z^2 - 0.0008258z - 0.009606}{z^3 - 2.466z^2 + 2.003z - 0.5353}. \quad (4.31)$$

A Figura 4.58 mostra o novo diagrama de Nyquist para o sistema de controle. Diferentemente da Figura 4.56, nota-se que o novo diagrama está parcialmente externo ao círculo unitário, indicando que para frequências mais elevadas o sistema é instável.

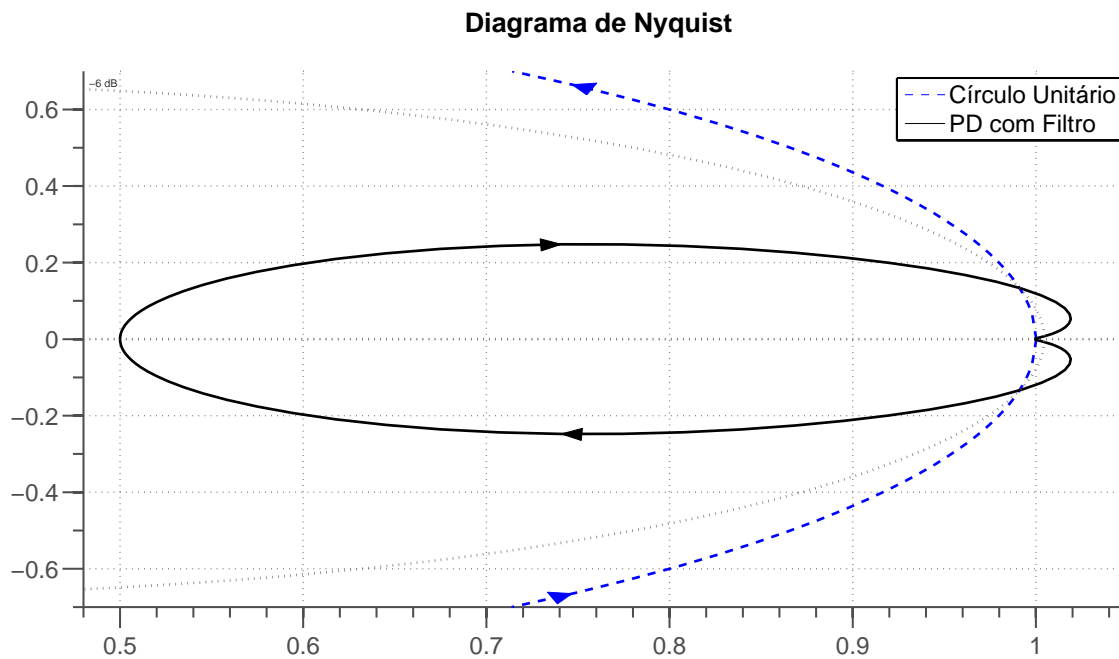


Figura 4.58: Diagrama de Nyquist para o controlador RC sobre a malha fechada com PD ($\phi = 0.5$, $\gamma = 1$, $T_s = 0.0025s$).

4.5.1 Simulações

As primeiras respostas simuladas do controlador RC foram realizadas sem a presença de perturbações ou não linearidades. Muito embora se tenha conseguido um rastreamento satisfatório, pôde-se perceber sobrepessos na resposta e aumento indefinido de ruído no sinal de controle da malha interna (u_{FBK}). Os gráficos de uma destas simulações pode ser vista na Figura 4.59.

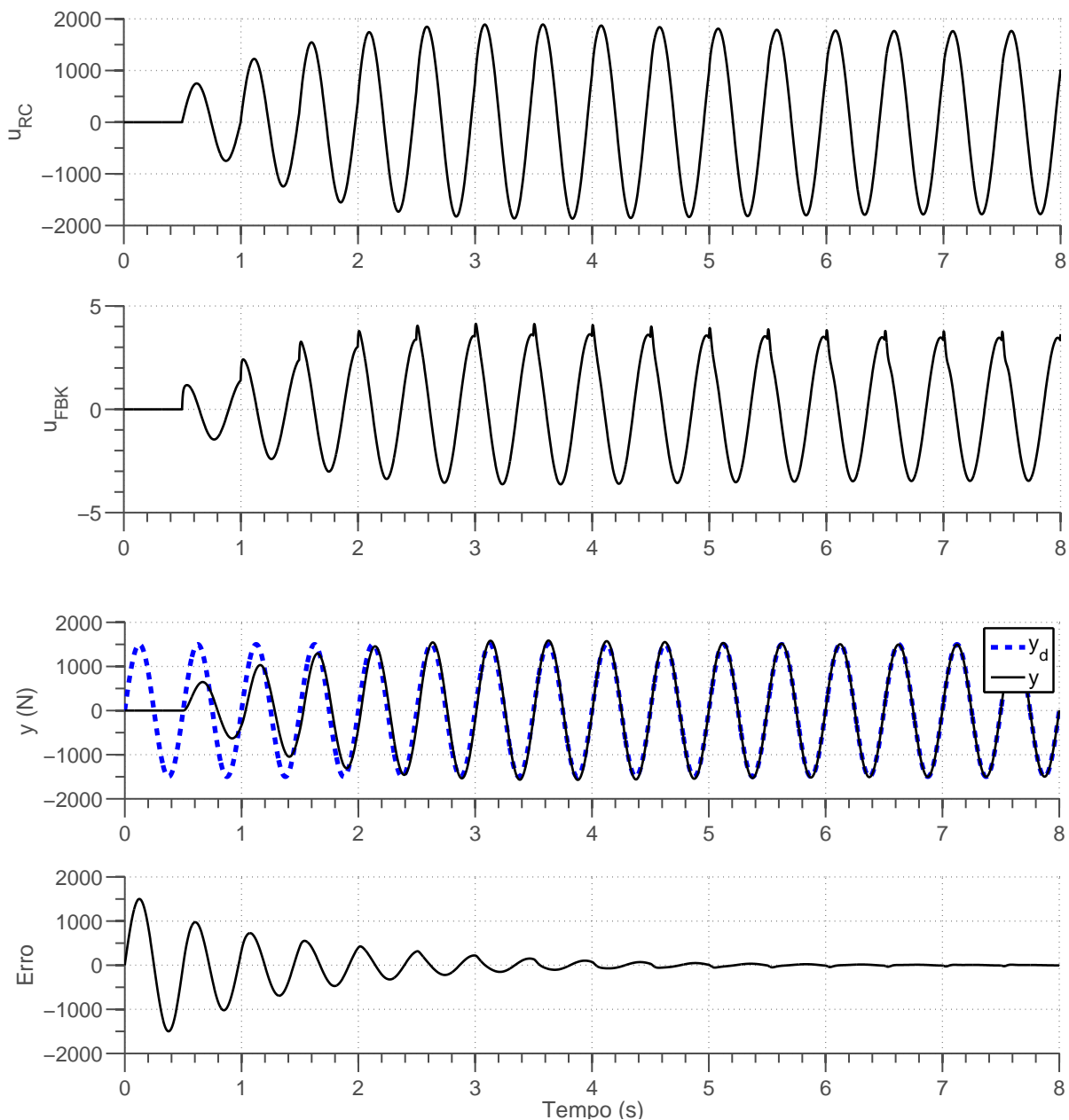


Figura 4.59: Resposta simulada do controlador RC apresentando sobrepasso ($\phi = 0.5$, $\gamma = 1$, $T_s = 0.0025s$).

Numa tentativa de eliminar o sobrepasso observado na resposta, acrescenta-se um filtro ao sinal da onda de referência, de modo que a amplitude desta cresça gradualmente. A simulação é então repetida, agora acrescentando-se perturbações e não-linearidades. Os resultados podem ser vistos nas Figuras 4.60, 4.61, 4.62, 4.63, 4.64, 4.64, as quais contem as informações referentes a simulações com ondas de referência nas frequências de 0.6, 1, 2 e 4Hz. Como pode ser verificado, o sobrepasso foi eliminado, porém há ainda o aumento indefinido do ruído no sinal de controle da malha interna, uma instabilidade mesmo em baixa frequência, cuja causa é atribuída

a não-linearidade do sistema (*backlash*). Por isso, assim como feito com o controlador *ILC*, a função de aprendizagem do controlador *RC* deve ser desligada imediatamente após alcançar erro de rastreamento satisfatório.

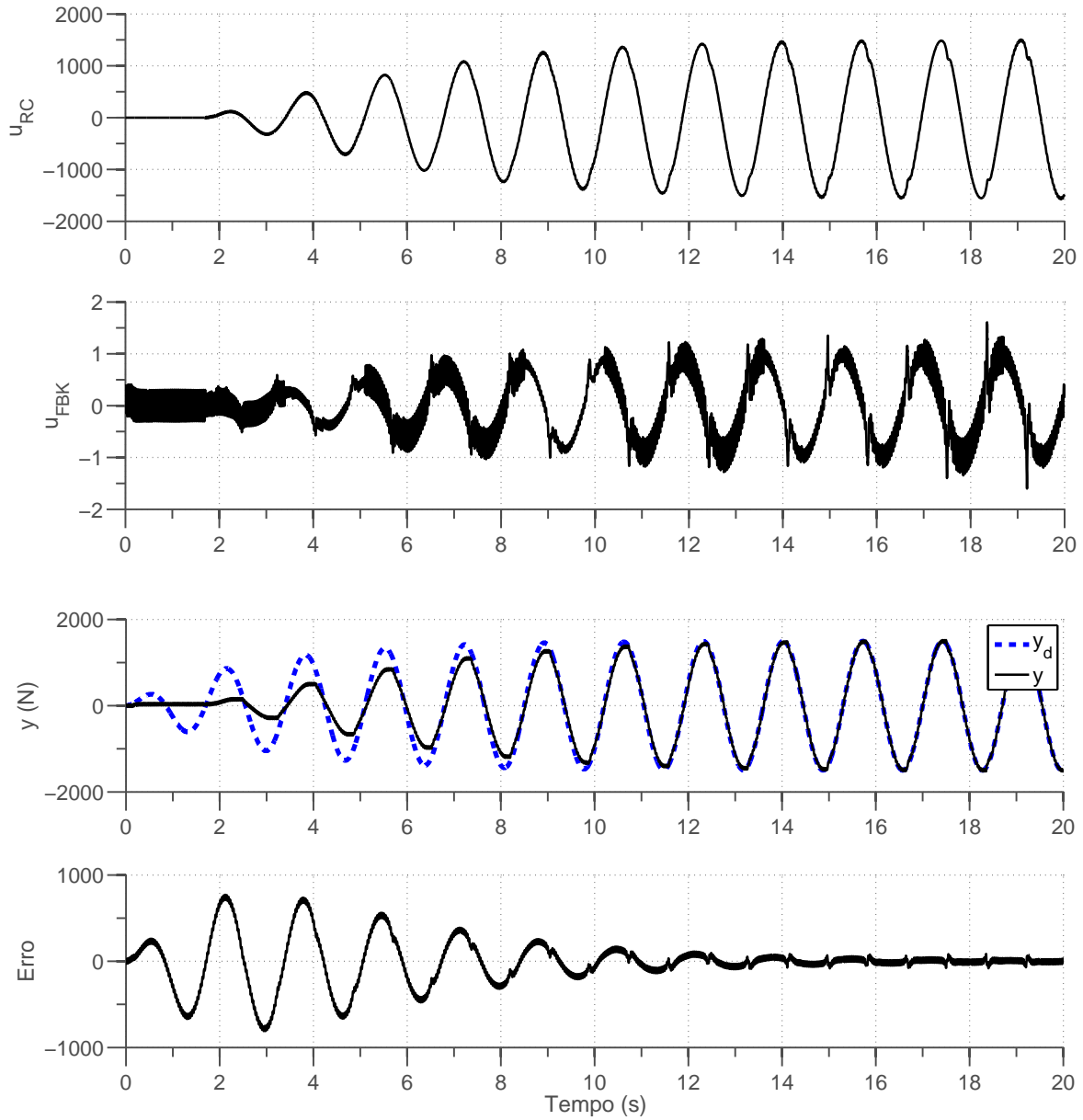


Figura 4.60: Simulação do controlador *RC* sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *frequência* = 0.6Hz

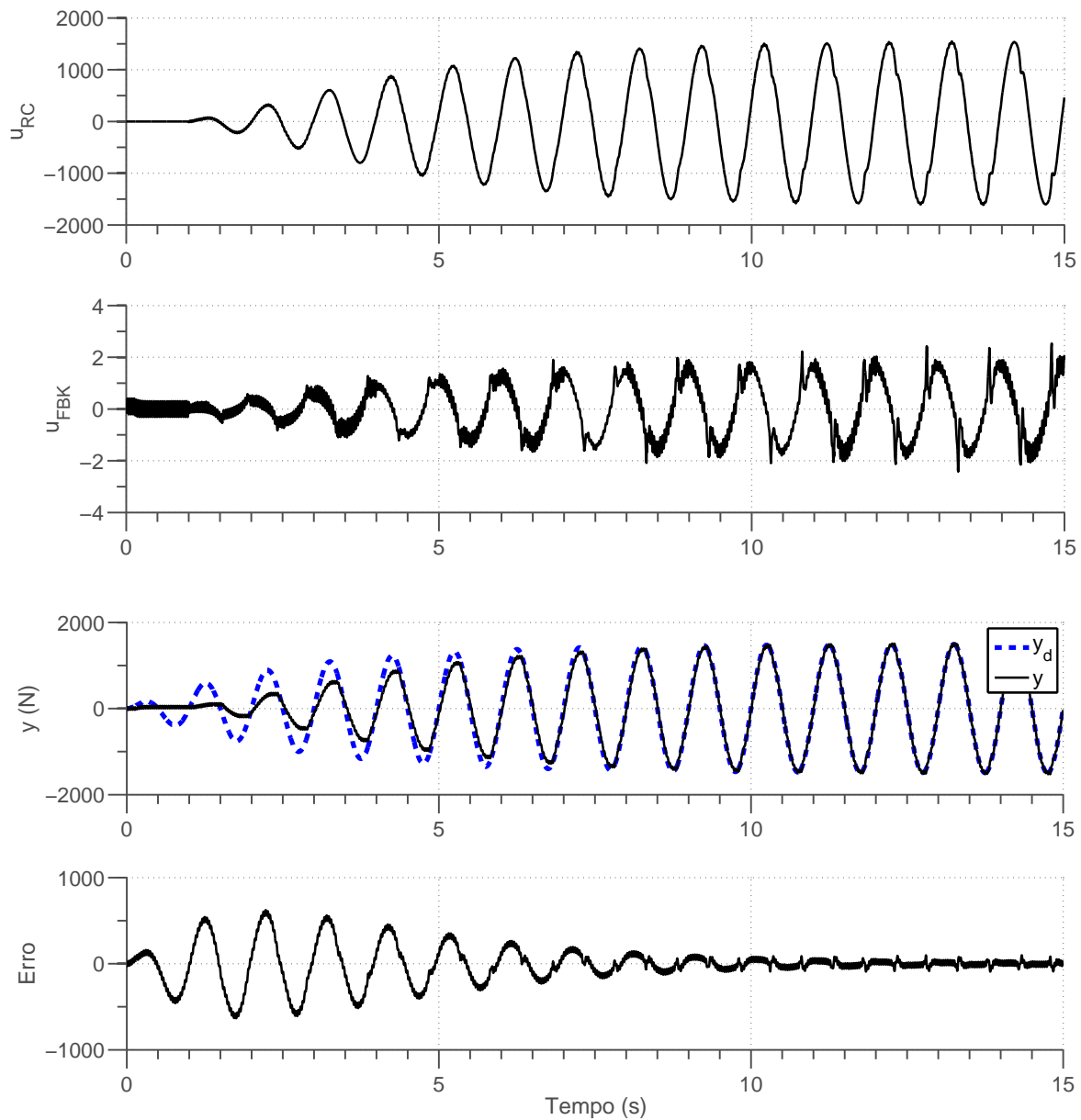


Figura 4.61: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *frequência* = 1Hz

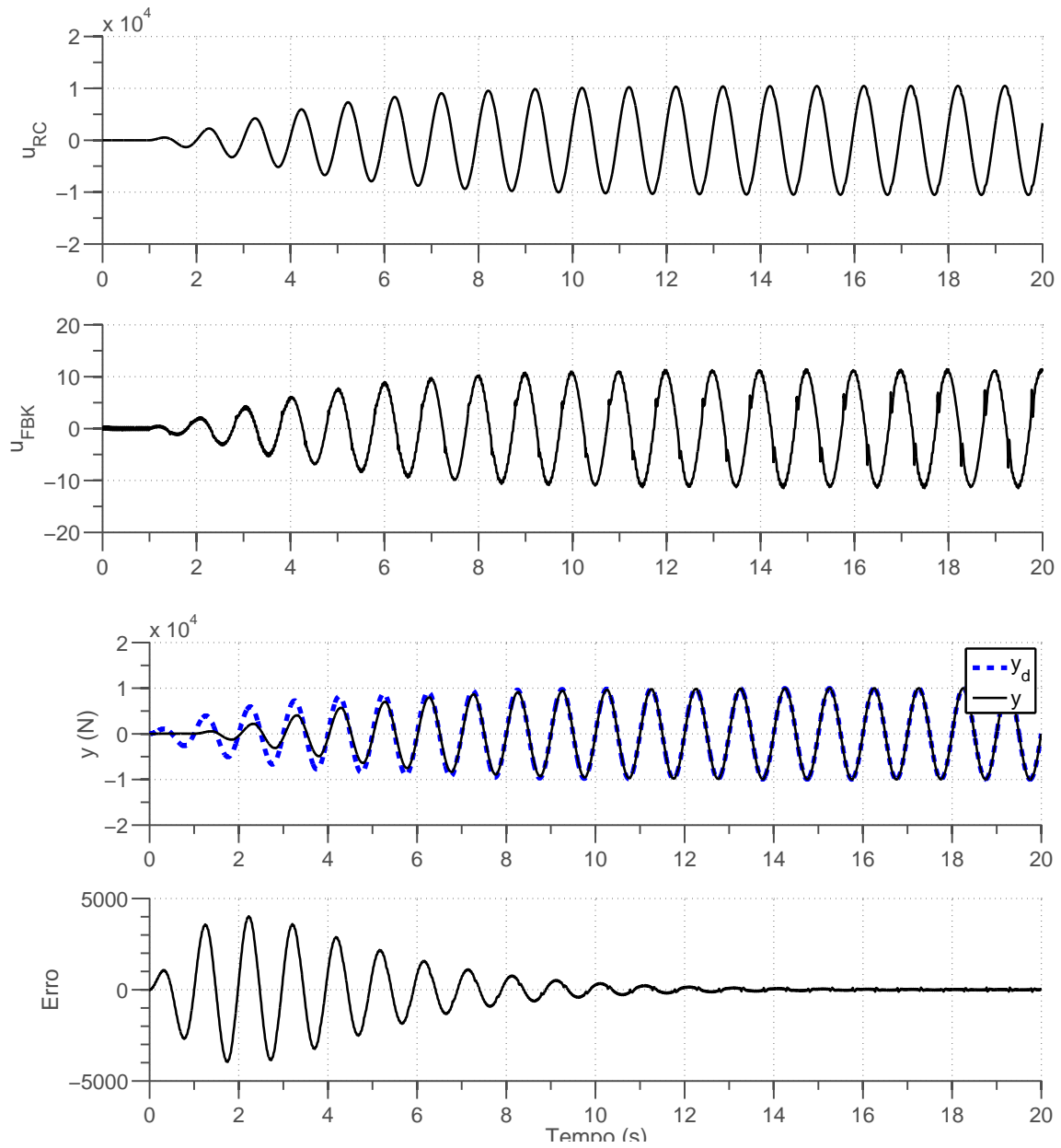


Figura 4.62: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 10kN$, $frequência = 1Hz$

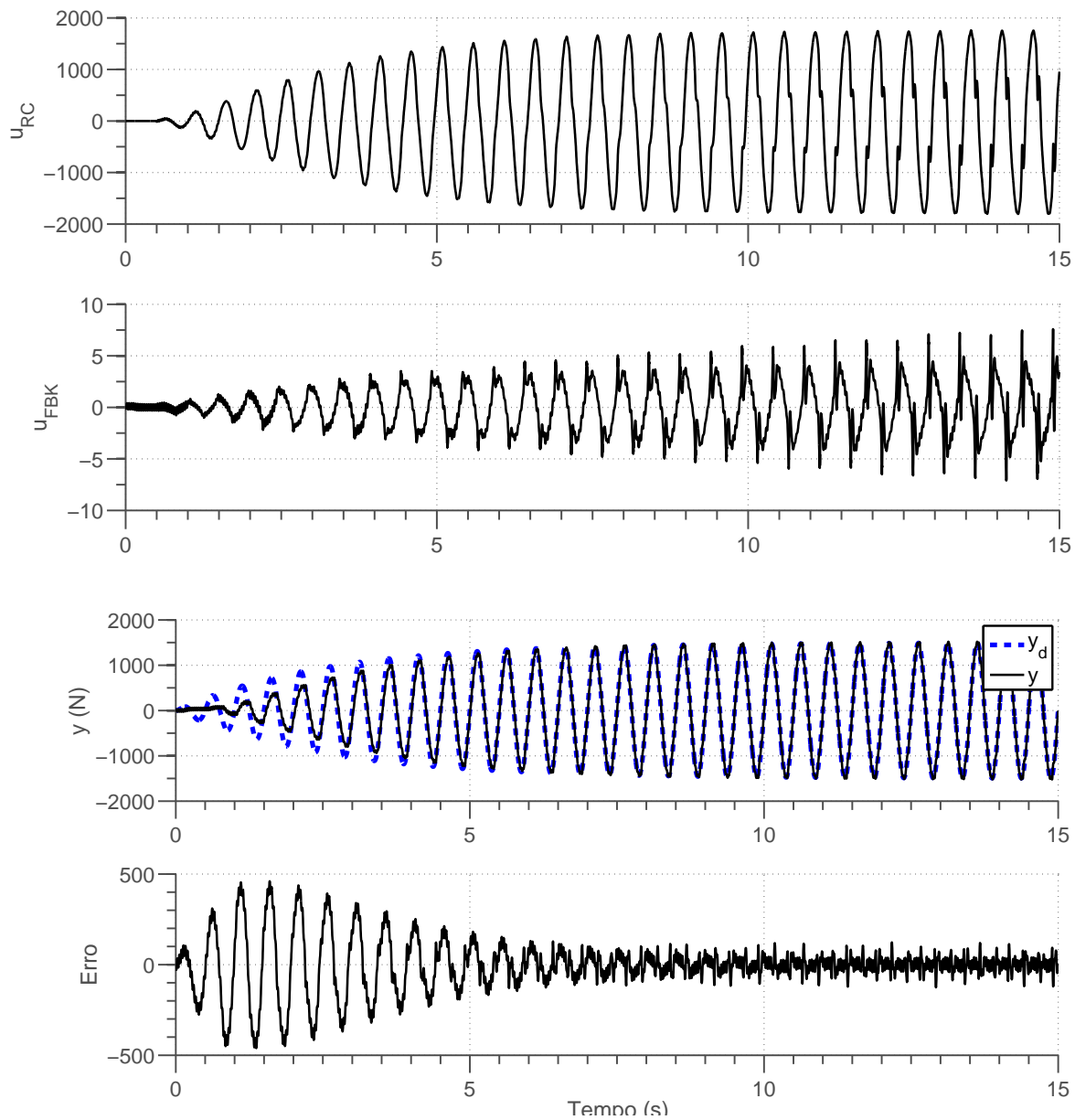


Figura 4.63: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *frequência* = 2Hz

Na frequência de 2Hz a instabilidade ocorreu mais rapidamente, por isso o ganho ϕ foi reduzido de 0.5 para 0.25 antes de ser dada continuidade às simulações. Os resultados positivos para frequências a partir de 2Hz são mostrados nas Figuras 4.64 e 4.65.

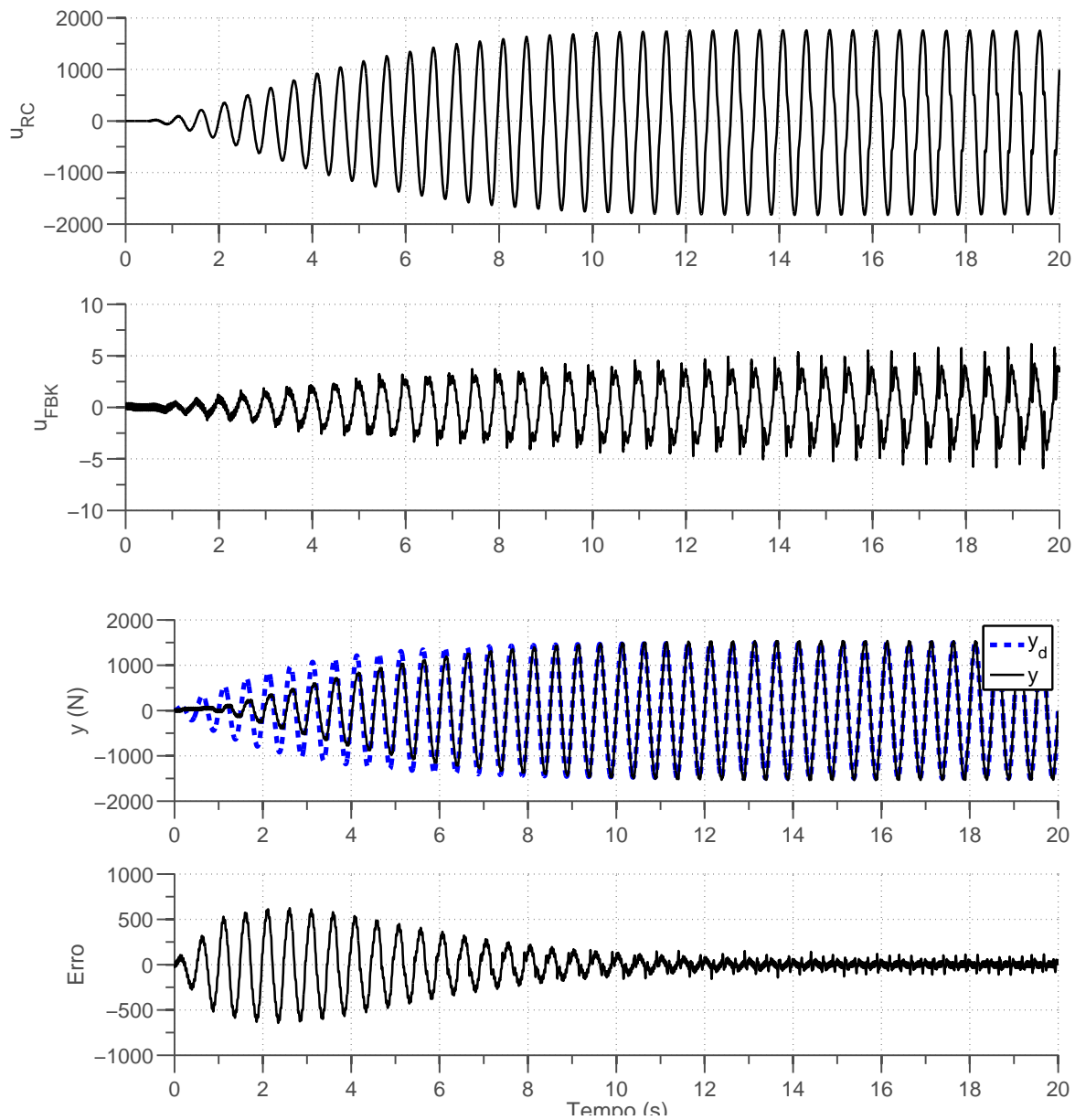


Figura 4.64: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.25$, $\gamma = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *frequência* = 2Hz

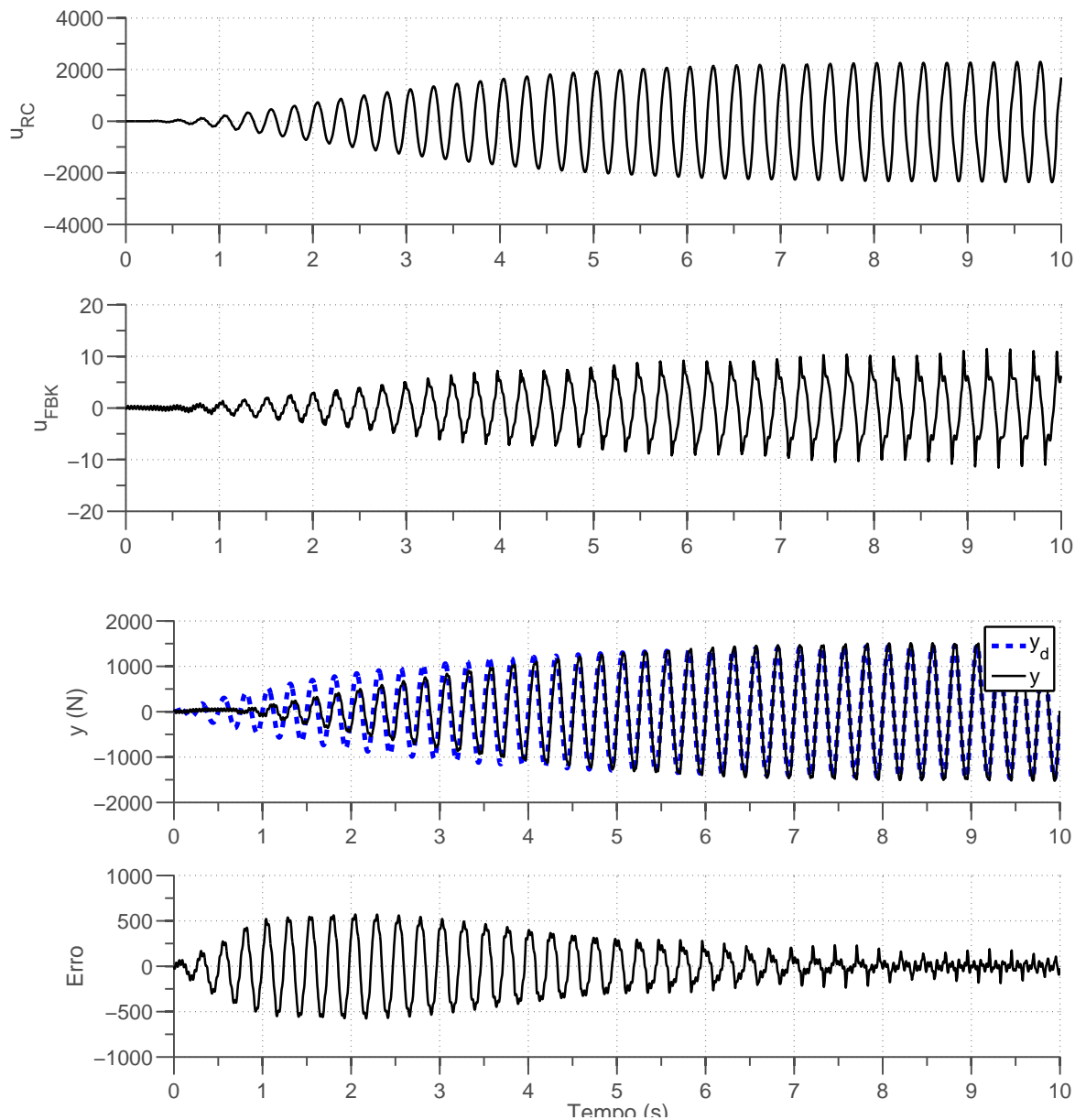


Figura 4.65: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.25$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $frequência = 4Hz$

Em suma, mesmo na presença de perturbações (ruído e *drift*) e não-linearidades (*backlash*) as simulações para o controlador RC apresentam desempenho satisfatório desde que se tenha o cuidado de desligar a função de aprendizagem tão logo o erro de rastreamento atinja um nível aceitável. Assim sendo, pode-se repetir os valores de parâmetros utilizados em simulação para a realização de experimentos. A próxima subseção tratará dos procedimentos experimentais para o controlador RC .

4.5.2 Resultados experimentais

Diante do sucesso alcançado nas simulações do controlador RC , uma nova versão de software foi escrita para implementar a lei de controle desenvolvida na subseção anterior (maiores informações acerca do software são encontradas no Apêndice A). As condições de testes foram as mesmas utilizadas para os últimos controladores desenvolvidos, isto é, máquina eletromecânica com corpos de prova sem trinca e sem entalhe. Os parâmetros utilizados e ondas de referência foram quase idênticos aos empregados nas simulações, inclusive o filtro para o aumento gradual da amplitude da onda de referência, o qual evita a ocorrência de sobrepassos. Uma ligeira diferença, porém, remonta num deslocamento positivo da senoide de referência sobre o eixo vertical (*offset*), pois a bancada experimental não é eficiente para valores de força abaixo de 1500 N. Assim, um procedimento adicional na experimentação é a regulação da saída até o *offset* da onda de referência, antes de se iniciar o rastreamento. As respostas experimentais são mostradas nas Figuras 4.66, 4.67, 4.68, 4.69, 4.70, 4.71 e apresentam grande fidelidade aos resultados simulados, validando a teoria desenvolvida.

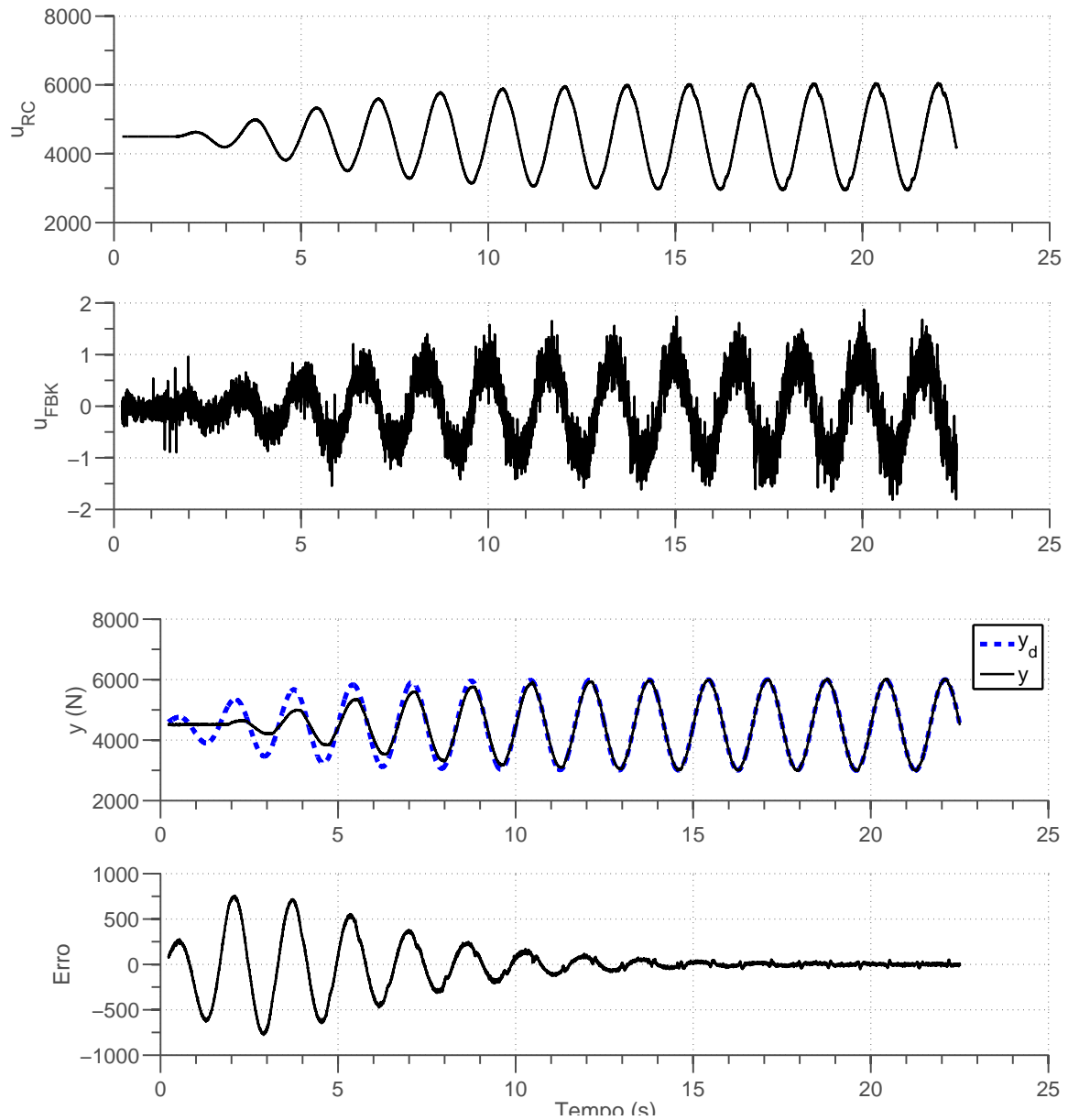


Figura 4.66: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $Offset = 4500N$, $frequência = 0.6Hz$.

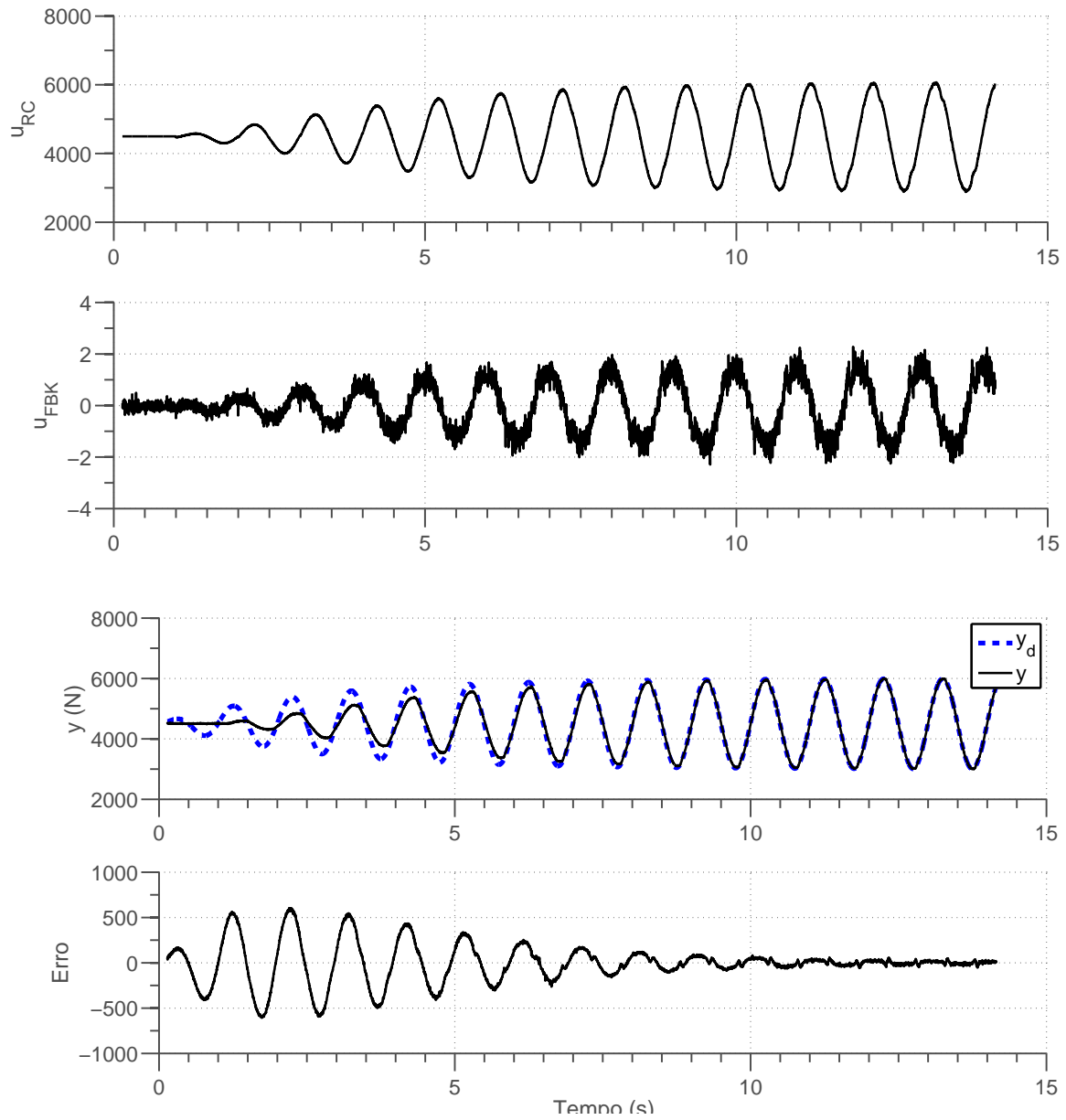


Figura 4.67: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $Offset = 4500N$, $frequência = 1Hz$.

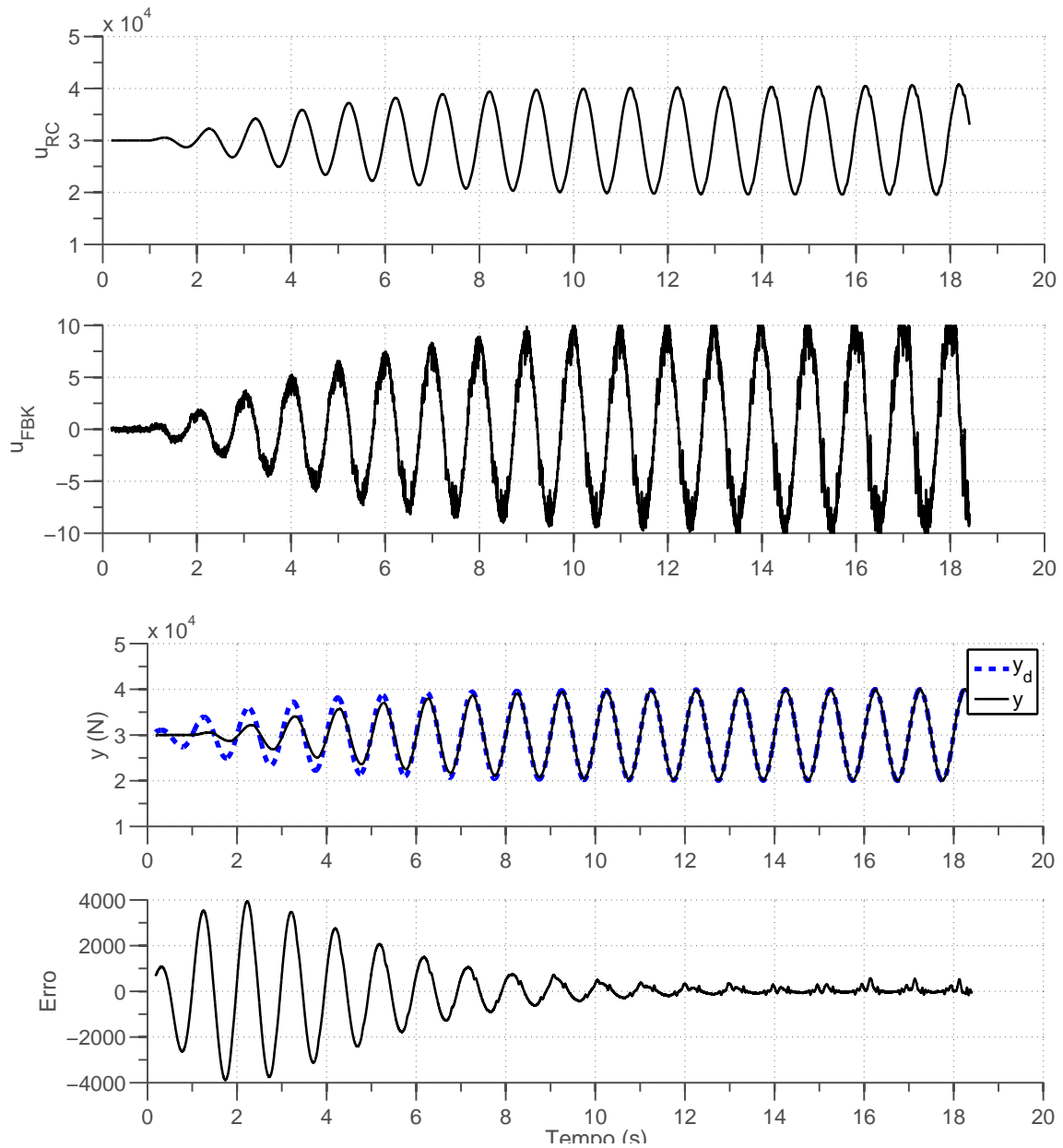


Figura 4.68: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD . Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 10kN$, $Offset = 30000N$, $frequência = 1Hz$.

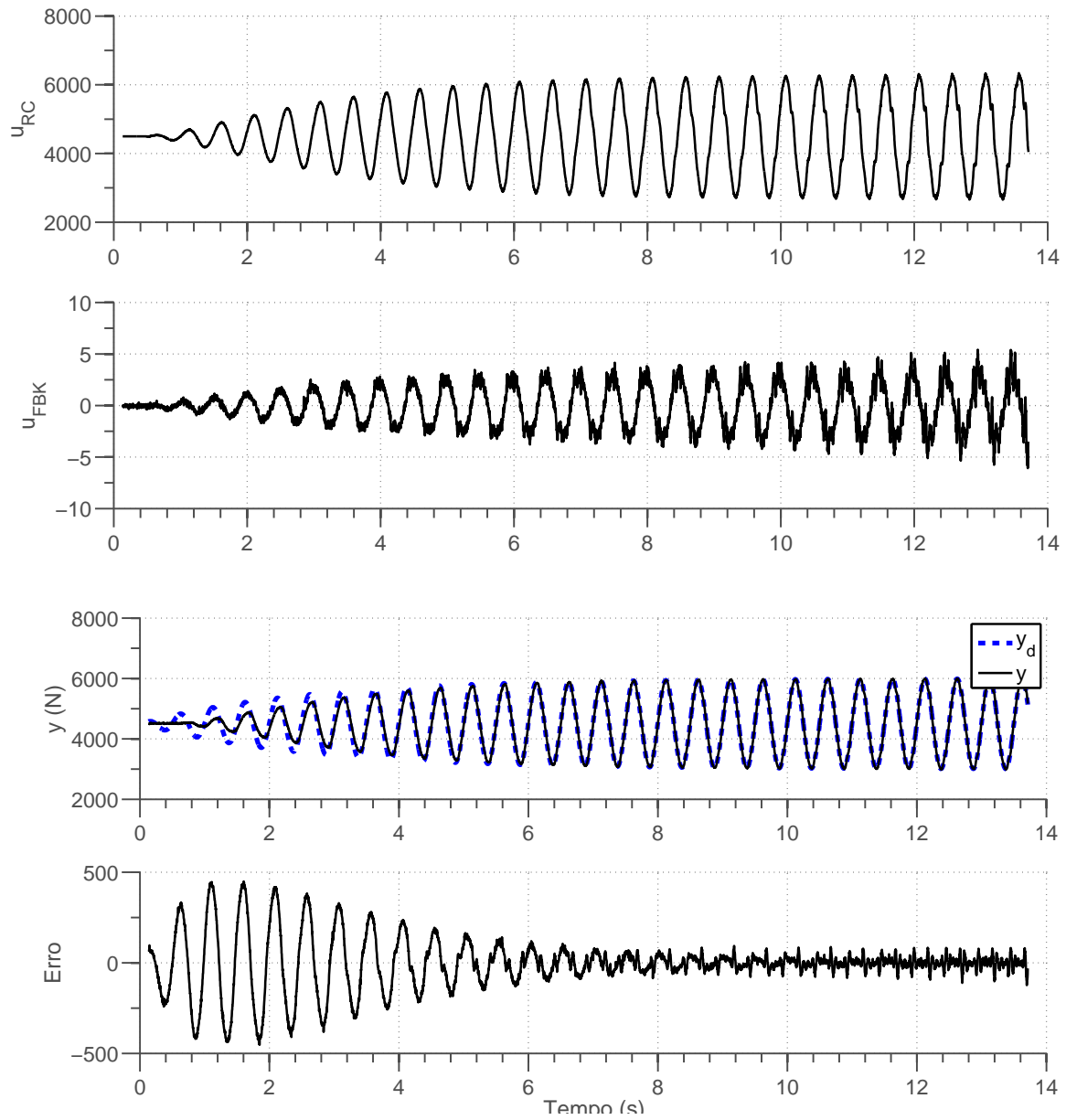


Figura 4.69: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.5$, $\gamma = 1$. Onda de referência: Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $Offset = 4500N$, $frequência = 2Hz$.

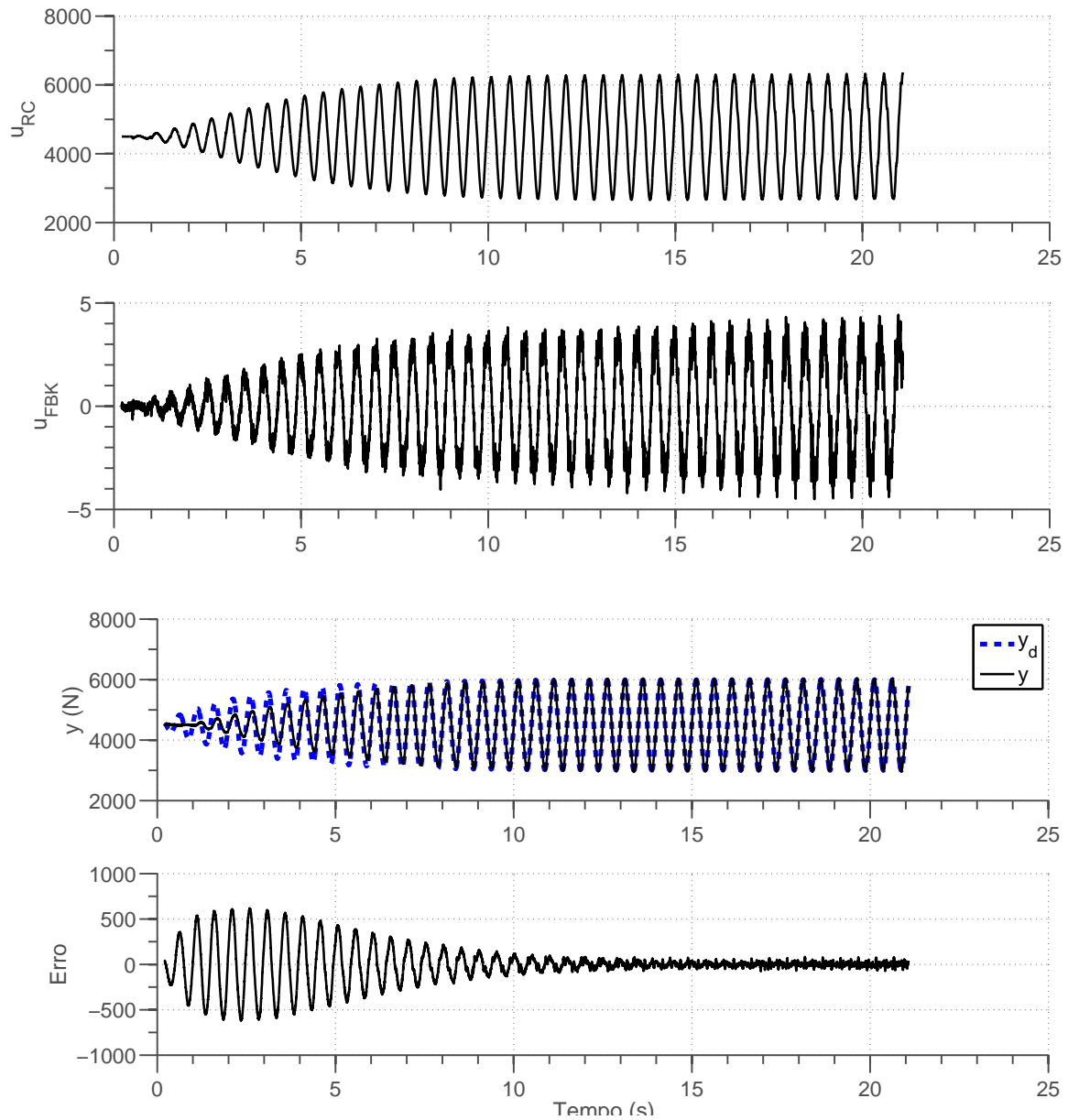


Figura 4.70: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.25$, $\gamma = 1$. Onda de referência: *Amplitude* = 1500N, *Offset* = 4500N, *frequência* = 2Hz.

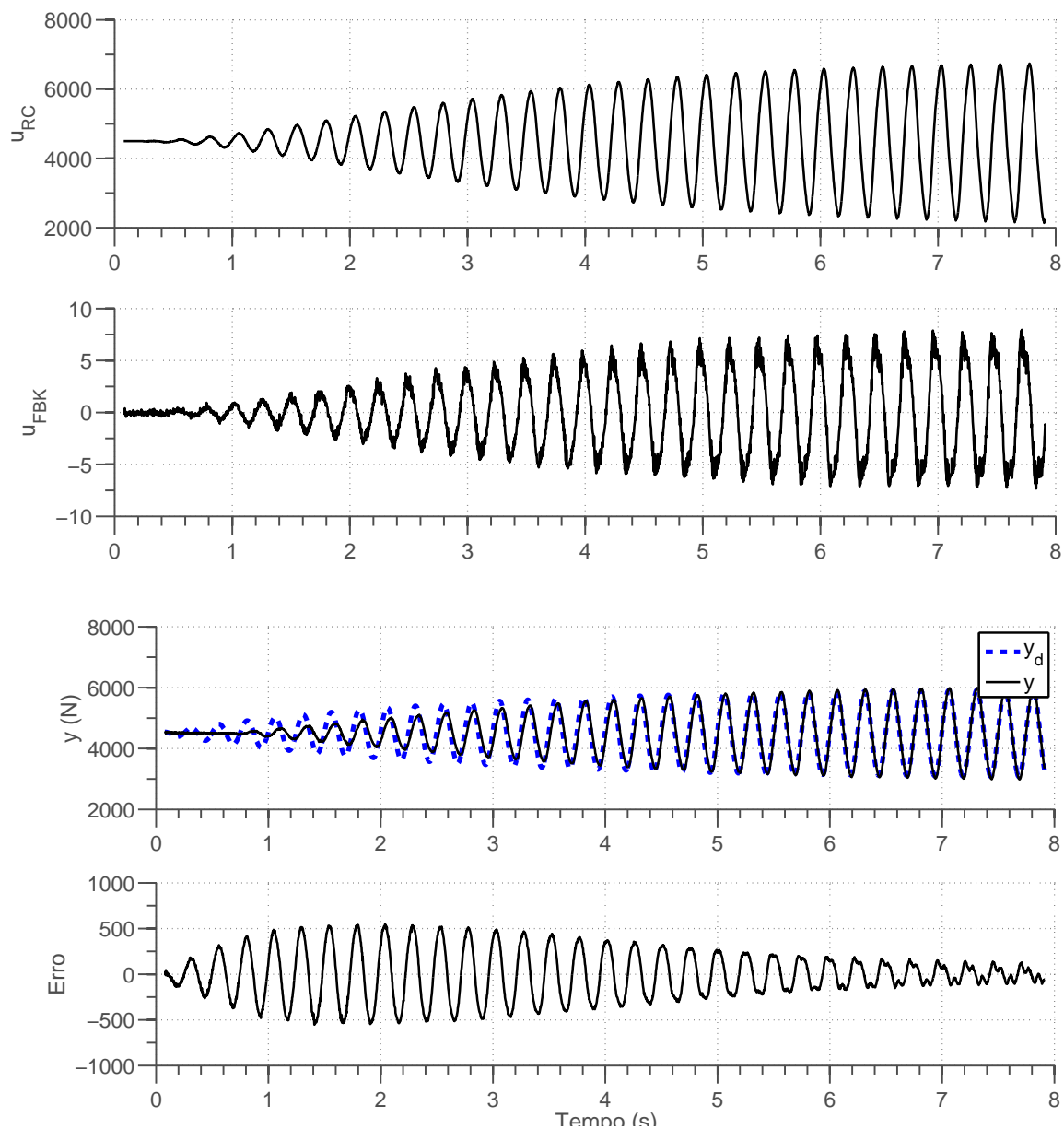


Figura 4.71: Simulação do controlador RC sobre uma malha fechada PD. Controlador: $\phi = 0.25$, $\gamma = 1$. Onda de referência: $Amplitude = 1500N$, $Offset = 4500N$, $frequência = 4Hz$.

Como se pode verificar através das figuras, o controlador RC satisfaz às especificações de projeto para frequências de até 4Hz, apresentando erro de rastreamento satisfatório, sem a ocorrência de sobrepasso. Para valores acima de 4Hz, porém, o desempenho já não mais pode ser garantido, pois a entrada controle passa a sofrer saturações. Um outro fator relevante é a instabilidade no sinal de controle causada pela não-linearidade da planta, que aumenta indefinidamente com a evolução dos ciclos. Assim, baseado em teoria e resultados de simulações e experimentações, conclui-se que a lei de controle RC pode ser utilizada em ensaio de fadiga para frequências de

até 4Hz, desde que a função de aprendizagem seja desligada logo após se atinja um erro de rastreamento aceitável.

4.5.3 Conclusão

O projeto do controlador RC estudado nesta seção apresentou desempenho satisfatório para frequências de até 4Hz e amplitudes de até 10000 N, tanto para simulações quanto para ensaios experimentais. Um ponto negativo, porém, é a instabilidade no sinal de controle caracterizada por uma componente de alta frequência. Esta estabilidade aumenta indefinidamente conforme a evolução da aprendizagem e é causada pela não-linearidade da planta (*backlash*). Ressalta-se que para o funcionamento coerente deste controlador deve-se ter alguns cuidados:

- Desligamento da função de aprendizagem quando atingido erro de rastreamento aceitável para evitar o aumento da componente de alta frequência no sinal de controle;
- Adição de um filtro a onda de referência de modo que sua amplitude cresça gradualmente;
- Correta sintonia do ganho ϕ conforme a frequência da onda de referência. Para frequências de até 2Hz, usa-se $\phi = 0.5$; acima disto, $\phi = 0.25$.

Capítulo 5

Conclusões e trabalhos futuros

A motivação para este trabalho foi um problema real de engenharia enfrentado pelo Laboratório de Ensaios Não-Destrutivos, Corrosão e Soldagem da UFRJ (LNDC), que envolve o desenvolvimento de soluções de controle de precisão para máquinas de ensaios de fadiga voltadas para testes ao ar e em ambientes corrosivos. Objetivando oferecer alternativas às máquinas de ensaio comerciais de elevados custos disponíveis no mercado, foram propostas e testadas (tanto via simulações numéricas como experimentalmente) leis de controle para a máquina eletromecânica fabricada pelo LNDC. Os ensaios relacionados foram restritos a sinais de força senoidais com amplitude constante com corpo de prova do tipo CT, com material de aço-carbono, sem trinca e sem entalhe, e $R \geq 0.5$.

Foi desenvolvido um pacote de software em ambiente LabView[®] para geração, aquisição de sinais e implementação de algoritmos controle (vide ApêndiceA). Visando ao alto desempenho de controle de rastreamento, estes softwares foram projetados de forma a garantir tanto determinismo de tempo (RT) como paralelismo real ($FPGA$). Assim, laços de controle de até $20\mu s$ puderam ser utilizados. Por meio desse pacote e do Matlab[®], um modelo dinâmico da planta foi identificado e validado com dados experimentais.

Foi então projetado um algoritmo clássico de controle linear baseado em realimentação, compensação e controle *feedforward* (antecipatório) para realizar rastreamento assintótico de força baseado no modelo identificado. O algoritmo atendeu às especificações de projeto para ensaios com frequência limitada até 2Hz, não excedendo erros de sobrepasso em torno dos 2% do valor desejado (tanto para o valor de pico quanto para pico a pico). Assim sendo, a técnica de controle linear clássico se mostrou apropriada para ensaios de corrosão-fadiga (importantes nas áreas de pesquisa *offshore*), uma vez que a faixa de frequências utilizada nestes ensaios é em torno de 0.2 Hz. Muito embora este tipo de controlador tenha apresentado respostas satisfatórias até 5Hz, foi necessário um ajuste dos parâmetros do controlador devido a causas ainda não esclarecidas. Presume-se que técnicas de controle adaptativo

para este controlador melhoraria seu desempenho.

Optou-se, todavia, por utilizar métodos de controle por aprendizado devido à natureza repetitiva do processo de interesse e da capacidade de tais métodos de superar incertezas significativas da planta, bastando em geral um modelo nominal simples e chegando a um rastreamento de alta precisão. Dois tipos de controle por aprendizado mais conhecidos foram utilizados: o ILC (*Iterative Learning Control* ou Controle por Aprendizado Iterativo) e o RC (Controle Repetitivo). Como contribuição nova deste trabalho, propôs-se um algoritmo de ILC sem a necessidade de *reset*.

Os controladores ILC foram projetados, analisados e testados por simulação. Alguns testes experimentais também foram realizados. Das simulações conclui-se que o ILC é bastante eficaz mesmo na presença de ruído de medição, porém o efeito da não-linearidade da planta (*backlash*) mostrou-se significativo na prática, resultando em instabilidade. Esta instabilidade é caracterizada por uma componente de alta frequência no sinal de controle e aumenta indefinidamente com a evolução dos ciclos. Ainda assim, o controlador ILC apresenta rastreamento satisfatório para frequências de até 2Hz e amplitudes de 5000 N, porém deve-se desligar a função de aprendizagem tão logo se atinja um erro de rastreamento satisfatório a fim de que a instabilidade cesse.

Repetiu-se todo procedimento utilizado para o ILC para o caso de controle RC. Verificou-se que o RC apresenta a mesma instabilidade encontrada no ILC, porém com menor intensidade. Testes de simulação e experimentais demonstraram que este controlador foi capaz de seguir ondas de referência de até 4Hz e amplitudes de até 10000N, desde que seja desligada a função de aprendizagem após alcançar erro aceitável. Para evitar sobrepasso, foi necessário acrescentar um filtro à onda de referência de modo que a amplitude crescesse gradualmente até o valor de regime. Além disso, o valor do ganho ϕ deve ser ajustado conforme a frequência da onda de referência. Isso poderia ser evitado variando a taxa de crescimento da amplitude do sinal de referência conforme a frequência da senoide.

Alguns tópicos sugeridos para trabalhos futuros são:

- Tratar do caso de ganho variável da planta. Simulações preliminares mostraram uma excelente capacidade de adaptação do ILC ou do RC quando a variação é lenta como em ensaios de fadiga devido, por exemplo, ao aumento lento de comprimento de trinca do corpo de prova.
- Utilização de outros algoritmos de ILC e de RC para melhorar o desempenho e a robustez dos mesmos.
- Inclusão de filtros- Q para reduzir o efeito do ruído de medição e de outras incertezas.

- Estudar com rigor as condições de estabilidade do algoritmo de ILC sem *reset* proposto nesse trabalho.
- Utilizar ondas mais gerais do que senoidais para ensaios de fadiga mais gerais.
- Testar experimentalmente os algoritmos propostos de forma extensiva.
- Estender os algoritmos propostos para aplicação na máquina servo-hidráulica do LNDC.

Referências Bibliográficas

- ALLEYNE, A.; LIU, R. A simplified approach to force control for electro-hydraulic systems. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v.8, n.12, p.1347–1356, May 2000. .
- ALVA, J. G. C. **Controle por Aprendizado de Sistemas Servo-Hidráulicos de Alta Frequência**. 2008. Dissertação de Mestrado — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, PUC-RIO, Rio de Janeiro, RJ, Brasil. .
- ANDERSON, T. L. **Fracture Mechanics: fundamentals and applications**. 3.ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press: Taylor & Francis, 2005.
- ARIMOTO, S.; KAWAMURA, S.; MIYAZAKI, F. Bettering Operation of Dynamic System by Learning: a new control theory for servomechanism of mechatronics systems. **Proceedings of 23rd Conference on Decision and Control**, [S.l.], p.1064–1069, 1984.
- ASM 19. **ASM Handbook, Vol. 19 – Fatigue and Fracture**. [S.l.]: American Society for Metals (ASM International), 1996.
- ASM 8. **ASM Handbook, Vol. 8 – Mechanical testing and evaluation**. [S.l.]: American Society for Metals (ASM International), 2000.
- ASTM E4-14. **ASTM E4-14 – Standard Practices for Force Verification of Testing Machines**. [S.l.]: American Society for Testing and Materials (ASTM International) 2014, 2014.
- ASTM E647. **ASTM E647-08 – Standard Test Method for Measurement of Fatigue Crack Growth Rates**. West Conshohocken, PA, USA: American Society for Testing and Materials (ASTM International), 2008. Standard Practice, .
- ASTM E647. **ASTM E647-13 – Standard Test Method for Measurement of Fatigue Crack Growth Rates**. [S.l.]: American Society for Testing and Materials (ASTM International), 2013.

- BRISTOW, D. A.; THARAYIL, M.; ALLEYNE, A. G. A survey of iterative learning control. **Control Systems, IEEE**, [S.l.], v.26, n.3, p.96–114, June 2006.
- BROEK, D. **The Pratical Use of Fracture Mechanics**. [S.l.]: Kluwer, 1988.
- CARVALHO, G. P. S. de. **Controle e Automação de uma Máquina de Fadiga**. [S.l.]: Universidade Federal do Rio de Janeiro - Escola Politécnica, 2012. Projeto Final, .
- CASALINO, G.; BARTOLINI, G. A learning procedure for the control of movements of robotic manipulators. **IASTED Symp. Robot. Automat.**, [S.l.], p.108–111, 1984.
- CREATESPACE/AMAZON, S. V. (Ed.). **Fadiga - Técnicas e Práticas de Dimensionamento Estrutural sob Cargas Reais de Serviço. Volume I**. [S.l.]: CreateSpace Independent Publishing Platform, 2009.
- CHEN, J.; DIXON, W. E.; WAGNER, J. R.; DAWSON, D. M. Exponential Tracking Control of a Hydraulic Proportional Directional Valve and Cylinder via Integrator Backstepping. In: **ASME INTERNATIONAL MECHANICAL ENGINEERING CONGRESS AND EXPO (IMECE'02)**, 2002., 2002, New Orleans, Louisiana, USA. **Anais. . .** [S.l.: s.n.], 2002. .
- CHEN, Y.; WEN, C.; GONG, Z.; SUN, M. An Iterative Learning Control with Initial State Learning. **IEEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v.2, p.371–376, 1999.
- CRAIG, J. Adaptive control of manipulators through repeated trials. **Proc. American Control Conference**, [S.l.], p.1566–1573, 1984.
- DCM-2 Instruction Manual. **MATELECT DCPD Crack Growth Monitor Type DCM-2**. 17.ed. [S.l.]: Matelect, 2010.
- E1823, A. **ASTM E1823-13 – Standard Terminology Relating to Fatigue and Fracture Testing**. [S.l.]: American Society for Testing and Materials (ASTM International), 2013.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. **Appl. Math. Opt.**, [S.l.], p.170–194, 1975.
- FOURTH (Ed.). **Feedback Control of Dinamic Systems**. [S.l.: s.n.], 2002.
- GOSH, J.; PADEN, B. Nonlinear Repetivie Control. **IEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v.45, p.949–954, 2000.

- GOSH, J.; PADEN, B. Iterate Learning Control for Nonlinear Nonminimum Phase Plants. **ASME**, [S.l.], v.123, p.21–30, 2001.
- GUAN, C.; PAN, S. Adaptive sliding mode control of electro-hydraulic system with nonlinear unknown parameters. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v.16, n.11, p.1275–1284, Nov 2008. , .
- GUK, S. a. a. Study on Iterative Method of Electro-Hydraulic Actuator in Force Control. **8th IEEE International Conference on Automation Science and Engineering**, [S.l.], p.178–183, 2012.
- HARA, S.; YAMAMOTO, Y.; OMATA, T.; NAKANO, M. Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, [S.l.], v.33, n.7, p.659–668, July 1988.
- HEINZINGER, G.; FENWICK; BRAD, P.; MIYAZAKI, F. Stability of Learning Control with Disturbances and Uncertain Initial Conditions. **IEEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v.37, p.110–114, 1992.
- HETZBERG, R.; VINCI, R. P.; HERTZBERG, J. L. **Deformation and fracture mechanics of engineering materials**. [S.l.]: Wiley, 1996.
- ISO-12108. **ISO12108 — Metallic materials – Fatigue Testing – Fatigue Crack Growth Method**. [S.l.]: International Organization of Standardization (ISO), 2002. Standard Practice, .
- KADDISSI, C.; KENNE, J.-P.; SAAD, M. Identification and Real-Time Control of an Electrohydraulic Servo System Based on Nonlinear Backstepping. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, [S.l.], v.12, n.1, p.12–22, 2007. .
- KHADEMI, I.; MOOD, A. N.; MALEKI, B. Adaptive Iterate Learning Control for Systems with Nonlinearities. **Mediterranean Conference on Control and Automation**, [S.l.], v.19, p.892–897, 2001.
- LONGMAN, R. W. Iterative Learning Control and Repetitive Control for Engineering Practice. **Int. J. Control**, [S.l.], v.73, n.10, p.930–954, 2000.
- MARSCH, K.; SMITH, R.; RITCHIE, R. **Fatigue Crack Measurement: techniques and applications**. [S.l.]: EMAS, 1991. .
- NAKKARAT, P.; KUNTANAPREEDA, S. Observer-based backstepping force control of an electrohydraulic actuator. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v.17, n.8, p.895–902, Aug 2009. , .

- NIKSEFAT, N.; SEPEHRI, N. Design and experimental evaluation of a robust force controller for an electro-hydraulic actuator via quantitative feedback theory. **Control Engineering Practice**, Canada, v.8, p.1335 – 1345, June 2000. , .
- NORRLÖF, M.; GUNNARSSON, S. Time and frequency domain convergence properties in iterative Learning control. **Int. J. Control**, [S.l.], v.75, p.1114–1126, 2002.
- OWENS, C.; ZISSER, H.; JOVANOVIĆ, L.; SRINIVASAN, B.; BONVIN, D.; DOYLE, F. Run-to-run control of blood glucose concentrations for people with type 1 diabetes mellitus. **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, [S.l.], v.53, p.996–1005, 2006.
- RIDDELL, W. T.; PIASCIK, R. S. A back base strain compliance expression for the compact tension specimen. **NASA TM-20845**, [S.l.], 1998.
- SARANGAPANI, J. **Neural Network Control of Nonlinear Discrete-Time System**. Boca Raton, FL, USA: CRC/Taylor & Francis, 2006.
- SCHIJVE, J. **Fatigue of Structures and Materials**. [S.l.]: Hardcover, 2009.
- SEPEHRI, N.; WU, G. Experimental evaluation of generalized predictive control applied to a hydraulic actuator. **Robotica**, [S.l.], v.16, p.463–474, 6 1998. .
- SERRANO, M. I. **Controle de Força de um Servoatuador Hidráulico através da Técnica de Linearização por Realimentação**. 2007. Dissertação de Mestrado — Programa de Pós-Graduação Em Engenharia Elétrica – UFRGS, Porto Alegre, RS, Brasil. .
- SIROUSPOUR, M. R.; SALCUDEAN, S. On the Nonlinear Control of Hydraulic Servo-System. In: **IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS & AUTOMATION**, 2000., 2000, San Francisco, CA, USA. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2000. , .
- SISON, G. L.; CHONG, E. K. P. Design of Repetitive Learning Controllers. **36th Conference on Decision Control**, [S.l.], p.3763–3764, 1997.
- SISON, L. G.; CHONG, E. K. P. No-Reset Iterative Learning Control. **35th IEE Conference**, [S.l.], v.3, p.3062 – 3063, 1996.

- SOHL, G. A.; BOBROW, J. E. Experiments and simulations on the nonlinear control of a hydraulic servosystem. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, Notre Dame, IN ,USA, v.7, n.2, p.238–247, Mar. 1999.
- SUN, H.; CHIU, G. T.-C. Nonlinear observer based force control of electrohydraulic actuators. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1999. PROCEEDINGS OF THE 1999, 1999. **Anais...** [S.l.: s.n.], 1999. v.2, p.764 –768 vol.2. .
- SUN, M.; WANG, D. Initial condition issues on iterative learning control for nonlinear systems with time delay. **International Journal of Systems Science**, [S.l.], v.32, p.1365–1375, 2001.
- SUN, M.; WANG, D. Closed-loop iterative learning control for non-linear systems with initial shifts. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, [S.l.], v.16, p.515–538, 2002.
- SUN, M.; WANG, D. Initial shift issues on discrete-time iterative learning control with system relative degree. **IEEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v.48, p.1365–1375, 2003.
- TAYEBI, A. Adaptative iterative learning control for robot manipulators. **Automatica**, [S.l.], v.40, p.1195–1203, 2004.
- WANG, L.; FREEMAN, C. T.; ROGERS, E. Iterative Learning Control with Time Domain Prediction using Laguerre Functions. **The International Federation of Automatic Control**, [S.l.], v.19, p.385–400, 2014.
- WANG, Y.; GAO, F.; DOYLE FRANCIS, J. D. I. Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control. **Journal of Process Control**, [S.l.], v.19, p.1589–1600, 2009.
- SPRINGER VERLAG LONDON, U. (Ed.). **Real-time Iterative Learning Control: design and applications**. [S.l.: s.n.], 2008.
- YEN, J.-Y.; YEH, Y.-C.; YUNG-HAO, P.; LEE, J.-F. Application of the continuous no-reset switching iterative learning control on a novel optical scanning. **Mechatronics**, [S.l.], v.19, p.65–75, 2009.

Apêndice A

Softwares auxiliares implementados

Dada à necessidade de experimentação da teoria desenvolvida neste trabalho, alguns pacotes de software foram desenvolvidos para efetuar registro de dados, interfaceamento com usuário, cálculo e aplicação de sinais de controle. A linguagem escolhida para escrita destes softwares foi o LabView[®] produzida pela *National Instruments*, mesmo fabricante do hardware selecionado como controlador. Para cada uma das técnicas de controle detalhadas no Capítulo 4, uma versão distinta de software foi construída conforme descrito a seguir.

A.1 Software para identificação paramétrica e controle linear

O primeiro software desenvolvido foi voltado ao registro de dados para servir de ferramenta de suporte ao processo de identificação. Este primeiro processo, que teve como motivação a identificação paramétrica de alguns parâmetros da planta eletromecânica, foi compilado na camada de tempo real do hardware com suporte para interfaceamento via *Microsoft Windows*[®]. Os dados são salvos em memória *flash* num formato de arquivo proprietário (.tdms), o qual permite a visualização dos registros através de um computador pessoal sob a forma de planilha. Paralelamente a funcionalidade que implementa o controlador linear baseado em *feedforward* foi colocado na camada FPGA a fim de se obter maiores velocidades nos cálculos de controle. Basicamente, sua interface foi construída de modo a permitir:

- variação manual da força aplicada ao CP
- ajuste (*online* caso de interesse) da taxa de amostragem
- aplicação de comandos em ondas quadradas

- aplicação de comandos senoidais com frequência variável (*chirp*)
- realizar registro em memória secundária de sinais e informações de tempo
- Realizar controle *PI* com possibilidade de incluir *feedforward* e/ou compensador *lead-lag* para a planta
- Visualizar os sinais gerenciados através de gráficos

Uma ilustração da interface deste software pode ser vista na Figura A.1.

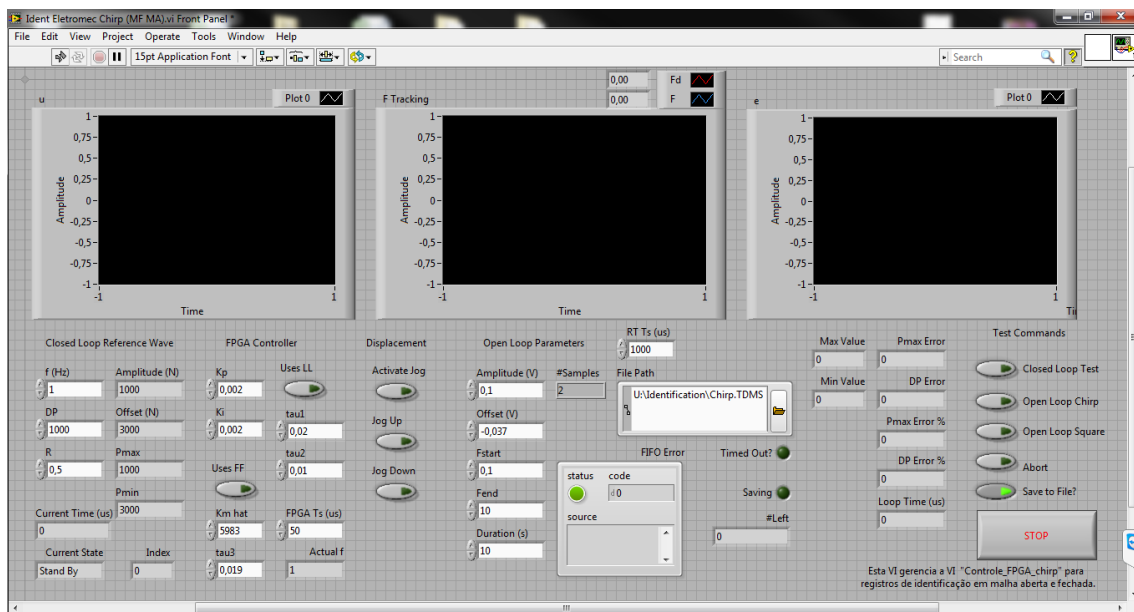


Figura A.1: Interface do software para registro de dados de identificação. Permite configuração de parâmetros e monitoramento gráfico dos sinais envolvidos.

Com os recursos de software desenvolvidos, pode-se então realizar ensaios e registrar dados sistematicamente. Os dados armazenados podem ser transformados em textos e então processados através do Matlab[®], precisamente com seu pacote de identificação, *Ident*. Assim, torna-se possível a identificação dos parâmetros τ e K_m do modelo (4.6). De posse dos parâmetros estimados, pode-se então realizar controle conforme a lei de controle baseada em realimentação e *feedforward*.

A.2 Arquitetura de software para controladores por aprendizagem

A implementação de controle por aprendizagem foi baseada numa arquitetura multicamadas, isto é, utiliza tanto a camada *FPGA* como a de *Real-Time* do controlador. Mais precisamente, a malha interna de controle por realimentação é efetuada

em *FPGA* de modo a alcançar frequências mais altas. Por outro lado as leis de controle por aprendizagem, seja *ILC* ou *RC*, são feitas em *RT*, aplicando o resultado como sinal de referência à camada *FPGA*. Para melhor ilustrar esta arquitetura, o diagrama da Figura A.2 apresenta a inter-relação entre as duas camadas de software.

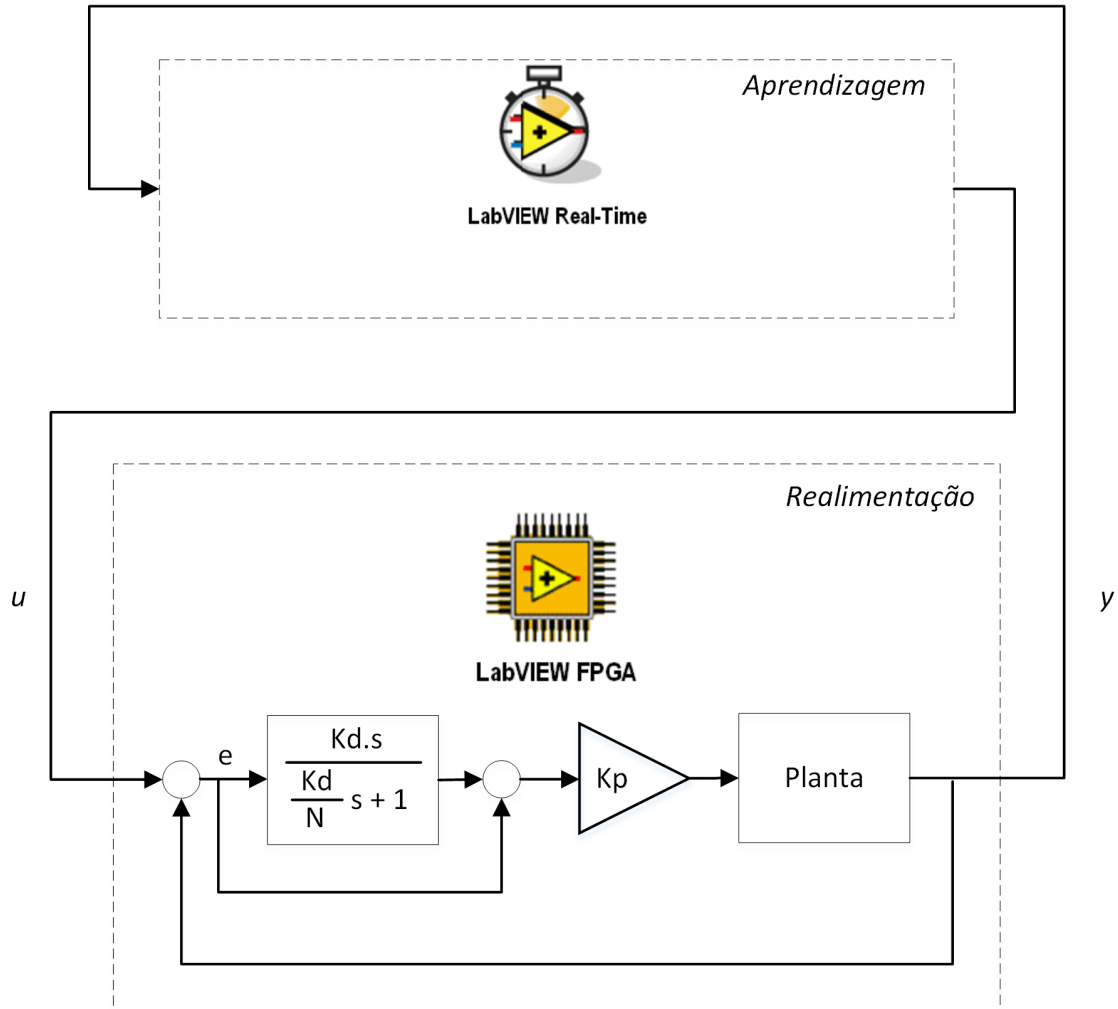


Figura A.2: Diagrama representativo da arquitetura de software para controle por aprendizagem. As leis de controle por aprendizagem são implementadas na camada *Real-Time* ao passo que a malha de realimentação é feita em *FPGA*.

A.3 Software para controle por aprendizagem iterativa

Baseado na arquitetura de software esquematizada na Figura A.2 o primeiro software para controle por aprendizagem implementa a técnica *ILC*. A interface foi construída de modo a permitir ajuste dos parâmetros $K_{p_{ILC}}$ e $K_{d_{ILC}}$ do algoritmo PD, além dos parâmetros para o controlador por realimentação, K_p , K_d e K_N . Tam-

bém são dispostos controles para ajuste de parâmetros de tempo de amostragem, tanto para a camada *FPGA* como *RT*. Uma imagem ilustrativa da interface é mostrada na Figura A.3. Os indicadores gráficos contidos na parte superior da imagem apresentam de forma contínua o sinal de controle *ILC*, onda de referência junto a onda rastreada e o erro associado, respectivamente. Adicionalmente os indicadores gráficos da parte inferior mostram estes mesmos sinais, porém relativos apenas à última iteração corrente, fornecendo uma ideia sólida sobre a evolução dos sinais ao longo das iterações.

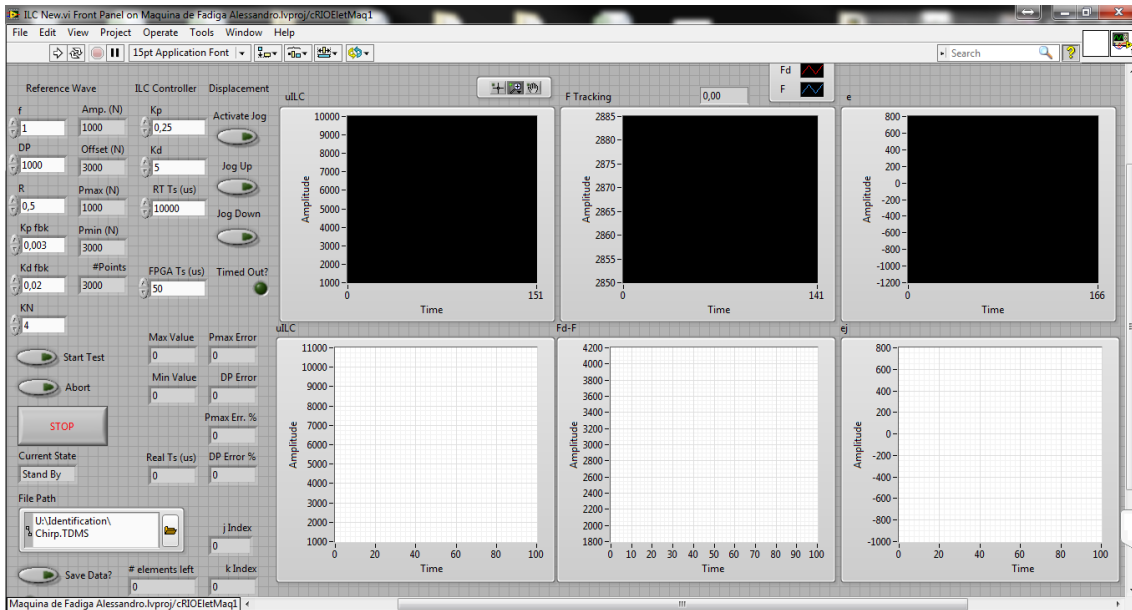


Figura A.3: Interface de Software para controle por Aprendizagem Iterativa. Permite configuração de parâmetros tanto do controlador *ILC* como do controlador PD por realimentação.

A.4 Software para controle Repetitivo

Este software também é baseado na arquitetura da Figura A.2 e também apresenta opções de configurações de tempo e do controladores por realimentação e aprendizagem. Sua interface está ilustrada na Figura A.4, na qual contém os gráficos do sinal de controle *RC*, *feedback*, rastreamento e erro de rastreamento. Também permite configurar os parâmetros do controlador *RC* (ϕ e γ) e ligar/desligar a função de aprendizagem

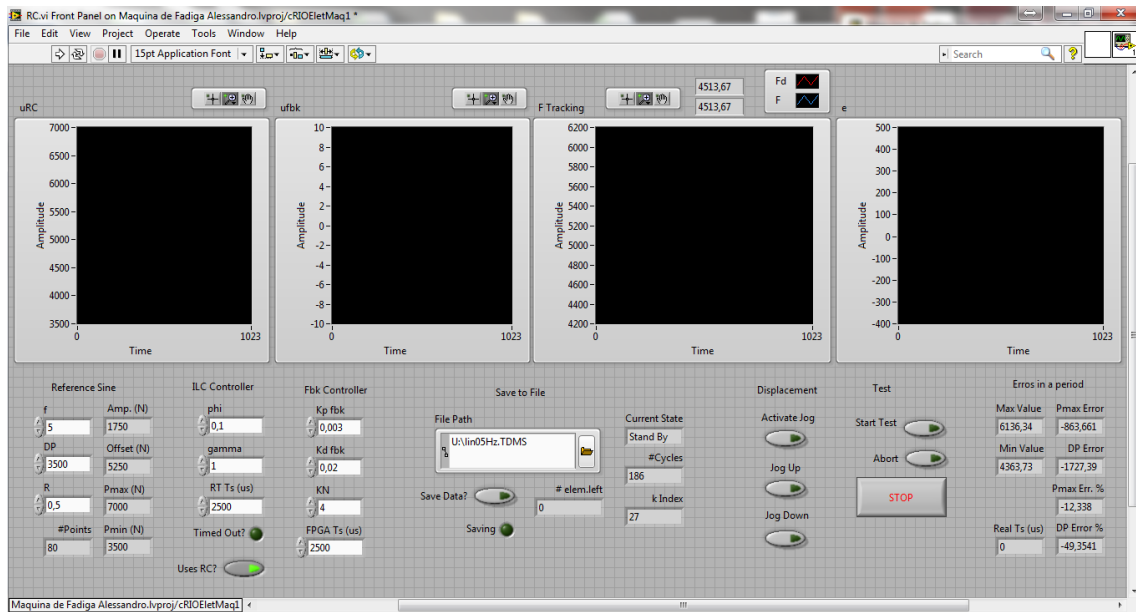


Figura A.4: Interface de Software para Controle Repetitivo. Permite configuração de parâmetros tanto do controlador RC como do controlador PD por realimentação.