

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

ERIC RYUTA NAKAO

Estudo e introdução ao método de controle ILC em um motor CC

São Carlos
2023

ERIC RYUTA NAKAO

Estudo e introdução ao método de controle ILC em um motor CC

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Mecatrônica, da Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Mecatrônico.

Orientadora: Prof. Dr. Maíra Martins da Silva

VERSÃO CORRIGIDA

São Carlos

2023

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

N163e Nakao, Eric Ryuta
Estudo e introdução ao método de controle ILC em
um motor CC / Eric Ryuta Nakao; orientadora Maira
Martins da Silva. São Carlos, 2023.

Monografia (Graduação em Engenharia Mecatrônica)
-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2023.

1. Controle de Aprendizado Iterativo. 2. Sistemas
de Controle . 3. Simulink. I. Título.

FOLHA DE AVALIAÇÃO

Candidato: Eric Ryuta Nakao

Título: Estudo e introdução ao método de controle ILC em um motor CC

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo
Curso de Engenharia Mecatrônica

BANCA EXAMINADORA

Professora Dra. Maíra Martins da Silva
(Orientador)

Nota atribuída: 9,0 (nove, zero)

Maíra M. da Silva

(assinatura)

Professor Dr. Adriano Almeida Gonçalves Siqueira

p/

Nota atribuída: 9,0 (nove, zero)

Maíra M. da Silva

(assinatura)

Engenheiro Mestre Heitor Antônio Pereira da Silva

p/

Nota atribuída: 9,0 (nove, zero)

Maíra M. da Silva

(assinatura)

Média: 9,0 (nove, zero)

Resultado: APROVADO

Data: 14 / 07 / 2023.

Este trabalho tem condições de ser hospedado no Portal Digital da Biblioteca da EESC

SIM ☒ NÃO ☐ Visto do orientador Maíra M. da Silva

RESUMO

Nakao, E. R. **Estudo e introdução ao método de controle ILC em um motor CC.**2023. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

Este trabalho aborda um estudo feito sobre o método de controle de aprendizado iterativo, ou *iterative learning control* (ILC) para um motor CC. O método ILC é uma técnica de controle que visa melhorar o desempenho de sistemas que realizam tarefas repetitivas pelo aprendizado das execuções passadas. O presente trabalho objetivou mostrar o uso e estudo de uma arquitetura paralela do método para o controle do motor apresentado. Utilizou-se inicialmente de simulações do Simulink visando verificar a estabilidade e convergência do sistema com a arquitetura em estudo. Concluídas as simulações, desenvolveu-se o sistema de controle no programa LabVIEW, agora para o sistema físico real. Utilizando diferentes sinais de entrada e funções de aprendizado para os testes, concluiu-se que o sistema proposto apresentou resultados satisfatórios de controle.

Palavras-chave: Iterative Learning Control (ILC). Sistemas de controles. Simulink.

ABSTRACT

NAKAO, E, R. **Studies and introduction to the ILC method of controlon a CC motor.** 2023. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2023.

This work shows a study of the Iterative Learning Control (ILC) method for a DC motor. The ILC method is a control technique that aims to improve the performance of systems that perform repetitive tasks through learning from previous executions. The objective of this work aimed to present the use and a study of the parallel architecture of the ILC method for the given motor. Simulink simulations were initially used to verify the stability and converge of the system with the architecture being studied. Once the simulations were concluded, the control system was then developed in the LabVIEW program for the real system. Using a variety of input signals and learning functions for the tests, it was concluded that the proposed system presented satisfactory results for the control.

Keywords: Iterative Learning Control (ILC), Control systems, Simulink.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	8
1.1 Introdução ao tema	8
1.2 Motivações.....	8
1.3 Objetivos.....	9
1.4 Procedimentos	10
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	11
2.1 Malha aberta e malha fechada.	11
2.2 Controladores PID.....	13
2.3 Critério de estabilidade Nyquist.....	14
2.4 Espaço de Estados.....	15
2.5 Controle Digital	15
3 CONTROLE POR APRENDIZAGEM ITERATIVA (ILC)	16
3.1 ILC no tempo contínuo.....	17
3.1.1 ILC em malha aberta	18
3.1.2 ILC em malha fechada.....	19
3.2 ILC no tempo discreto.....	21
3.2.1 Análise de estabilidade.....	24
3.2.2 Desempenho do controlador ILC	25
3.2.3 Comportamento da aprendizagem no regime transitório	26
3.2.4 Configurações para sistemas ILC com controle feedback	27
4 SIMULAÇÕES NO MATLAB E SIMULINK	29
4.1 Descrição do sistema.....	29
4.2 Simulação no Simulink	31
4.3 Resultados experimentais	33
5 EXPERIMENTOS PRÁTICOS.....	39
5.1 Descrição do sistema no LabVIEW	39
5.2 Resultados experimentais	40
6 CONCLUSÃO	54
REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução ao tema

Controle por aprendizagem iterativa (Iterative Learning Control, ou ILC), é uma técnica de controle desenvolvida para melhorar o desempenho de sistemas que operam sob repetição (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE 2006), isto é, repetem a mesma trajetória de referência, mesmas condições iniciais e mesmos distúrbios, melhorando o desempenho do controle por meio de aprendizado das iterações passadas.

O controle feito por meio do ILC consegue gerar um sinal de controle que gere um erro em relação à referência mínimo, mesmo com perturbações no sistema (desde que cíclicas) e incertezas sobre o modelo adotado do sistema físico real por meio da prática. Como o sinal é gerado por meio da prática em relação aos erros passados, o sistema tende a ser robusto contra possíveis incertezas na planta (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE 2006)..

“[...] Uma simples analogia (do ILC) é a de praticar repetitivamente uma composição musical no piano até a sua performance desejada (OWENS, 2016, p. 6)”

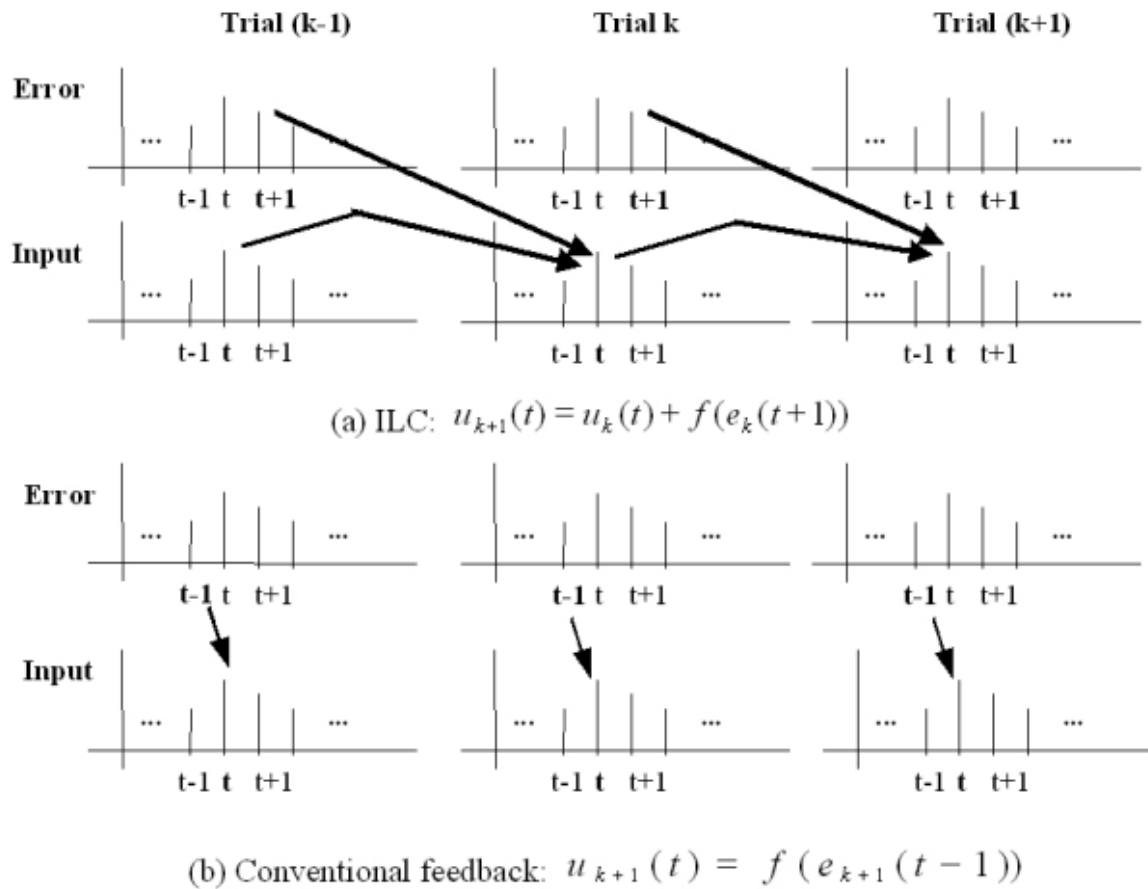
Uma das limitações, no entanto, provém de ruídos e perturbações não cíclicas sobre o sistema. Como o ILC se baseia nas iterações passadas, sinais não cíclicos não são rejeitados pelo sinal de controle e podem até “contaminar” o sinal de controle ótimo. Nestes casos, é aconselhado o uso de uma combinação de controle ILC e controle por feedback, com o controlador de feedback atenuando os sinais não cíclicos, como mencionado por BRISTOW, THARAYIL E ALLEYNE (2006).

1.2 Motivações

A motivação sobre tal tema nasceu da curiosidade de outros métodos de controle além do controle por feedback mostrado nas salas de aula e pelas limitações do controle por feedback.

Uma análise sobre controles por feedback mostra que os outputs são gerados somente dado um input no sistema, e consequente sinal de erro gerado, sempre havendo um delay no controle, mesmo para controladores com bom design. A figura 1.1 mostra o fenômeno descrito, onde a figura 1.1b mostra o atraso entre o controle (*input*) e o erro (*error*) do sistema. Observa-se que o erro $t - 1$ atua sobre o controle t , estando sempre defasado em um tempo. O controle ILC por outro lado, representado na figura 1.1a, atua prevendo o erro, onde o controle t recebe influência do erro $t + 1$ da iteração passada.

Figura 1.1 – Comparação entre a formulação dos inputs entre ILC e Feedback



Fonte: MOORE (s.d.)

Além do mais, para sistemas que se utilizam somente de controle feedback simples, repetições das iterações não levam a melhoria do sinal de controle. Na figura 1.1b, as iterações não interagem umas com as outras. Dessa forma, variáveis ricas em informação como erros passados não são aproveitados, salvo casos de re-design do controlador por parte do projetista.

1.3 Objetivos

Visto as motivações anteriores, o presente trabalho teve como objetivos os seguintes pontos:

- Realizar um estudo sobre o método ILC
- Formalismo teórico do ILC para a sua implementação
- Aplicação do método no Simulink
- Aplicação do método no sistema físico

1.4 Procedimentos

Inicia-se o presente trabalho com uma revisão sobre conteúdos de controle e feedback, necessários durante a elaboração dos sistema de controle. Em seguida é introduzido o método de controle ILC, juntamente com seus formalismos matemáticos necessários e requisitos iniciais. São mostradas inicialmente simulações no MATLAB e Simulink com a aplicação do método para a verificação da estabilidade e convergência do sistema. Por fim apresenta-se a aplicação do método no sistema físico real pelo programa LabVIEW junto de testes e análises realizados.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta seção busca uma revisão sobre conceitos e conhecimentos sobre sistemas de controles que serão úteis durante o decorrer deste trabalho. São abrangidos conceitos sobre a teoria do controle de feedback para uso posterior nas seções seguintes. O formalismo matemático do método de controle ILC será dado no capítulo 3.

Inicia-se com uma revisão sobre as definições de malha aberta e malha fechada e controladores PID, que serão utilizados na estabilização da planta e no método de controle ILC. Em seguida, é mostrado o uso do controle por resposta em frequência e seu método de estabilidade de Nyquist, utilizados durante o ILC em tempo contínuo. Por fim, tem-se a definição de espaço de estados e controle digital, utilizados durante o ILC no tempo discreto.

2.1 Função Transferência em Malha Aberta e Malha Fechada

A função de transferência de um sistema de controle pode ser definida pela seguinte forma, de acordo com o livro “Sistemas de Controle para Engenharia 6.ed. p. 69: “[...] a função $H(s)$ – função transferência – é uma função que representa o ganho de transferência entre a entrada do sistema ($U(s)$) e a saída do sistema ($Y(s)$)”. Em termos matemáticos tem-se

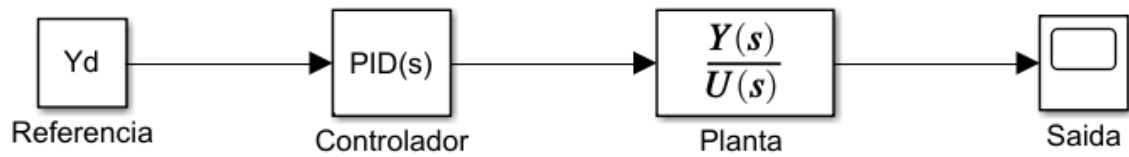
$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.1)$$

De acordo com a estrutura do sistema, podem-se dividir os tipos de função transferência em dois: Malha aberta e Malha fechada.

Do livro “Sistemas de Controle para Engenharia 6.ed. p. 6”, para o um sistema do tipo “Malha Aberta”: “[...] se refere ao fato de que não existe um caminho fechado em torno do qual os sinais percorrem o diagrama de blocos”.

Um exemplo de sistema do tipo malha aberta é dado na figura 2.1, que descreve um exemplo de sistema em malha aberta. A principal característica mostrada na figura é o fato do sistema não possuir um caminho fechado nele mesmo.

Figura 2.1 – Exemplo de um sistema de controle em Malha Aberta



Fonte: Elaboração própria

Nesse tipo de sistema, a função transferência $H(s)$ do sistema é

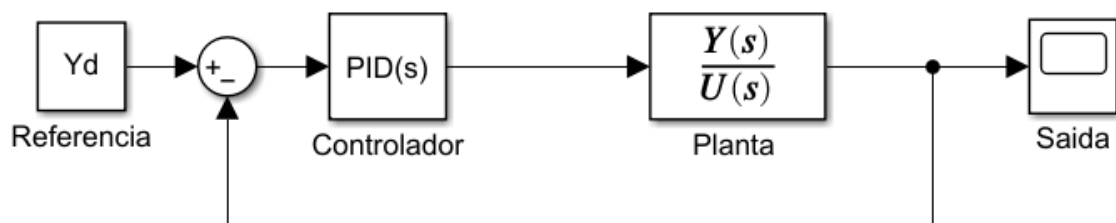
$$H(s) = G(s) * F(s) \quad (2.2)$$

onde $G(s)$ corresponde à função da planta do sistema e $F(s)$ à função do controlador.

Ao contrário do sistema em “Malha Aberta”, no sistema de “Malha Fechada”, ou de “Feedback”, existe um caminho fechado no diagrama de blocos, usualmente entre a saída do sistema e a referência na entrada, exemplificado pela figura 2.2.

Nos sistemas de malha fechada, a saída gerada é medida por um sensor e este valor medido é reutilizado como informação de correção (FRANKLIN, POWELL, EMAMI-NAEINI, 2013). Com essa informação, é gerado um sinal de correção na entrada do controlador para que ocorra a adequação da saída do sistema ao sinal de referência.

Figura 2.2 – Exemplo de um sistema de controle em Malha Fechada



Fonte: Elaboração própria

No sistema de malha fechada, a função transferência $H(s)$ é

$$H(s) = \frac{G(s) * F(s)}{1 + G(s) * F(s)} \quad (2.3)$$

2.2 Controladores PID

O controlador PID, ou controlador de três termos, representado pela figura 2.3, é um controlador em que o componente que calcula o sinal de controle é composto por três tipos de termos (FRANKLIN, POWELL, EMAMI-NAEINI, p 160, 2013):

Dado o controlador PID $F(s)$

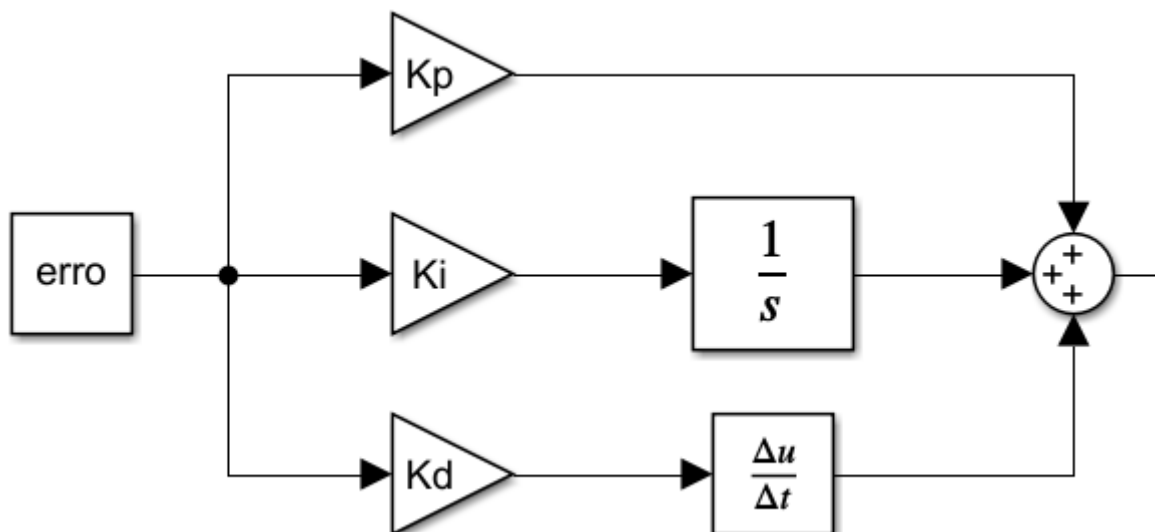
$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (2.4)$$

k_p é o termo proporcional, k_i , o termo integral e k_d o termo derivativo.

O termo proporcional k_p tem o efeito de aumentar o sinal de controle proporcionalmente ao sinal de erro (TILBURY, MESSNER, s.d.). Dessa forma, conforme o aumento do valor de k_p , o sistema tende a responder mais rapidamente, mas com maior sobressinal gerado. Outro efeito é que a ação proporcional reduz o erro de regime permanente, mas pode não conseguir leva-lo à zero.

O termo derivativo adiciona ao sistema a capacidade de “antecipar” o erro (TILBURY, MESSNER, s.d.), de tal forma que o sinal gerado depende do crescimento (ou decrescimento) do erro e não de sua magnitude. Isto é, a ação antecipatória do termo tende a adicionar amortecimento ao sistema, diminuindo o sobressinal. Também tem importante efeito também de suavizar sinais instantâneos (FRANKLIN, POWELL, EMAMI-NAEINI , p 162, 2013).

Figura 2.3 – Controlador PID



Fonte: Elaboração própria

No termo integral, o sinal gerado depende, além da magnitude do erro, da quantidade de tempo que o erro entra no controlador (TILBURY, MESSNER, s.d.). É dessa forma utilizado como forma de diminuir e eliminar o erro em regime permanente nos sistemas.

2.3 Critério de estabilidade de Nyquist

O critério de estabilidade de Nyquist é um dos métodos de controle utilizado para determinar a estabilidade do sistema. Baseado no princípio do argumento de Cauchy, relaciona a resposta em frequência de malha aberta com o número de polos de malha fechada do sistema no semi-plano direito (SPD) (FRANKLIN, POWEL, EMAMI-NAEINI, p 274, 2013). O mesmo algoritmo do critério da estabilidade de Nyquist foi utilizado no presente trabalho a fim de verificar a estabilidade do sistema ILC.

Dado um sistema em malha fechada com planta $G(s)$ e controlador $F(s)$, a análise do critério da estabilidade de Nyquist tem início no mapeamento da função $F(s) * G(s)$ do plano- s para o plano- ω , com tal mapeamento feito com $s = j\omega$, variando ω de tal maneira a envolver o SPD inteiro (FRANKLIN, POWELL, EMAMI-NAEINI, p 276, 2013). Esse mapeamento permite identificar o número Z de zeros do sistema através da contagem do número N de envoltimentos no sentido horário no ponto $(-1,0)$ do plano- ω pela seguinte equação:

$$Z = N + P \quad (2.5)$$

onde P corresponde ao número de polos da equação característica no SPD. Como $1 + F(s) * G(s)$ possui os mesmos polos de $F(s) * G(s)$, o valor P pode ser encontrado facilmente (CHEEVER, 2005a).

2.4 Espaço de Estados

Trata-se de um método em que as equações diferenciais que descrevem um sistema são organizadas a formarem um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, conforme mostrado em (CHEEVER, 2005b) tal que o sistema é representado por

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned}$$

onde A, B, C, D são matrizes do sistema, x é o vetor de estado do sistema, y é a saída a ser estudada e u o vetor de entrada.

Dessa maneira, a representação do sistema físico em matrizes e EDOs de primeira ordem facilita os cálculos e simulações feitas por uso meios computacionais, largamente utilizados no controle atual. A notação compacta também auxilia na representação de sistemas muito grandes por serem reduzidas a duas simples equações (CHEEVER, 2005b).

A modelagem no espaço de estados é utilizada por BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE (2006) durante as análises do sistema ILC.

2.5 Controle Digital

Diferentemente do controle no tempo contínuo, o controle digital é empregado para o tempo discreto. Isso gera uma diferença na formulação das equações, isto é, a transformada de Laplace antes utilizada é substituída pela transformada Z (FRANKLIN, POWELL, EMAMI-NAEINI, 2013, p. 487).

Para aplicações que se utilizam de amostragem de sinais, como é o caso do controle por ILC, GUNNARSON e NORRLÖF (1997) recomendam os métodos de controle digital no lugar do controle no contínuo).

3 CONTROLE POR APRENDIZAGEM ITERATIVA (ILC)

Controle por aprendizagem iterativa ou *Iterative Learning Control* (ILC) é uma técnica de controle desenvolvida para sistemas que realizam operações repetitivas. É baseada no fato de que sistemas que executam a mesma tarefa repetidas vezes podem ter seu desempenho melhorado pelo aprendizado feito com informações de iterações passadas (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE 2006).

Uma analogia humana do ILC seria a de jogadores que praticam uma série de movimentos inúmeras vezes até atingirem a performance desejada. Em cada série, o jogador observa e analisa o seu movimento e, comparando-o com o movimento desejado, gera a informação de como melhorar a performance em relação às séries anteriores. Por fim, dado um número suficiente de treinos e aprendizados realizados à cada iteração, o jogador atinge a série de movimentos desejada.

Dessa maneira, o método ILC se torna recomendado para sistemas realizam a mesma tarefa nas mesmas condições repetidamente (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE 2006). Para esses sistemas, o uso único de controle sem aprendizado leva a uma resposta que apresenta os mesmos erros em todas as iterações. Mesmo com a informação disponível sobre os erros das iterações passadas, tais dados podem acabar sendo inutilizados em técnicas de controle sem aprendizado. O objetivo então do ILC é o de fazer uso dos erros gerados nas iterações passadas para melhorar aproximar a saída da referência nas próximas iterações, mesmo diante de incertezas da planta adotada (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE, 2006).

Para o uso e aplicação do método ILC, H. -S. AHN, Y. CHEN e K. L. MOORE (2007) citam a necessidade de alguns postulados a serem seguidos:

- Todas as iterações acabam em uma duração de tempo fixa;
- Ocorre a repetição do estado inicial do sistema, isto é, é possível o reset do estado inicial no início de cada iteração;
- A invariância dos sistemas dinâmicos é garantida durante as repetições;
- A saída do sistema é medida de forma determinística;
- A dinâmica do sistema é determinística.

Conforme BRISTOW, THARAYIL e ALLEYNE (2006), mesmo para sistemas com as características anteriormente citadas, o ILC pode ter seu desempenho diminuído por ruídos e perturbações não cíclicas nos sinais durante a aquisição dos dados. Para tais sistemas, BRISTOW, THARAYIL e ALLEYNE (2006) colocam a utilização conjunta do controle ILC

e do controle por feedback como a melhor proposta. O uso do controle por feedback também foi recomendado para a estabilização de sistemas que não sejam estáveis em malha aberta.

As próximas seções mostram o detalhamento matemático do método ILC no tempo contínuo e no tempo discreto para sistemas lineares, juntamente com os métodos em malha aberta e malha fechada.

3.1 ILC no tempo contínuo

Apresenta-se aqui uma descrição para o método ILC no tempo contínuo a fim de introduzir modelos de malha (aberta ou fechada) e deduções matemáticas. Como a amostragem do sinal de erro é feita digitalmente, o tempo discreto é o mais indicado para a aplicação do método (GUNNARSON, NORRLÖF 1997). Ainda assim, as ideias principais das equações a seguir são aplicáveis ao método discreto (GUNNARSON, NORRLÖF 1997).

Conforme GUNNARSON e NORRLÖF (1997), o aprendizado de um sistema com ILC se dá com os erros $E_j(s)$ das iterações passadas, tal que:

$$E_j(s) = Y_d(s) - Y_j(s) \quad (3.1)$$

onde j corresponde ao índice da iteração presente.

O sinal de erro $E_j(s)$ gerado é utilizado então para melhorar a resposta do sistema pela geração de um novo sinal de entrada $U_{j+1}(s)$. São mostrados vários métodos para a geração de U_{j+1} na literatura. Para este trabalho será considerado a equação de aprendizado:

$$U_{j+1}(s) = U_j(s) + \Delta U_j(s) \quad (3.2)$$

onde $\Delta U_j(s)$ é dado por:

$$\Delta U_j(s) = L(s)E_j(s) \quad (3.3)$$

sendo $L(s)$ a função de aprendizado.

A função de aprendizado é considerada um tipo de filtro, com diversos tipos de combinações possíveis. GUNNARSON e NORRLÖF (1997) mostram os seguintes tipos de filtros:

$$L(s) = \gamma \text{ (filtro do tipo P)} \quad (3.4)$$

$$L(s) = \gamma s \text{ (filtro do tipo D)} \quad (3.5)$$

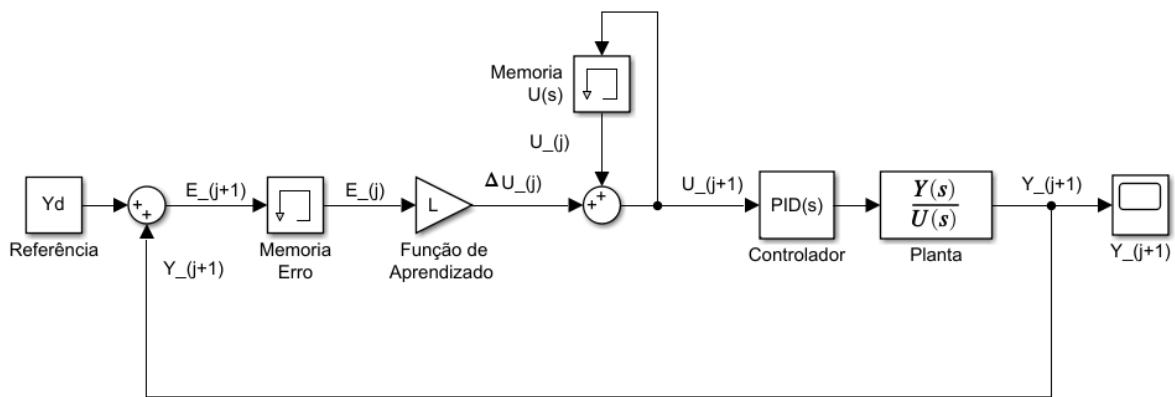
$$L(s) = \gamma_1 + \gamma_2 s \text{ (filtro do tipo PD)} \quad (3.6)$$

onde γ_i é uma constante.

É importante também notar como o erro do aprendizado é definido. Definir $e_j(t)$ como o erro de velocidade do sistema e usar $L(s) = \gamma$ é equivalente a definir $e_j(t)$ como o erro de posição com $L(s) = \gamma s$ (GUNNARSON, NORRLÖF 1997)..

3.1.1 ILC em malha aberta

Figura 3.1 – ILC em malha aberta



Fonte: Elaboração própria

Conforme GUNNARSON e NORRLÖF (1997), o ILC em malha aberta faz a regulação do sinal de saída $Y_j(s)$ somente com o valor de $U_j(s)$. Isto significa que não há um feedback direto entre a saída $Y_j(s)$ e ela mesma na mesma iteração. A figura 3.1 ilustra o diagrama de blocos do ILC em malha aberta. Na figura 3.1, a saída do sistema é computada de volta em E_{j+1} , mas não é utilizada na mesma iteração. Percebe-se que as entradas e saídas nos blocos de armazenamento, nomeados “Memória” são defasados de uma iteração não fechando um ciclo de feedback direto.

A equação que define a saída $Y_j(s)$ do sistema é dada por:

$$Y_j(s) = G(s)F(s)U_j(s) \quad (3.8)$$

onde $G(s)$ representa a planta do sistema e $F(s)$ o controlador

Com as equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.8) anteriores, é possível a dedução do critério de estabilidade do erro. Considera-se inicialmente:

$$E_{j+1}(s) = Y_d(s) - Y_{j+1}(s) = Y_d(s) - F(s)G(s)U_{j+1}(s)$$

Com (3.2) e (3.3) definindo U_{j+1} :

$$\begin{aligned} E_{j+1}(s) &= Y_d(s) - F(s)G(s)U_j(s) - F(s)G(s)L(s)E_j(s) \\ &= E_j(s) - F(s)G(s)L(s)E_j(s) = (1 - F(s)G(s)L(s))E_j(s) \end{aligned}$$

Dessa forma:

$$E_{j+1}(s) = [1 - F(s)G(s)L(s)] * E_j(s) \quad (3.9)$$

Visando o decrescimento de $E_j(s)$ para que o erro tenda a zero (GUNNARSON, NORRLÖF 1997), tem-se o seguinte critério de convergência para o ILC de malha aberta no tempo contínuo:

$$|1 - L(i\omega)F(i\omega)G(i\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (3.10)$$

Esse critério pode ser interpretado da seguinte maneira: “[...] a curva de Nyquist de $L(i\omega)F(i\omega)G(i\omega)$ precisa estar dentro de um círculo de raio unitário centrado em um. Esse círculo é denotado na literatura como *learning circle*” (GUNNARSON, NORRLÖF 1997).

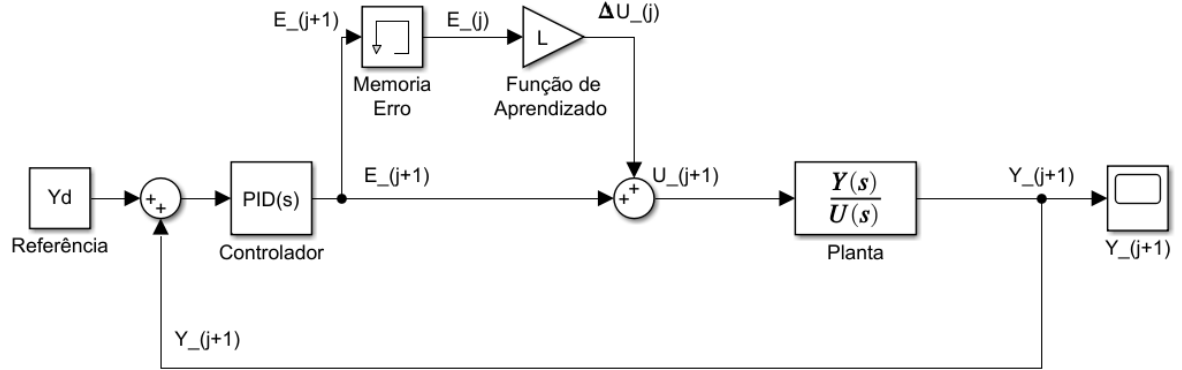
3.1.2 ILC em malha fechada

O ILC em malha fechada tem os mesmos princípios do ILC em malha aberta, mudando o fato de $Y_j(s)$ receber agora influência dele mesmo na mesma iteração (GUNNARSON, NORRLÖF 1997). Analisando a figura 3.2 correspondente ao ILC em malha fechada, percebe-se que $Y_j(s)$ tem um circuito fechado que alimenta tanto o ILC quanto o controlador feedback..

Para o ILC em malha fechada, a literatura mostra diversos tipos de estruturas diferentes, sendo as principais diferenças dadas durante a nomenclatura dos erros e entrada de ΔU_j (BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE, 2006). GUNNARSON e NORRLÖF (1997) mostram um dos tipos de ILC em malha fechada, onde E_j é determinado como

$$E_j(s) = \frac{F(s)Y_d(s)}{1 + F(s)G(s)} - \frac{F(s)G(s)}{1 + F(s)G(s)} \Delta U_j(s) \quad (3.11)$$

Figura 3.2 – ILC em malha fechada



Fonte: Elaboração própria

A função de $Y_j(s)$ é agora:

$$Y_j(s) = \frac{F(s)G(s)}{[1 + F(s)G(s)]} * [Y_d(s) + U_j(s)] \quad (3.12)$$

Baseando-se no mesmo princípio utilizado para a equação (3.9), com $Y_j(s)$ representado em (3.12), tem-se E_{j+1} como a seguinte expressão:

$$E_{j+1}(s) = [1 - G_c(s)L(s)]E_j(s) \quad (3.13)$$

onde $G_c(s) = \frac{F(s)G(s)}{1+F(s)G(s)}$

Chega-se a um critério de convergência análogo ao observado no ILC de malha aberta:

$$|1 - L(i\omega)G_c(i\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (3.14)$$

A condição se mantém a mesma, salvo a diferença vista entre o $F(s)G(s)$ do método em malha aberta em contraste com $G_c(s)$ da malha fechada

3.2 ILC no tempo discreto

Como mostrados em H. -S. AHN, Y. CHEN e K. L. MOORE (2007), pelo grade uso do método ILC em sistemas baseados em microprocessadores para armazenamento e processamento dos dados passados, normalmente amostrados, mostra-se desejável a formulação do ILC usando o tempo discreto ou o tempo amostrado. Consideramos então o seguinte sistema discreto linear e invariante no tempo (LIT) com uma entrada e uma saída (SISO):

$$y_j(k) = P(q)u_j(k) + d(k) \quad (3.15)$$

onde k é o índice temporal, j o índice da iteração, $y_j(k)$ a saída do sistema na iteração j e amostra k , $u_j(k)$ o comando de controle, $d(k)$ pode englobar perturbações, condições iniciais não nulas e q é o operador de avanço de tempo, definido por $qx(k) \equiv x(k+1)$. A planta $P(q)$ é uma função racional de q e podemos considera-la BIBO estável. Caso não seja, é possível estabilizar o sistema com uso do controlador em malha fechada e aplicar posteriormente o ILC ao sistema estabilizado na malha fechada.

Para um sistema com N amostras, onde haja um delay ou grau relativo $m \geq 0$ na planta do sistema, tem-se a seguinte relação de entradas e saídas:

$$\begin{aligned} u_j(k), k &\in \{0, 1, \dots, N-1\}, \\ y_j(k), k &\in \{m, m+1, \dots, N+m-1\}, \\ d(k), k &\in \{m, m+1, \dots, N+m-1\}, \end{aligned}$$

Como uma entrada $u_{j(k)}$ leva um número de amostras igual ao grau relativo da planta para começar a afetar a saída $y_j(k)$, tem-se as saídas começando em m e o input em 0 para que ocorre esse ajuste. É considerado $m = 1$, sem perda de generalidade das fórmulas mostradas a seguir.

A referência do sistema é dada dessa forma por:

$$y_d(k), k \in \{m, m+1, \dots, N+m-1\}$$

Definidas saída do sistema $y_j(k)$ e sinal de referência $y_d(k)$ tem-se o sinal de erro como

$$e_j(k) = y_d(k) - y_j(k)$$

O sistema também pode ser representado na forma de espaço de estados

$$x_j(k+1) = Ax_j(k) + Bu_j(k) \quad (3.16)$$

$$y_j(k) = Cx_j(k) \quad (3.17)$$

Podemos reescrever o sistema no formato da (3.15) com

$$y_j(k) = C(qI - A)^{-1}Bu_j(k) + CA^k x_j(0)$$

onde

$$P(q) = C(qI - A)^{-1}Bu_j(k)$$

$$d_j(k) = CA^k x_j(0)$$

Nessa representação, $d_j(k)$ é a resposta natural do sistema à condição inicial $x_j(0)$.

Um dos algoritmos de aprendizado ILC mais utilizados é mostrado por Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) como

$$u_{j+1}(k) = Q(q)[u_j(k) + L(q)e_j(k+1)] \quad (3.18)$$

$Q(q)$ e $L(q)$ são funções racionais e são chamadas de filtro-Q e função de aprendizado respectivamente. Segundo M. Scheel (2015), $Q(q)$ pode ser utilizado como um filtro não causal com ganho ≤ 1 , chamado de *forgetting factor*, para aumentar a robustez do sistema contra ruídos de medição e distúrbios. No presente trabalho, considera-se o uso de $Q(q) = 1$.

BRISTOW, THARAYIL e ALLEYNE (2006) mostram duas representações dos sistemas ILC para as análises posteriores. Uma corresponde à forma “levantada” do sistema, utilizada para análises no domínio do tempo, e outra à forma no domínio z , para o domínio da frequência.

A forma levantada é representada como um empilhamento dos sinais de entrada e saída em vetores onde

$$\begin{bmatrix} y_j(1) \\ y_j(2) \\ \vdots \\ y_j(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & \cdots & 0 \\ p_2 & p_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_N & p_{N-1} & \cdots & p_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_j(0) \\ u_j(1) \\ \vdots \\ u_j(N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d(1) \\ d(2) \\ \vdots \\ d(N) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

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

com

$$P(q) = p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2} + p_3 q^{-3} + \cdots \quad (3.20)$$

onde os coeficientes p_k são os parâmetros de Markov da planta. Para sistemas representados na forma do espaço de estados, $p_k = CA^{k-1}B$.

Utilizando-se do algoritmo de aprendizado representado em (3,18), teríamos na forma levantada

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{j+1}(0) \\ u_{j+1}(1) \\ \vdots \\ u_{j+1}(N-1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} q_0 & q_{-1} & \cdots & q_{-(N-1)} \\ q_1 & q_0 & \cdots & q_{-(N-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{N-1} & q_{N-2} & \cdots & q_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_j(0) \\ u_j(1) \\ \vdots \\ u_j(N-1) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} l_0 & l_{-1} & \cdots & l_{-(N-1)} \\ l_1 & l_0 & \cdots & l_{-(N-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ l_{N-1} & l_{N-2} & \cdots & l_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_j(1) \\ e_j(2) \\ \vdots \\ e_j(N) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

onde

$$Q(q) = \cdots + q_{-2}q^2 + q_{-1}q^1 + q_0 + q_1q^{-1} + q_2q^{-2} \cdots$$

$$L(q) = \cdots + l_{-2}q^2 + l_{-1}q^1 + l_0 + l_1q^{-1} + l_2q^{-2} \cdots$$

O ILC permite que $Q(q)$ e $L(q)$ sejam funções não causais. Quando são funções causais, $q_{-1} = q_{-2} = \cdots = 0$ e $l_{-1} = l_{-2} = \cdots = 0$, levando $Q(q)$ e $L(q)$ a serem matrizes triangulares inferiores.

Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) mostram que a forma de representação do sistema no domínio z é obtida substituindo-se q por z nas equações anteriormente mostradas. No entanto, é comentado também que nessa transformação é necessário que $N = \infty$ devido ao fato de que a transformação- z requer que os sinais sejam definidos em um espectro de tempo infinito. Como aplicações reais do ILC possuem N finito, a representação no domínio z é dada como uma aproximação do sistema real.

O sistema é representado no domínio z como

$$Y_j(z) = P(z)U_j(z) + D(z) \quad (3.22)$$

$$U_{j+1}(z) = Q(z)[U_j + zL(z)E_j(z)] \quad (3.23)$$

Para sistemas com grau relativo $m \geq 1$, z é substituído na equação (3.24) acima por z^m .

3.2.1 Análise de Estabilidade

Foram mostradas na seção 3.1 condições de estabilidade no domínio s , seguindo o mostrado por GUNNARSON e NORRLÖF (1997). Nesta seção serão mostrados critérios de estabilidade para o ILC no tempo discreto, seguindo a teoria mostrada em Bristow, Tharayil e Alleyne (2006).

Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) definem a estabilidade de um sistema ILC (3.15) e (3.18) como assintoticamente estável (AE) se existir $\bar{u} \in \mathbb{R}$ tal que

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

e

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

Substituindo $e_j = (y_d - y_j)$ nas dinâmicas do sistema (3.5 e no algoritmo de aprendizado (3.21)

$$\mathbf{u}_{j+1} = \mathbf{Q}(\mathbf{I} - \mathbf{LP})\mathbf{u}_j + \mathbf{QL}(y_d - \mathbf{d}) \quad (3.24)$$

que representa a dinâmica em malha fechada no domínio j das iterações.

Sendo $\rho(A) = \max_i |\lambda_i(A)|$ o raio espectral da matriz A , então:

Teorema 1.

O sistema ILC (3.15), (3.18) é AE se e somente se

$$\rho(\mathbf{Q}(\mathbf{I} - \mathbf{LP})) < 1 \quad (3.25)$$

Quando Q e L forem causais, a matriz $Q(\mathbf{I} - \mathbf{LP})$ é triangular inferior e Toeplitz com autovalores repetidos dados por

$$\lambda = q_0(1 - l_0 p_1) \quad (3.26)$$

Nesse caso, a condição mostrada em (3.26) é simplificada a seguinte condição escalar

$$|q_0(1 - l_0 p_1)| < 1 \quad (3.27)$$

De (3.22) e (3.23), tem-se a dinâmica do sistema no domínio das iterações para a representação no domínio z dada por

$$U_{j+1}(z) = Q(z)[1 - zL(z)P(z)]U_j(z) + zQ(z)L(z)[Y_d(z) - D(z)] \quad (3.28)$$

A partir dessa equação, Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) mostram o seguinte teorema:

Teorema 2.

Se

$$\|Q(z)[1 - zL(z)P(z)]\|_\infty < 1 \quad (3.29)$$

então o sistema ILC (3.15) com (3.18) é AE para $N = \infty$.

Quando se tem $Q(z)$ e $L(z)$ como funções causais, (3.30) também implica que o sistema é AE para um sistema com duração finita, isto é, $N < \infty$. Por essa condição ser somente suficiente, é geralmente mais conservadora do que a condição necessária e suficiente mostrada em (3.25) (Bristow, Tharayil e Alleyne 2006).

3.2.2 Desempenho do controlador ILC

Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) relacionam o desempenho de um controlador ILC ao valor de erro assintótico do sistema. Para um sistema AE, o erro assintótico é definido por

$$\begin{aligned} e_\infty(k) &= \lim_{j \rightarrow \infty} e_j(k) = \lim_{j \rightarrow \infty} (y_d(k) - P(q)u_j(k) - d(k)) \\ e_\infty(k) &= y_d(k) - P(q)u_\infty(k) - d(k) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Na notação matricial levantada é definida por

$$\mathbf{e}_\infty = [\mathbf{I} - \mathbf{P}[\mathbf{I} - \mathbf{Q}(\mathbf{I} - \mathbf{L}\mathbf{P})^{-1}]\mathbf{Q}\mathbf{L}](\mathbf{y}_d - \mathbf{d}) \quad (3.31)$$

E na notação do domínio z por

$$E_\infty(z) = \frac{1 - Q(z)}{1 - Q(z)[1 - zL(z)P(z)]} [Y_d(z) - D(z)] \quad (3.32)$$

Em geral, o design do algoritmo em ILC é feito visando que o erro convirja a 0, isto é $e_\infty(k) = 0$ para todo k , independente da referência e de distúrbios repetitivos. Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) mostram no seguinte teorema as condições necessárias e suficientes para que isso aconteça

Teorema 3.

Supõe-se que P e Q não sejam identicamente nulos. Então, para o sistema ILC dado em (3.15) com (3.18), $e_\infty(k) = 0$ para todo k e para todo Y_d e d se, e somente se, o sistema é AE e $Q(q) = 1$.

3.2.3 Comportamento da aprendizagem no regime transitório

O comportamento do sistema no regime transitório é uma propriedade muito preocupante dos sistemas ILC, pois nem a magnitude do crescimento nem a sua taxa são relacionadas com as condições de estabilidade (Bristow, Tharayil e Alleyne 2006). Devidas às grandes magnitudes e taxa de crescimento, sistemas com um transiente ruim são muitas vezes confundidos com sistemas instáveis (Bristow, Tharayil e Alleyne 2006). Isso, aliado às limitações físicas dos sistemas, nos leva a concluir a importância do comportamento no transiente durante a escolha do algoritmo de aprendizagem dos sistemas ILC.

Dessa forma, para evitar os grandes transientes durante a aprendizagem, a convergência monotônica do sistema se torna desejável. O sistema (3.15) com (3.18) é monotonicamente convergente sobre uma norma $\|\cdot\|$ se

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

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

Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) mostram então os seguintes teoremas com os critérios para as convergências monotônicas dos sistemas representados nas formas levantada e no domínio z

Teorema 4

Sendo $\bar{\sigma}(\cdot)$ o máximo valor singular e $\|\cdot\|_2$ a norma Euclidiana, se o sistema (3.15) com (3.18) satisfaz

$$\gamma_1 \triangleq \bar{\sigma}(PQ(I - LP)P^{-1}) < 1 \quad (3.33)$$

então,

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

Teorema 5

Se um sistema (3.15) com (3.18) satisfaz

$$\gamma_1 \triangleq \|Q(z)[1 - zL(z)P(z)]\|_\infty < 1 \quad (3.34)$$

então,

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

Quando $Q(z)$ e $L(z)$ forem funções causais, (3.35) também na convergência monotônica para sistemas ILC com duração finita N . Nota-se que a condição de estabilidade para sistemas no domínio z (3.29) é idêntica a condição de convergência monotônica (3.34). Então, para sistemas com $Q(z)$ e $L(z)$ causais, a condição de estabilidade (3.29) implica em ambas estabilidade quanto convergência monotônica independente da duração N de iterações.

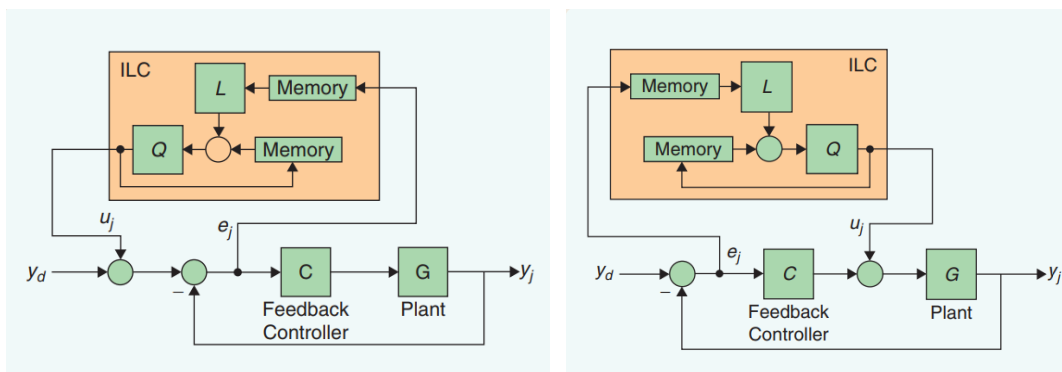
No entanto, em alguns casos, o comportamento do transiente de um sistema ILC pode ser mais importante do que a própria condição de estabilidade. Alguns autores apontam que mesmo sistemas instáveis de ILC podem utilizados efetivamente caso seu transiente tenha rápido decréscimo do erro. Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) definem essa propriedade como uma “estabilidade prática” onde o projetista realiza a aprendizagem do sistema até o ponto desejado de baixo erro, antes que o sistema comece a divergir.

3.2.4 Configurações para sistemas ILC com controle feedback

Como já apresentado anteriormente, o controle ILC por si só utiliza-se somente de ação em malha aberta, que não consegue lidar com distúrbios não cíclicos. Dessa forma, Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) afirmam que, nas aplicações práticas, é imprescindível o uso de um bom sistema de feedback juntamente com o ILC.

Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) apresentam duas formas de implementar o ILC em um sistema com controle feedback, mostradas nas figuras 3.3 e 3.4

Figuras 3.3 e 3.4 – Implementação conjunta de controle feedback e ILC



Fonte: Bristow, Tharayil e Alleyne (2006)

O sistema representado em 3.3 é referido em Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) como uma arquitetura em série, por apresentar a ação de controle do ILC na referência, antes da ação do controle feedback. Analisando a figura, pode se concluir que a arquitetura em série é útil para sistemas em que não é possível modificar diretamente o sinal de controle para a planta, atuando o ILC antes disso. Para esse tipo de sistema, as dinâmicas do sistema são

$$y_j = (1 + GC)^{-1}GCu_j + (1 + GC)^{-1}GCy_d \quad (3.35)$$

onde $(1 + GC)^{-1}GC$ equivale a P e $(1 + GC)^{-1}GCy_d$ a d

O sistema representado na figura 3.4 é então referido em Bristow, Tharayil e Alleyne (2006) como a arquitetura em paralelo, por apresentar a ação de controle juntamente à ação do controlador feedback, sendo elas combinadas antes de agirem sobre o sistema. A arquitetura em paralelo, por outro lado, é mais intuitiva e é possível a fácil separação entre o ILC e o controlador feedback. Conforme a convergência do ILC, o controlador feedback tende a atuar menos sobre o sistema. As dinâmicas do sistema com arquitetura em paralelo são dadas por

$$y_j = (1 + GC)^{-1}Gu_j + (1 + GC)^{-1}GCy_d \quad (3.36)$$

onde $(1 + GC)^{-1}G$ equivale a P e $(1 + GC)^{-1}GCy_d$ a d

As equações anteriormente descritas dos critérios de estabilidade e convergência monotônica são aplicáveis também para os sistemas citados acima, sendo necessária somente a substituição respectiva de P .

Analisando as equações (3.35) e (3.36), observa-se que desligando o controle ILC, ou seja, $u_j = 0$, resulta em ambos os casos nos sistemas normais do controle por feedback em relação a referência y_d . Dessa forma, para esses arranjos, o controle ILC pode ser desativado para trajetórias de referência que não se repitam sem afetar o desempenho do controle por feedback.

Para este trabalho, foi utilizada a arquitetura do tipo paralelo.

4 SIMULAÇÕES NO MATLAB E SIMULINK

Neste capítulo constam as simulações feitas no MATLAB e Simulink para uma visualização do método ILC. Utiliza-se da combinação dos métodos de controle ILC juntamente com o controle por feedback, seguindo a arquitetura paralelo, descrita na seção 3.2.4 anterior.

Este capítulo se inicia com a descrição do sistema físico utilizado como o sistema, utilizando-se dos critérios de estabilidade e convergência monotônica descritos nas seções de “Estabilidade” e “Comportamento da aprendizagem no regime transitório” do capítulo 3.

São por fim mostrados a aplicação do método ILC em simulações no MATLAB e Simulink. Mostra-se inicialmente a arquitetura do sistema proposto. Em seguida são mostrados os resultados das simulações para diversas funções referência.

4.1 Descrição do sistema

A planta $G(s)$ a ser utilizada para as simulações é o modelo matemático de do motor CC utilizado durante as primeiras práticas de laboratório da disciplina “SEM0536 – Sistemas de Controles 1”, em que a planta é modelada como

$$G(s) = \frac{\theta_l}{V_m}(s) = \frac{3674}{s^2 + 37s} \quad (4.1)$$

onde θ_l é a posição angular da carga e V_m a tensão aplicada ao motor. A representação matemática do modelo pode ser encontrada nas páginas iniciais da primeira prática de laboratório.

Com um controlador $K_p = 0.1$ para o feedback e $T = 0.05$, sendo T a taxa de amostragem, temos a planta $P(z)$ com (3.37) como

$$P = \frac{G}{1 + GC} = \frac{G}{1 + GK_p} =$$

$$P(z) = \frac{2.525z + 1.358}{z^2 - 0.7594z + 0.1572} \quad (4.2)$$

Com P definido em (4.2), procura-se os parâmetros do sistema para utilização nos critérios de estabilidade assintótica mostrados no capítulo anterior. Com Q e L sendo funções causais, podemos utilizar (3.28) para termos um valor inicial de L . Considerando a função de aprendizado proporcional (3.4)

$$B = [1 \ 0]^T$$

$$C = [2.5250 \ 1.3578]$$

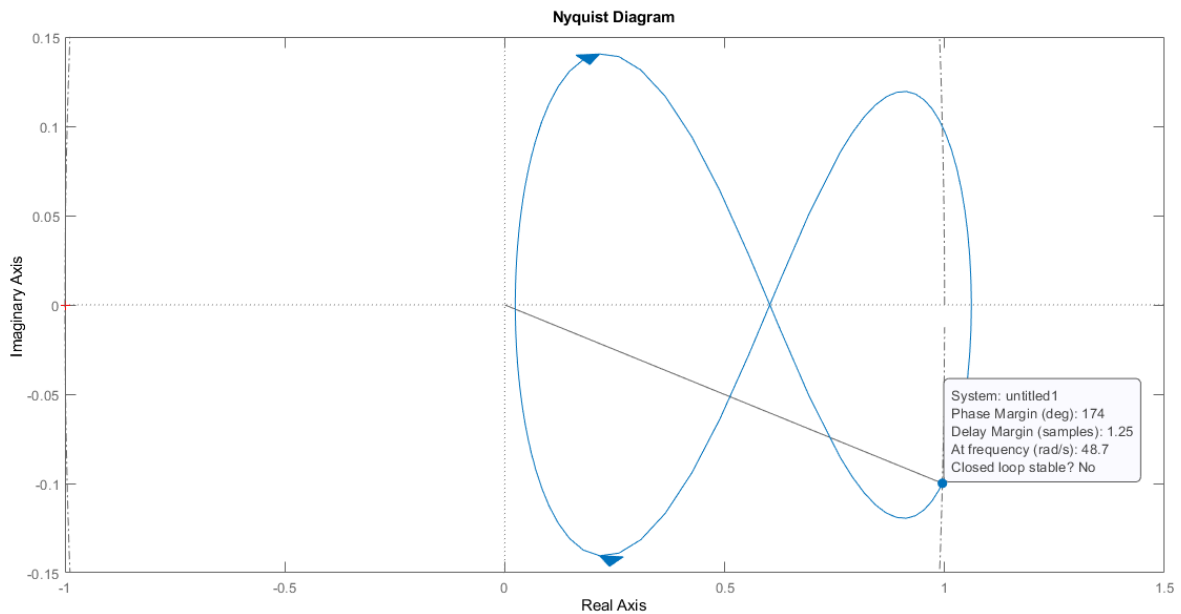
$$p_1 = CB = 2.5250$$

Dessa forma, com (3.26) o valor máximo de L para estabilidade é dado por

$$L(q) < 0.3960 \quad (4.3)$$

Tendo (4.3), podemos, por tentativa e erro, procurar por valores de L com o critério mostrado em (3.29). Como o sistema possui grau relativo $m = 2$, com $L(q) = 0.1$ tem-se a curva mostrada na figura 4.1. A curva é obtida com a função *nyquist* do Matlab.

Figura 4.1 – Critério de convergência monotônica para $L(q) = 0.1$



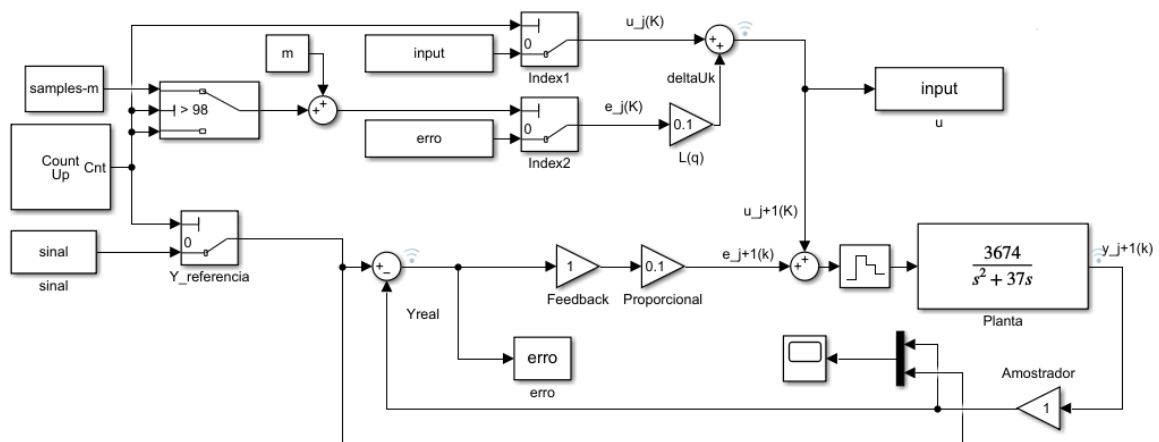
Fonte: Elaboração própria

Nota-se que para baixas frequências, o sistema atende ao critério de convergência monotônica, como mostrado nos resultados das simulações apresentados a seguir. Com uso da função de aprendizado somente com o fator proporcional, não foi possível atender o critério para todo espectro da frequência. Para o presente trabalho, (3.18) com função proporcional se mostrou eficaz para os casos mostrados.

4.2 Simulação no Simulink

Para a simulação e mostra do método ILC, é proposta nesta seção uma arquitetura em paralelo do método, utilizando-se dos blocos disponíveis no Simulink (Figura 4.2). Conforme enunciado no capítulo 3, seção 3.2.4, a arquitetura em paralelo é feita com o *input* do ILC ($u_{j+1}(k)$) sendo somada ao *input* pelo controlador proporcional do feedback ($e_{j+1}(k)k_{p_PID}$) antes de afetar a planta do sistema. O uso do controlador de feedback se mostra necessário para a estabilidade da planta.

Figura 4.2 – ILC com blocos do Simulink

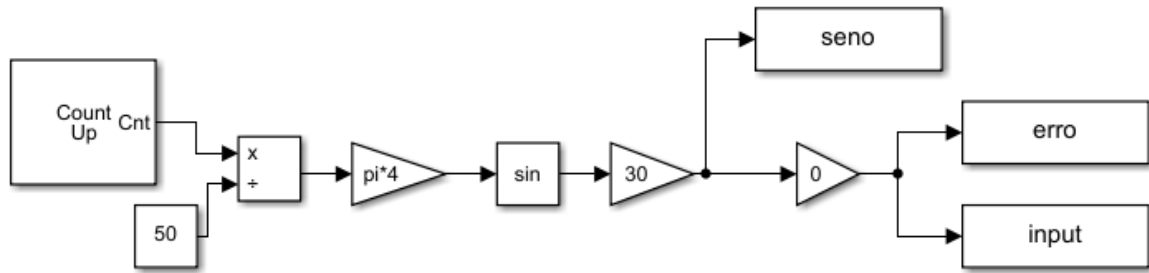


Fonte: Elaboração própria

O sistema mostrado na figura 4.2 representa uma arquitetura em paralelo do método ILC com a função de aprendizado proporcional $L(q) = 0.1$ e o controle proporcional do feedback de $k_{p_PID} = 0.1$. São recebidas da área de trabalho do MATLAB as variáveis “sinal”, “erro” e “input”, que são respectivamente, $y_d(k)$, $e_j(k)$ e $u_j(k)$.

Antes da primeira iteração do sistema, foi necessário um programa auxiliar para popular as variáveis “input” e “erro” com zeros e gerar o sinal de referência, isto é, na primeira iteração o input do ILC é tal que $u_j(k) = 0$ para todo k . A figura 4.3 mostra o programa auxiliar para um sinal de referência senoidal com frequência de 0.8Hz e amplitude de 30 unidades.

Figura 4.3 – Programa auxiliar para a geração de variáveis iniciais



Fonte: Elaboração própria

A cada iteração, o sistema recebe as variáveis “erro” e “input geradas na iteração anterior e gera novas outras conforme o algoritmo de aprendizado (3.18) juntamente com a ação de feedback do controlador proporcional. Para a geração da nova variável $u_{j+1}(k)$, são somadas as variáveis $u_j(k)$ com $e_j(k + 2)$, com o delay do sistema ajustado para $m = 2$. A atualização de u é mostrada na parte superior do sistema. A equação (3.18) é para este caso de $m=2$ portanto

$$u_{j+1}(k) = Q(q)[u_j(k) + L(q)e_j(k + 2)] \quad (4.4)$$

A variável k é regida por sua vez pelo sistema de clock mostrado à esquerda do sistema. A cada tempo $T = 0.05$, k é aumentado em 1, sendo k alimentado como o index das variáveis de input, erro e do sinal de referência. Para simular uma amostragem de 100 amostras, o tempo de cada ciclo foi determinado para 5 segundos, sendo repetida em todas as iterações, respeitando um dos requisitos propostos em H. -S. AHN, Y. CHEN e K. L. MOORE (2007) da duração fixa de cada iteração.

No término de cada iteração, o sistema volta para o seu estado inicial, neste caso um estado inicial nulo, respeitando o requisito da repetição dos estados iniciais, mostrado no capítulo 3 anterior.

4.3 Resultados experimentais

Com o sistema mostrado na figura 4.2 foram feitas simulações para sinais de referência rampa e senoidais, sendo os sinais representados como

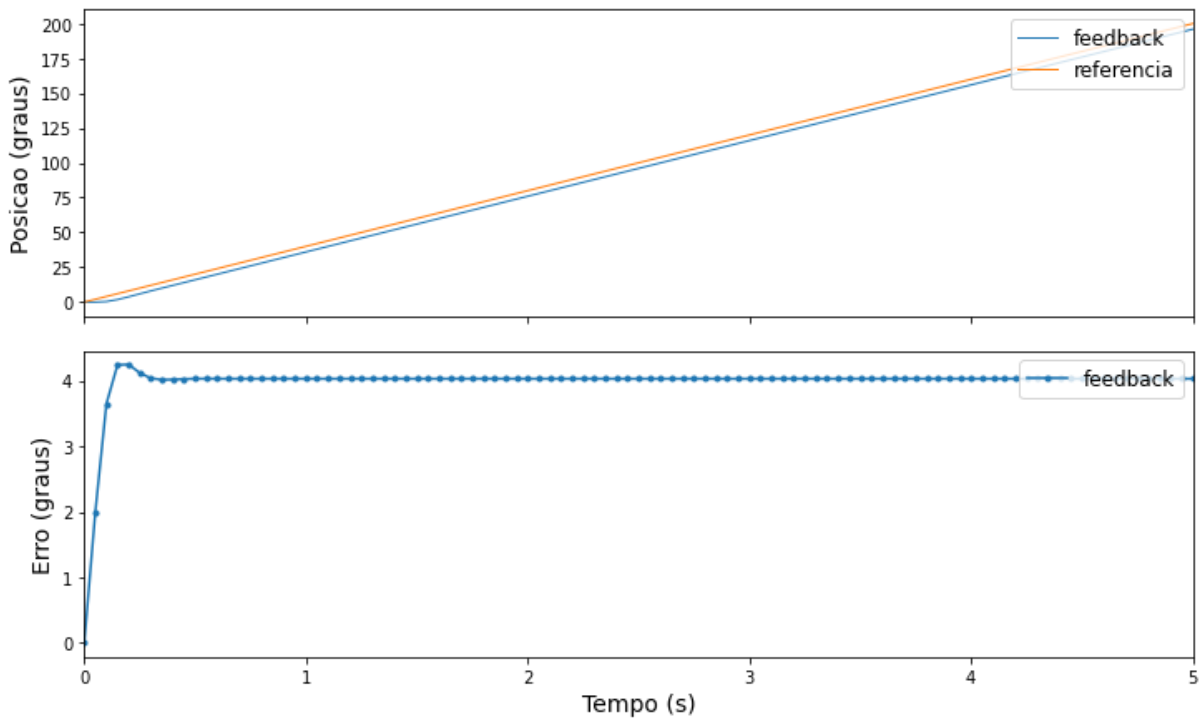
$$y_j(k) = Ak \quad (4.5)$$

$$y_j(k) = B\sin(f * \frac{\pi k}{10}) \quad (4.6)$$

onde A, B, C são constantes, B representa a amplitude da senoide e f a sua frequência em Hz .

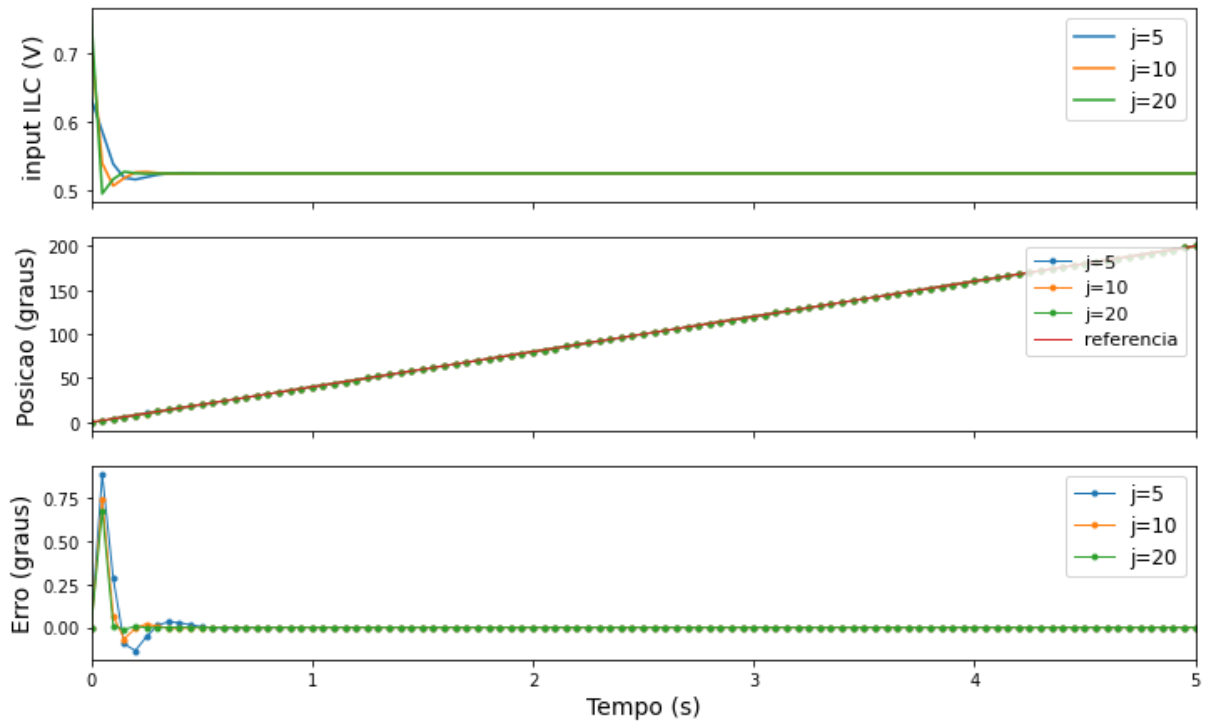
Inicia-se mostrando a resposta do sistema a um sinal de referência de rampa com $A = 2$, utilizando-se apenas do controlador proporcional de feedback, isto é, $u_j(k) = 0$ para todo k . Em seguida são mostrados as respostas do sistema com ambas ação do controlador de feedback e ação do controle ILC. As iterações foram limitadas à $j = 5, j = 10$ e $j = 20$ para essas amostras.

Figura 4.4 –Resposta à função rampa com controle feedback



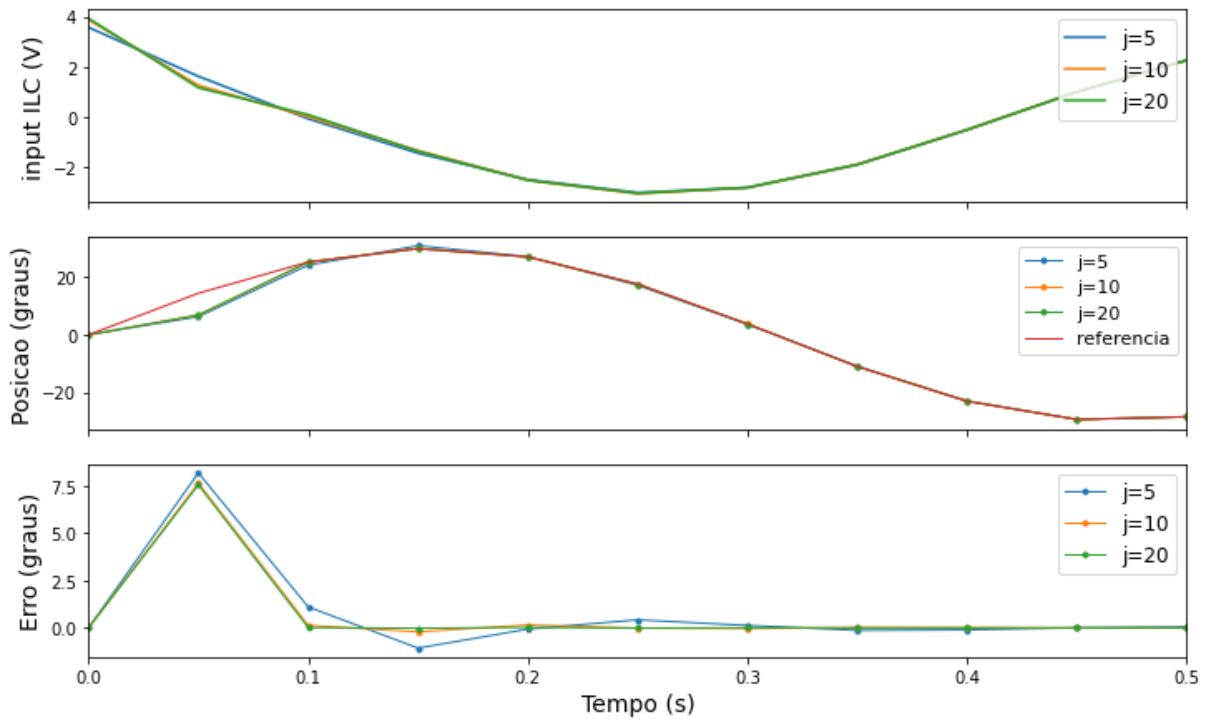
Fonte: Elaboração própria

Figura 4.5 – Resposta à rampa com controle ILC e feedback



Fonte: Elaboração própria

Figura 4.6 – Zoom da resposta à rampa com controle ILC e feedback



Fonte: Elaboração própria

Analisando a figura 4.4, é possível visualizar que, com uso apenas do controlador de feedback, após a estabilização inicial, ocorre a persistência do erro devido ao atraso do sistema na resposta.

A figura 4.5 mostra a resposta do sistema ao uso em conjunto do controle feedback e ILC. Diferente do mostrado na figura 4.4, o controle em conjunto com o ILC mostra um rastreamento sem o atraso inato do sistema. No terceiro gráfico da figura, que representa o erro, é possível verificar que o erro tende a 0 conforme o aumento das iterações. De fato, verificando a magnitude dos erros para $j = 20$, tem-se que a ordem do erro chega a $e - 14$ para vários valores de k .

O início das iterações no entanto, mostrado na figura 4.6, mostra uma convergência mais lenta comparada aos demais valores de k . Isso se deve ao fato de que com o uso da equação (4.4) para a atualização dos valores de $u_{j+1}(k)$, o valor do primeiro erro, isto é, $e_j(1)$ não é computado nas equações, levando a essa primeira defasagem.

As figuras seguintes mostram a mesma simulação, mudando-se a função de referência para a função senoidal (4.5), com $B = 30$ para ambas funções e frequências de 0.4Hz e 1.6Hz .

Figura 4.7 – Resposta à senoide $B = 30$ e $f = 0.4\text{Hz}$ com controle feedback

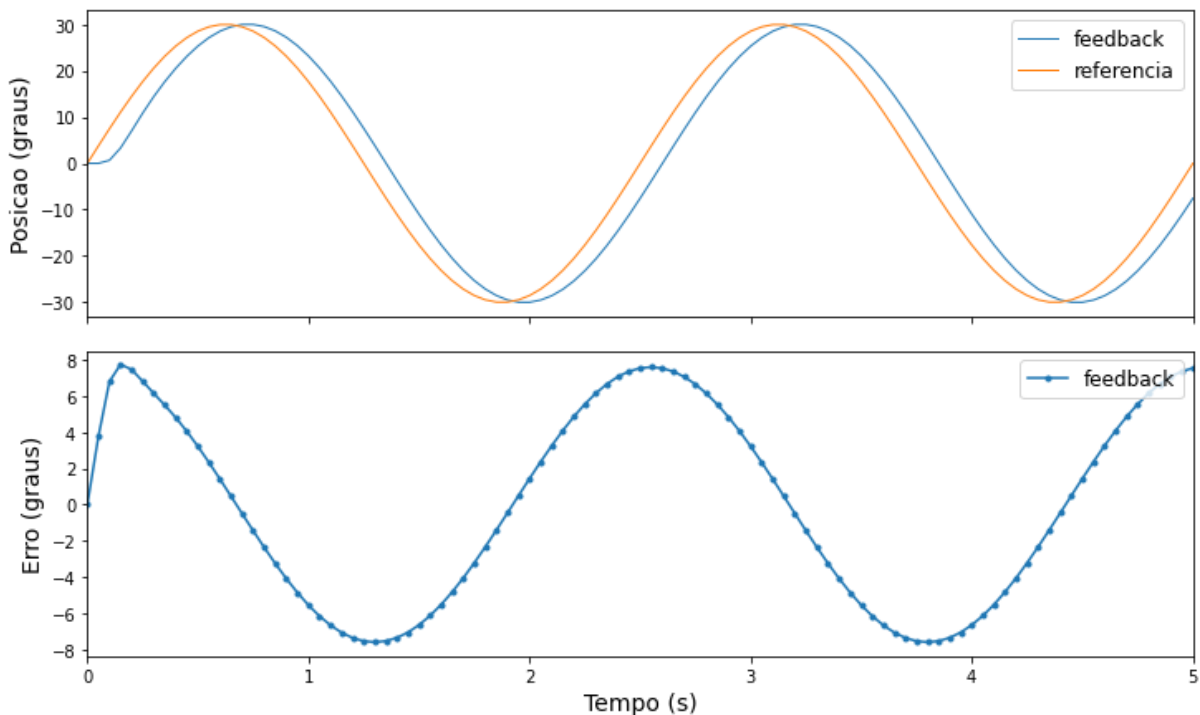
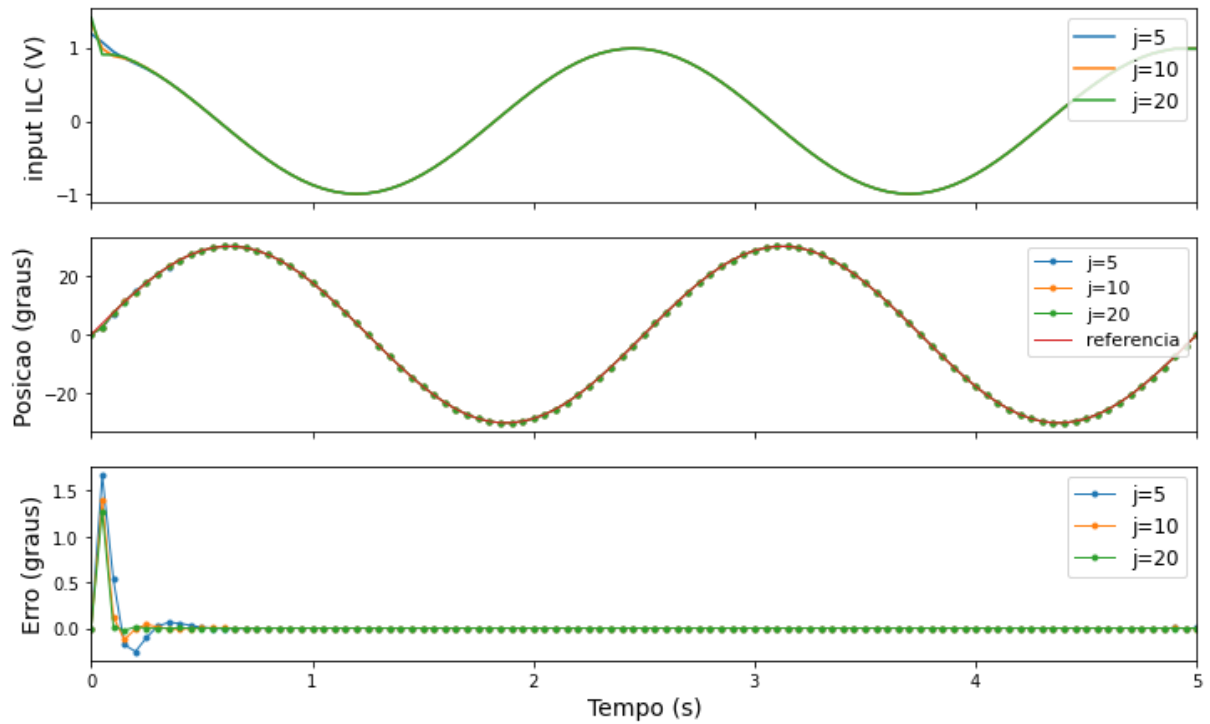
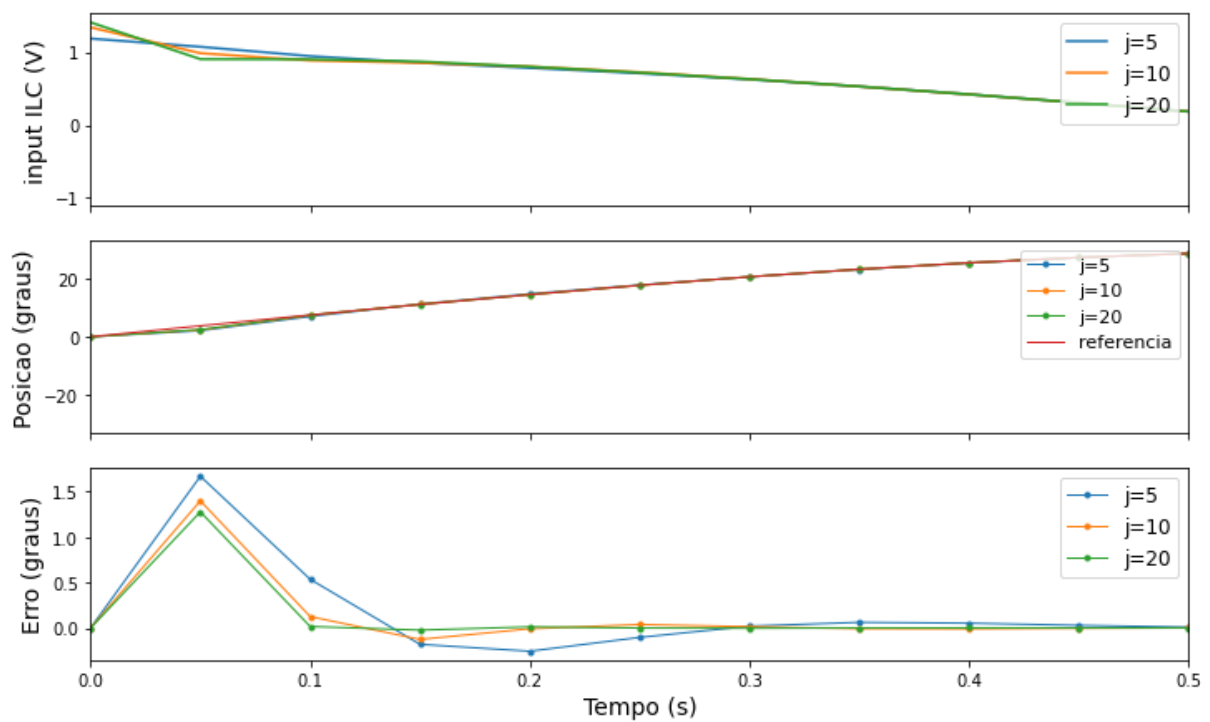


Figura 4.8 – Resposta à senoide $B = 30$ e $f = 0.4Hz$ com controle feedback e ILC



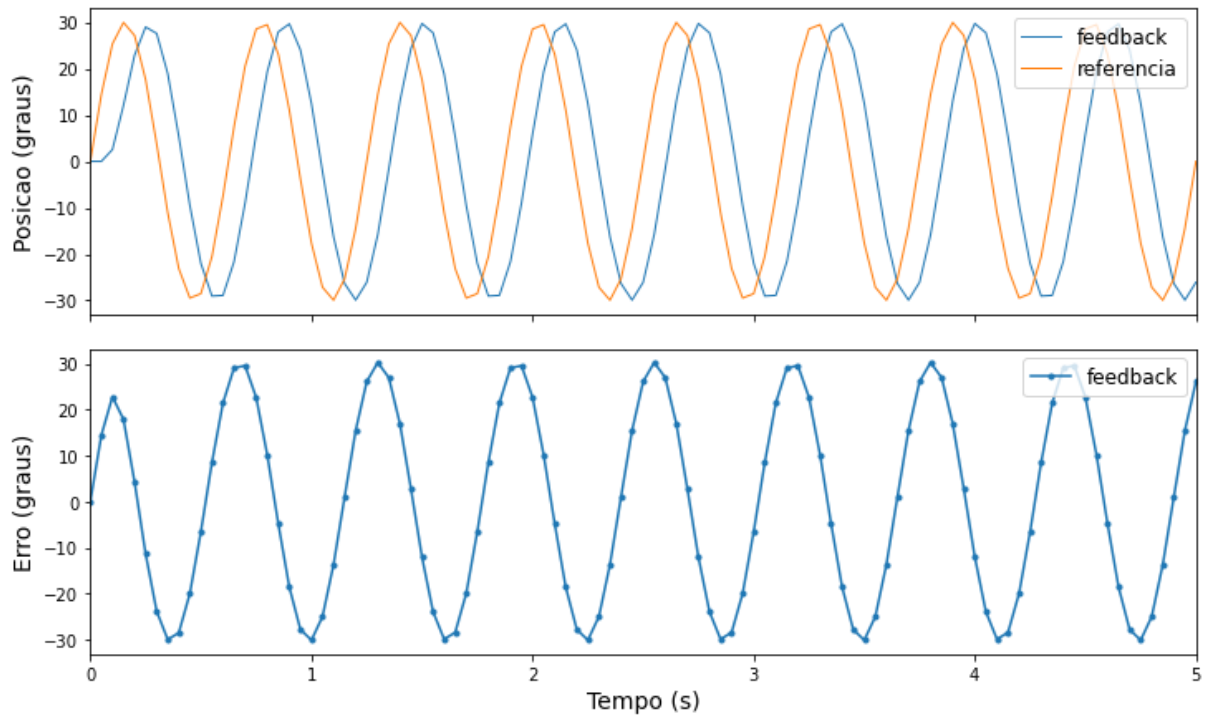
Fonte: Elaboração própria

Figura 4.9 – Zoom da resposta à senoide $B = 30$ e $f = 0.4Hz$ com controle feedback e ILC



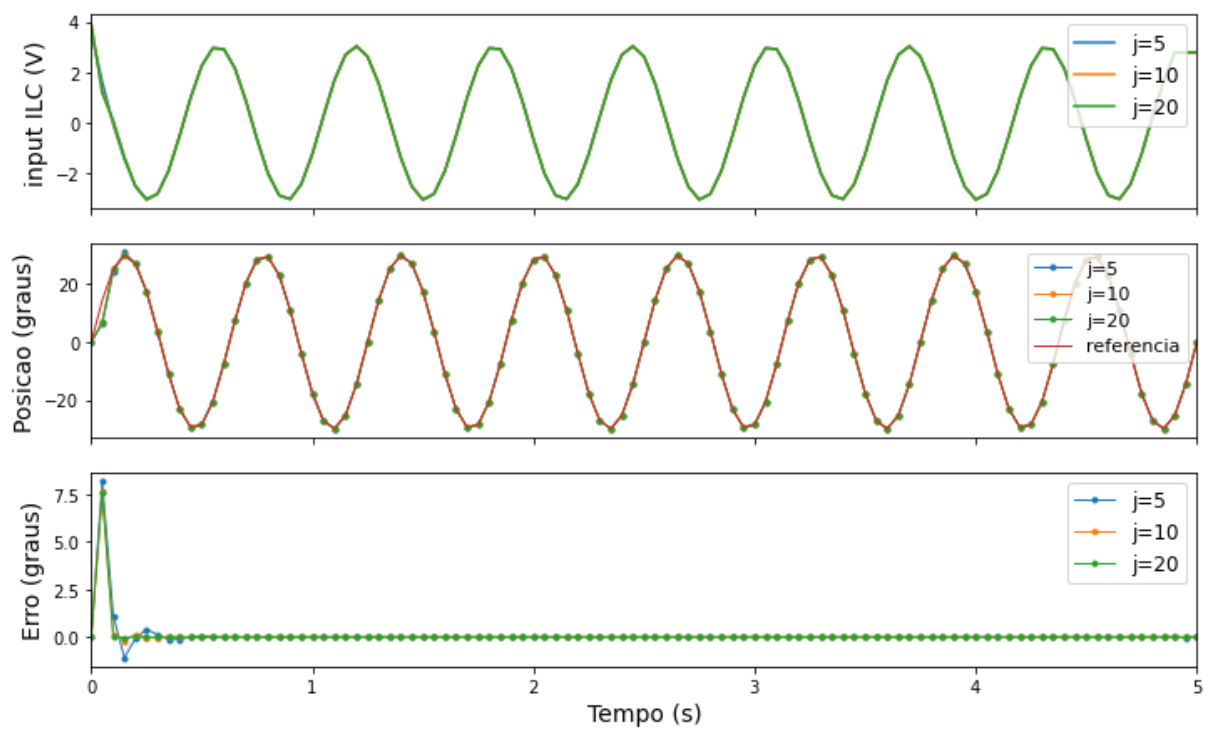
Fonte: Elaboração própria

Figura 4.10 – Resposta à senoide $B = 30$ e $f = 1.6Hz$ com controle feedback



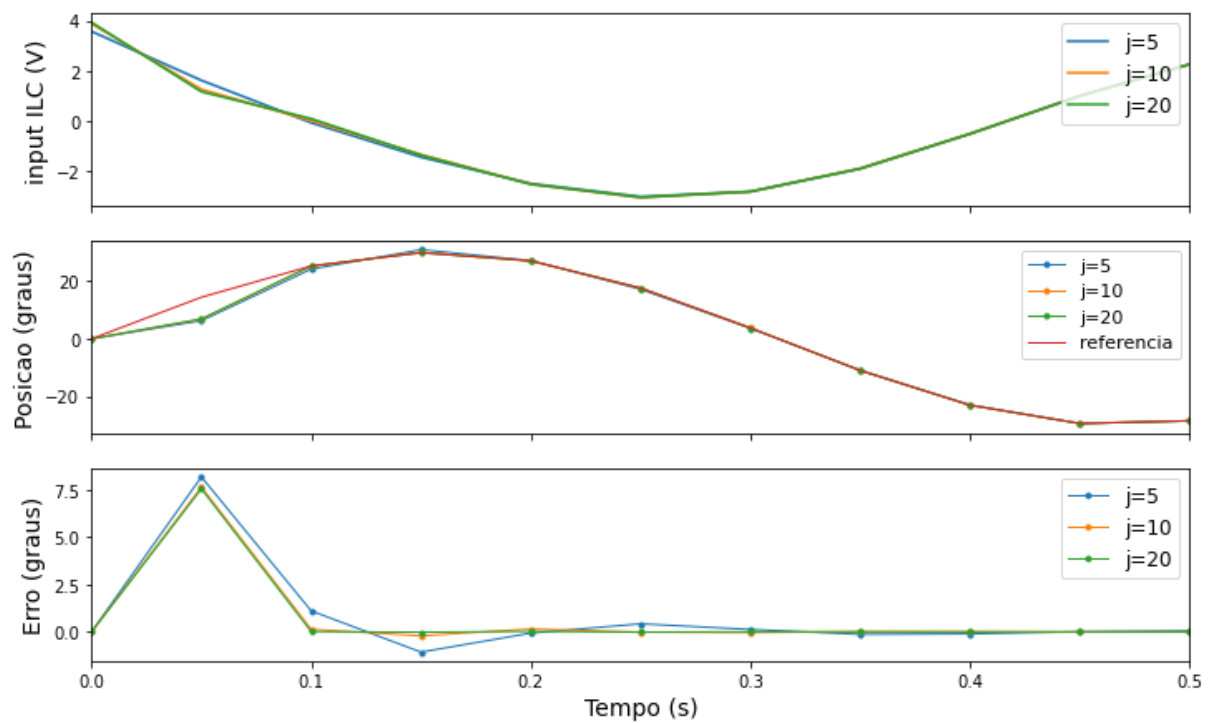
Fonte: Elaboração própria

Figura 4.11 – Resposta à senoide $B = 30$ e $f = 1.6Hz$ com controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Figura 4.12 – Zoom da resposta à senoide $B = 30$ e $f = 1.6Hz$ com controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Pela característica de rápida variação do sinal amostrado, observa-se que apenas com o controle do feedback proporcional a posição real se mostra bastante defasada da referência senoidal. No exemplo onde $f = 1.6Hz$, o erro chega a aproximadamente 30 graus, próximo à amplitude máxima do sinal amostrado. Mesmo com o alto erro inicial, a combinação dos métodos ILC e feedback apresentou resultados satisfatórios também para as referências senoidais mostradas.

5 EXPERIMENTOS PRÁTICOS

Neste capítulo constam as demonstrações práticas do método ILC no sistema físico, com a planta mostrada do sistema utilizado no capítulo anterior, denotado pela função transferência (4.1). Os parâmetros como função de aprendizado $L(q)$, valores de ganho do feedback e tempo de discretização T são os mesmos utilizados anteriormente.

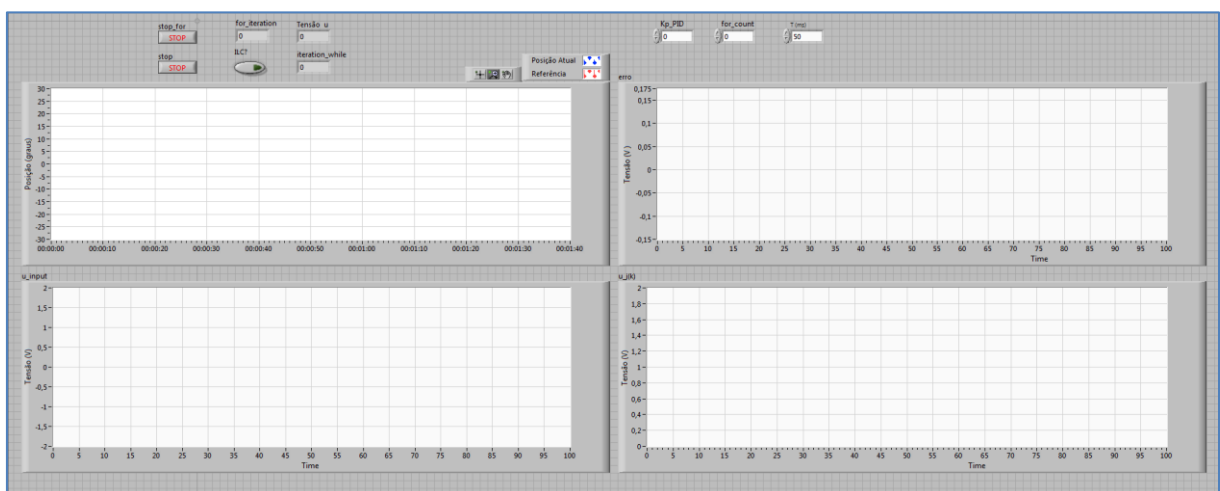
Na primeira seção consta uma visualização do sistema no programa LabVIEW, que faz o interfaceamento entre o homem e o controle do sistema físico. Em seguida são mostrados os resultados experimentais para diversas funções de referência, além das funções mostradas no capítulo anterior.

5.1 Descrição do sistema no LabVIEW

Conforme visto no capítulo anterior, o sistema modelado no programa Simulink apresentou bons resultados para o método ILC. Dessa maneira, o programa feito em LabVIEW traz similaridades do sistema de blocos do Simulink, seguindo o mesmo roteiro de atualização das variáveis input $u_j(k)$ e erro $e_j(k)$.

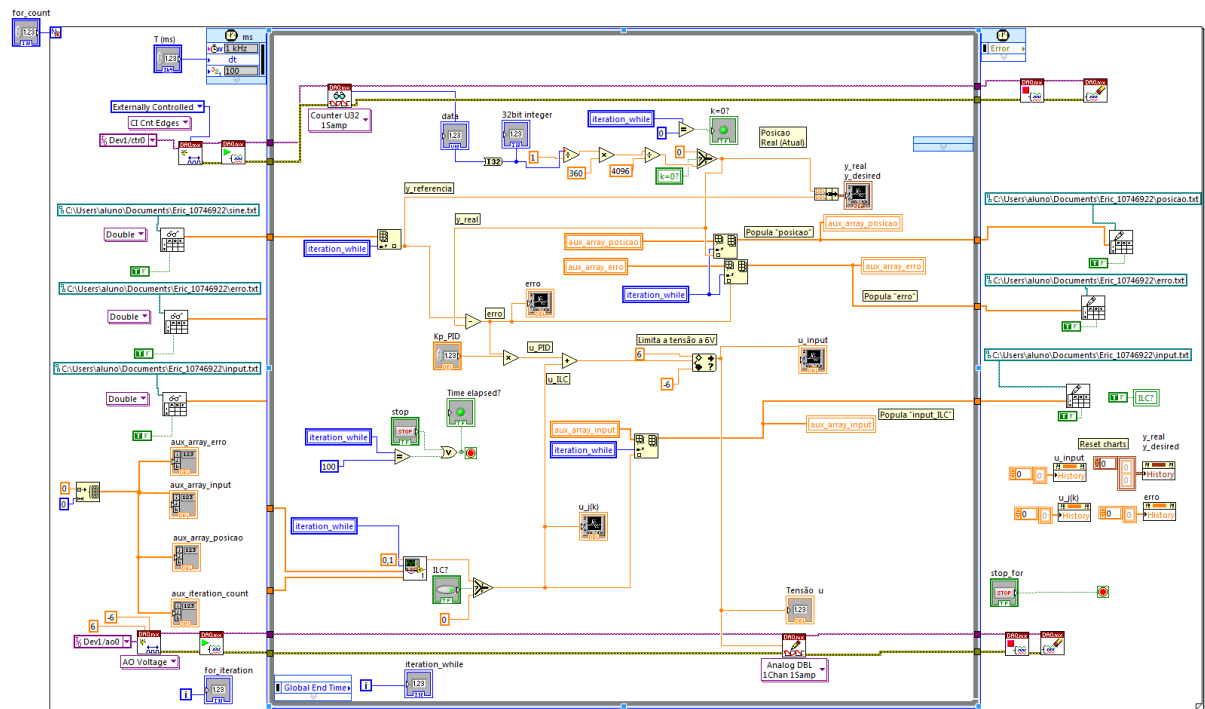
A interface do programa pode ser visto na figura 5.1. O painel inicial é dividido em gráficos que representam y_j e y_d , e_j , u_j e $u_j + u_{pid}$, botões de parada, botão para acionar o controle ILC, controles para as variáveis k_{p_PID} , número de iterações, tempo de amostragem T e visores para as variáveis de interesse, como k e u_{planta} ($u_{planta} = u_{PID} + u_{ILC}$).

Figura 5.1 – Painel frontal do programa em LabVIEW



Fonte: Elaboração própria

Figura 5.2 – Painel de controle do LabVIEW



Fonte: Elaboração própria

A figura 5.2 mostra o painel onde ocorre o método de controle propriamente dito. Ele é dividido em dois blocos, um bloco for (externo) e outro bloco por tempo (quadrado central interno). O bloco externo realiza a atualização entre as iterações, isto é, tem seu eixo de tempo nas iterações j . Já o bloco interno realiza a atualização dentro de cada iteração, com seu eixo de tempo discretizado conforme T , atualizando k a cada passo.

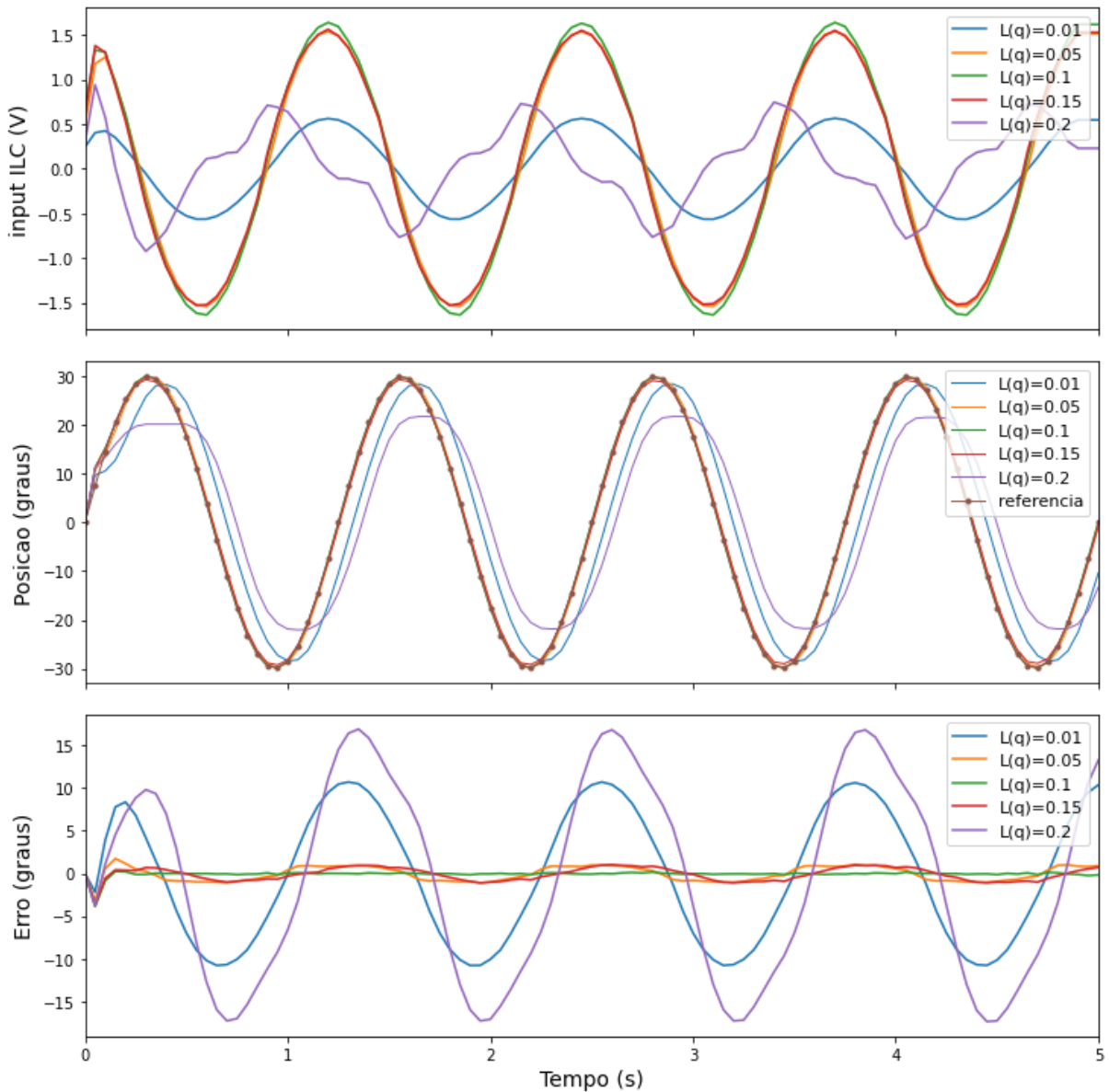
Diferentemente do sistema da simulação, no sistema real foram incluídos limites de segurança para as tensões de entrada no motor, seguindo o módulo máximo de tensão como $6V$.

5.2 Resultados experimentais

Os resultados mostrados a seguir foram gerados com funções de referência baseados em (4.5) e (4.6). A fim de se verificar as limitações do método no sistema real, também foram incluídas referências com maiores amplitudes e maiores frequências. A apresentação do conjunto de figuras tem início na resposta apenas com o controlador feedback, seguindo com a combinação dos controles feedback e ILC.

Iniciam-se os resultados com uma verificação da escolha do valor de $L(q) = 0.1$, comparando-o com vários outros valores de $L(q)$. As escolhas dos outros valores de $L(q)$ foram feitos em torno do $L(q) = 0.1$.

Figura 5.3 – Resposta à função senoidal com $B = 30, f = 0.8\text{Hz}$ com diferentes valores para a função de aprendizado $L(q)$



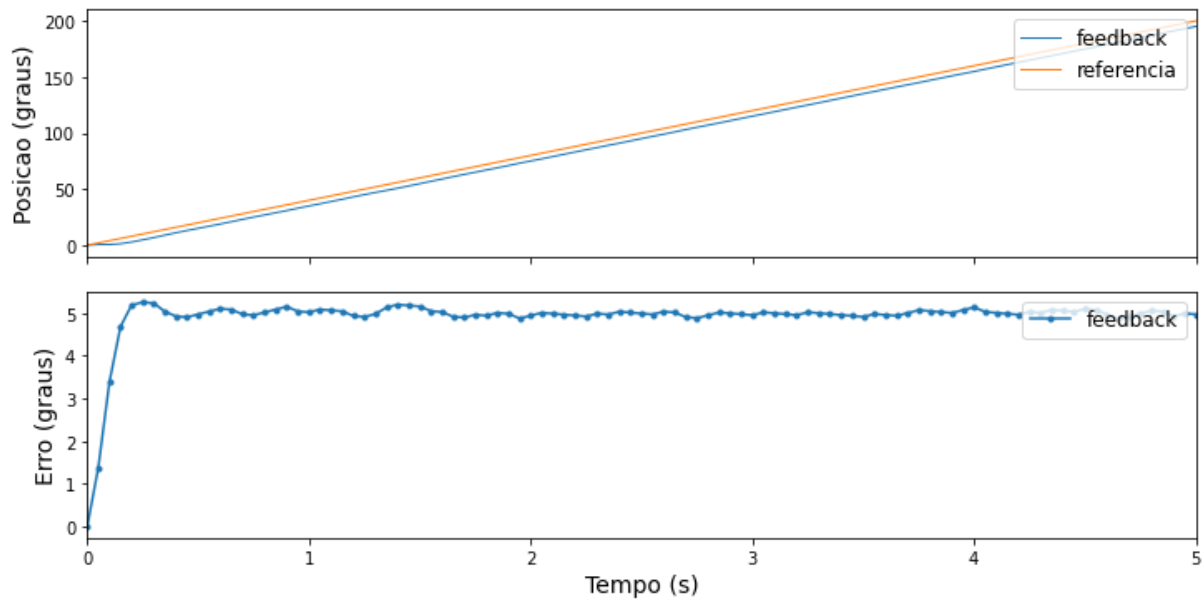
Fonte: Elaboração própria

A figura 5.3 mostra um comparativo das variáveis de interesse u_j , y_j e e_j entre os diversos valores de $L(q)$ escolhidos com $j = 5$. Valores muito conservadores como $L(q) = 0.01$ mostram uma convergência muito lenta, enquanto escolhas como $L(q) = 0.2$, ainda que dentro da estabilidade determinada em (4.3), mostram uma convergência inicial ruim.

Valores mais próximos de $L(q) = 0.1$ mostraram os melhores valores dentre os comparados. Analisando o gráfico de erro da figura 5.3, o valor $L(q) = 0.1$ foi o que mostrou melhor comportamento. Dessa forma, a escolha de $L(q) = 0.1$ foi mantida.

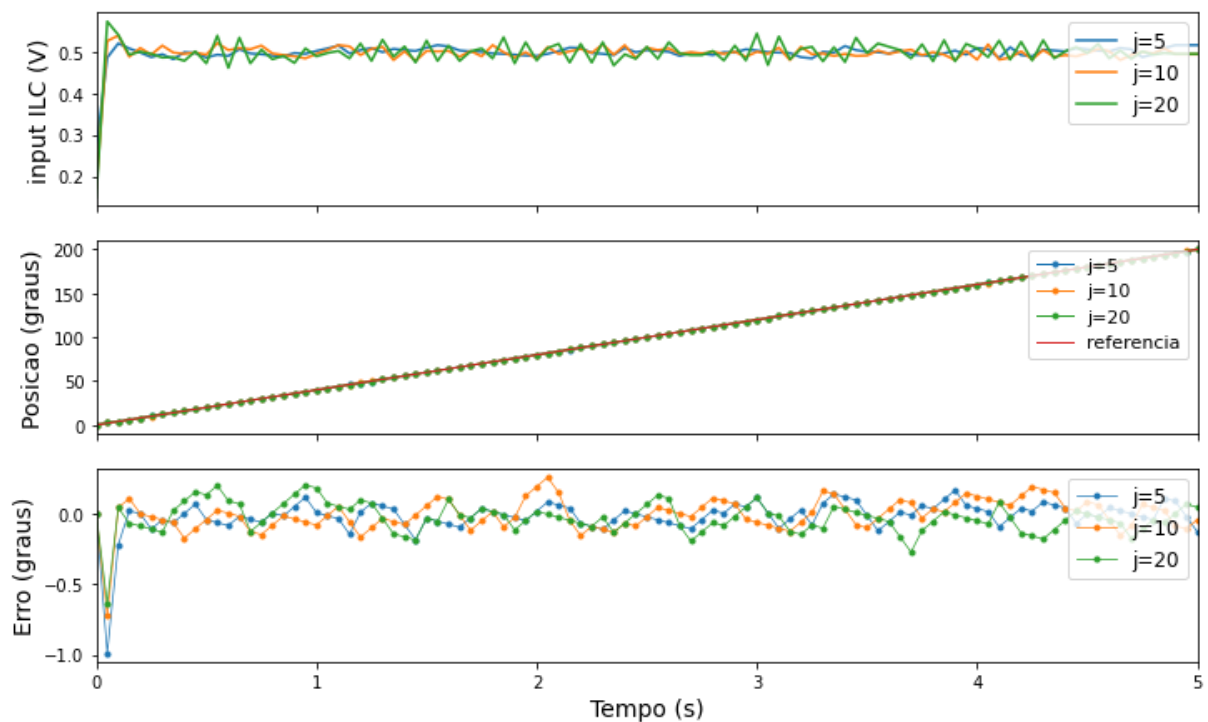
Os próximos resultados são feitos em relação a uma função rampa (4.5) com $A = 2$, variando se j entre 5, 10 e 20.

Figura 5.4 – Resposta à função rampa com $A = 2$, com controle feedback



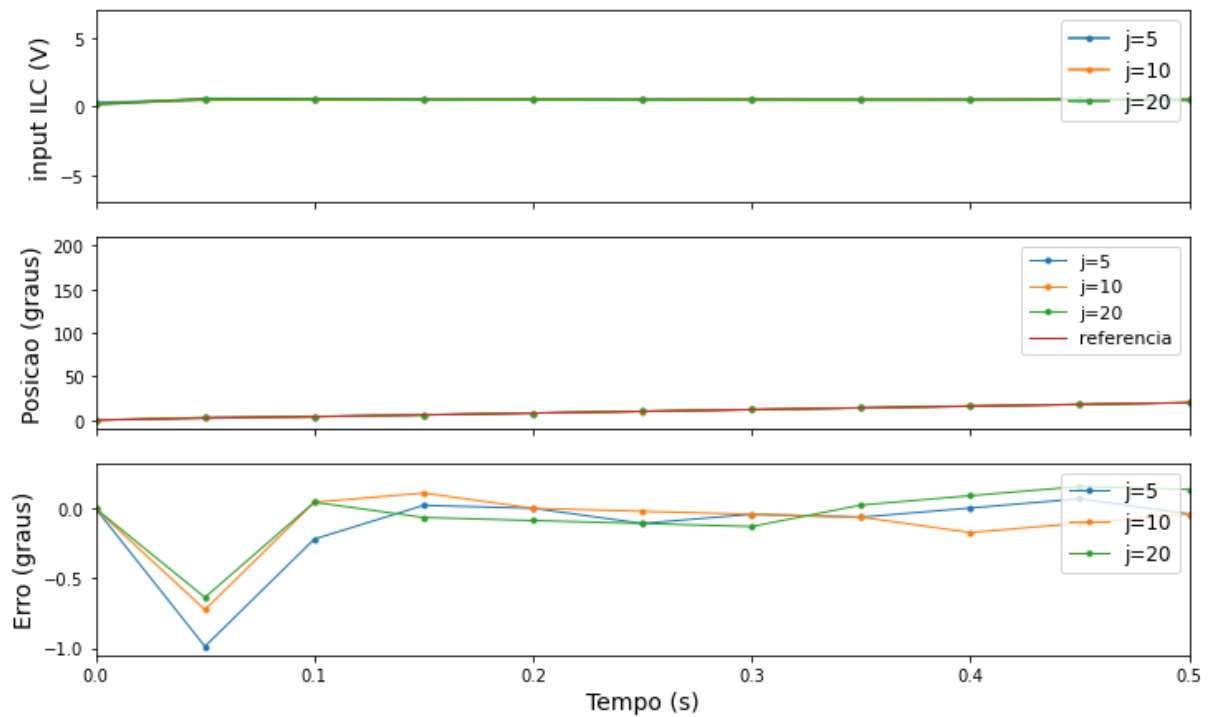
Fonte: Elaboração própria

Figura 5.5 – Resposta à função rampa com $A = 2$, com controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Figura 5.6 – Zoom da resposta à função rampa com $A = 2$, com controle feedback e ILC

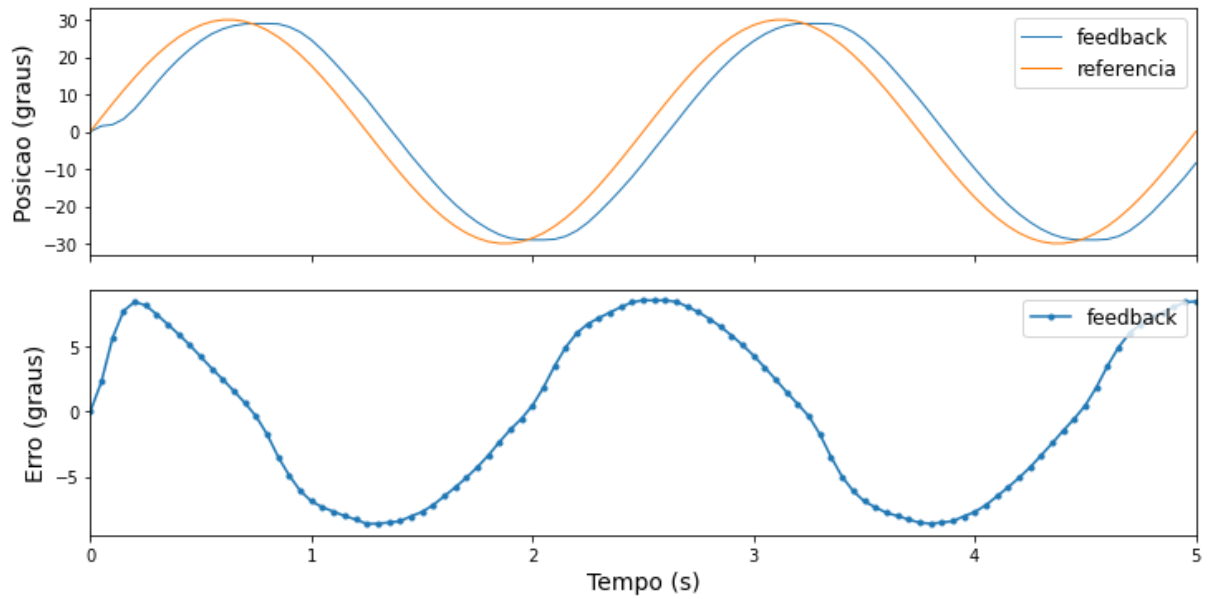


Fonte: Elaboração própria

Concomitante com os resultados das simulações anteriores, o controle feedback leva a uma estabilização do erro, desta vez em aproximadamente 5 graus. A adição do controle ILC conseguiu tirar o delay em relação à referência e também diminuiu o valor do erro. Sendo o valor médio do erro de 0.08 graus, considera-se o uso do método como satisfatório.

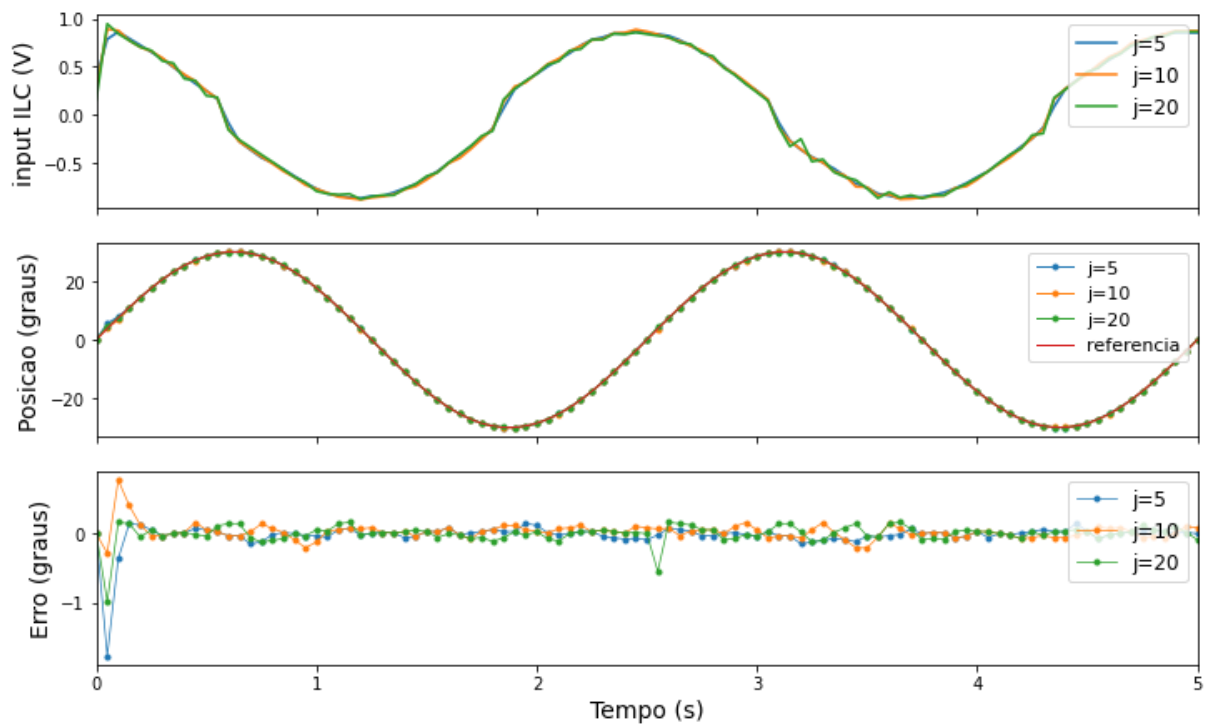
A seguir são mostrados os resultados para funções de referência senoidais, variando se a amplitude B entre 30, 90 e 150 e frequências entre 0.4Hz, 1.6Hz e 3.0Hz. Inicia-se com uma função de $B = 30$ e $f = 0.4\text{Hz}$.

Figura 5.7 – Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback



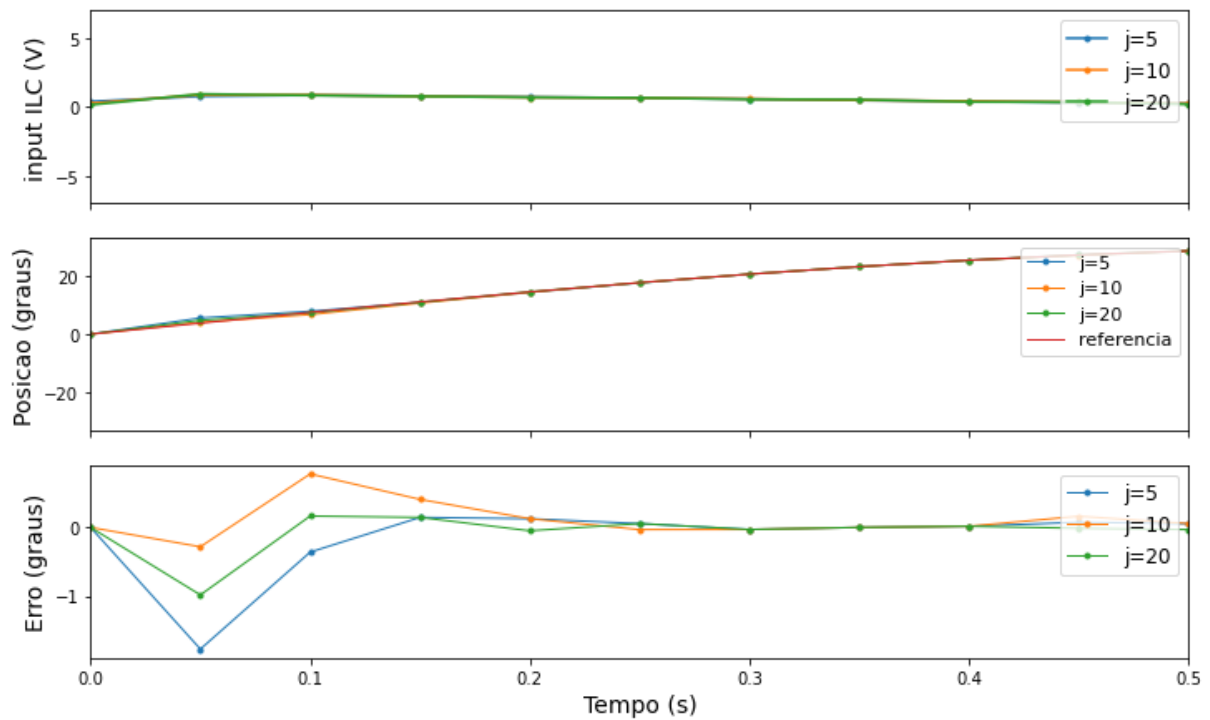
Fonte: Elaboração própria

Figura 5.8 – Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

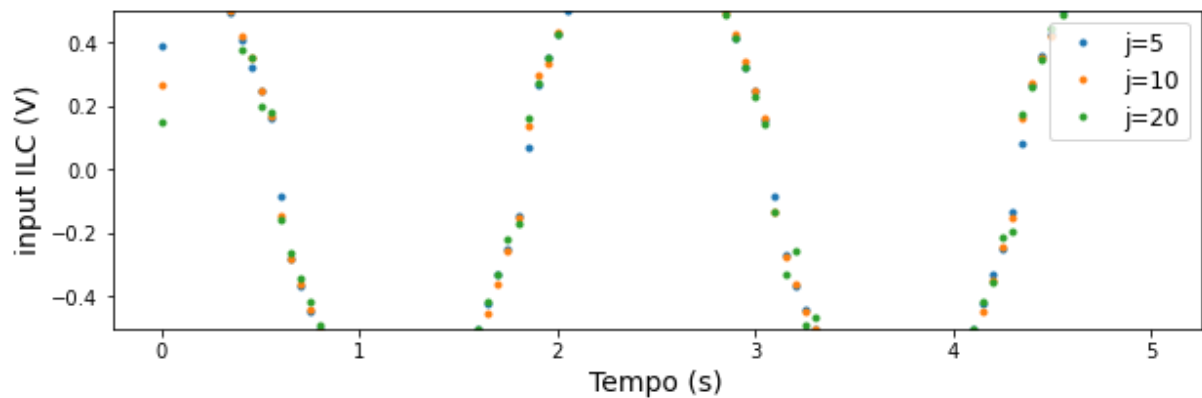
Figura 5.9 – Zoom da resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.4Hz$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Durante o experimento da função senoidal como referência, notou-se que o sistema não se comporta como esperado na faixa de $+0.2V$ a $-0.2V$. A figura 5.9 mostra uma figura aumentada da região de interesse. Nota-se que ocorre uma descontinuidade durante a transição de valores positivos a negativos e vice-versa.

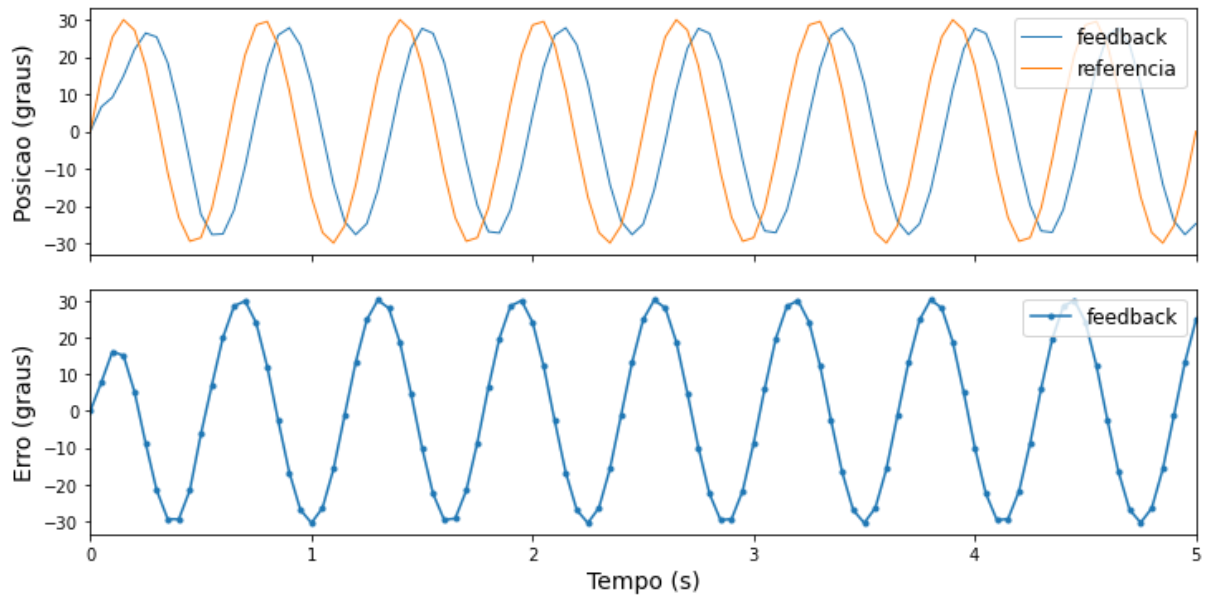
Figura 5.10 – Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.4Hz$, com controle feedback e ILC, com zoom no eixo de u_j entre $-0.5V$ e $0.5V$



Fonte: Elaboração própria

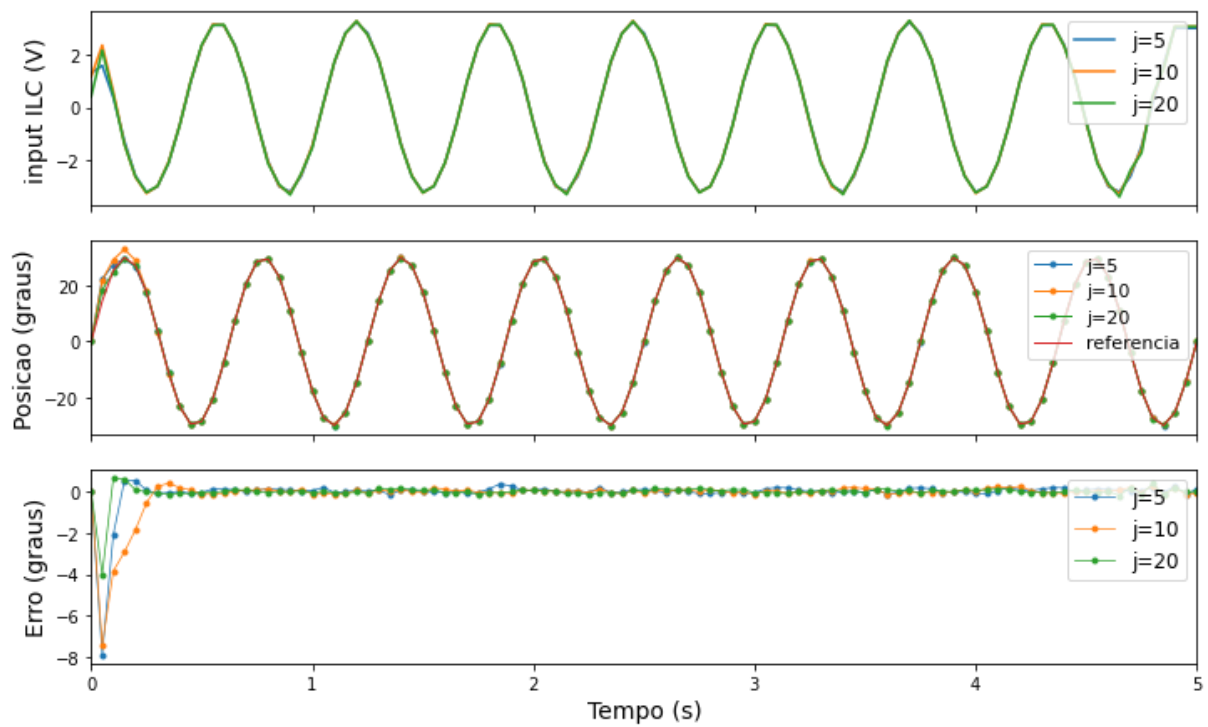
As próximas figuras são relacionadas à função senoidal com amplitude 30 e frequência de 1.6Hz

Figura 5.11 – Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.8\text{Hz}$, controle feedback



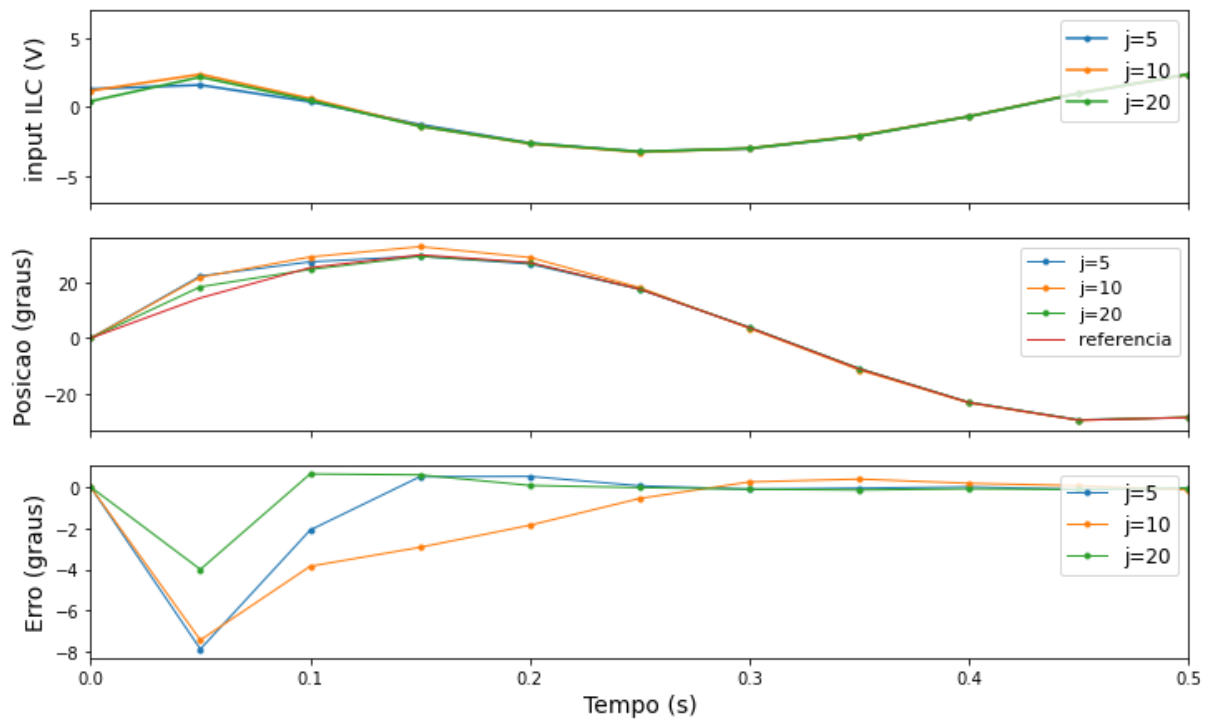
Fonte: Elaboração própria

Figura 5.12 – Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.8\text{Hz}$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

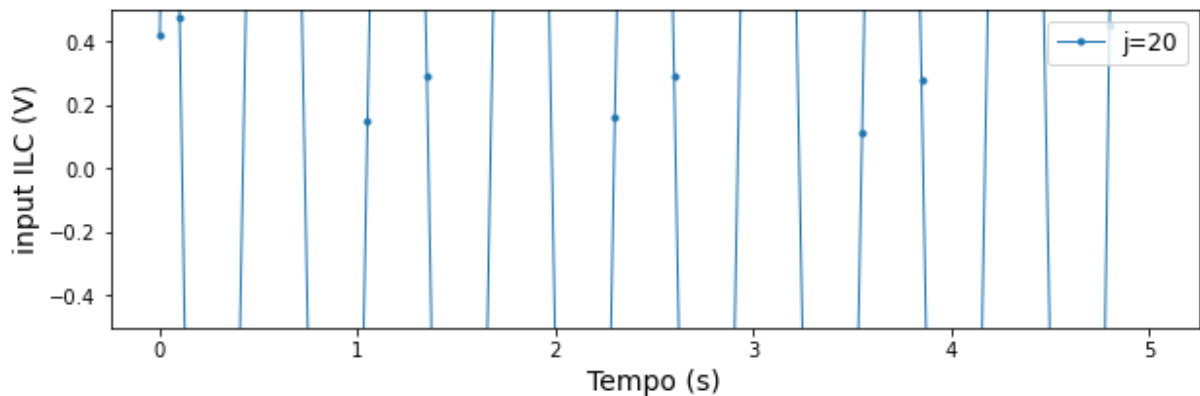
Figura 5.13– Zoom da resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.8Hz$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Para o sinal de referência com frequência $1.6Hz$, o sistema não apresentou o mesmo problema do sinal de $0.4Hz$, muito provavelmente pela rápida transição entre os valores da tensão, conforme mostra a figura 5.13 abaixo. Para a iteração $j = 20$, não há inputs que variem entre $+0.2V$ e $-0.2V$ continuamente.

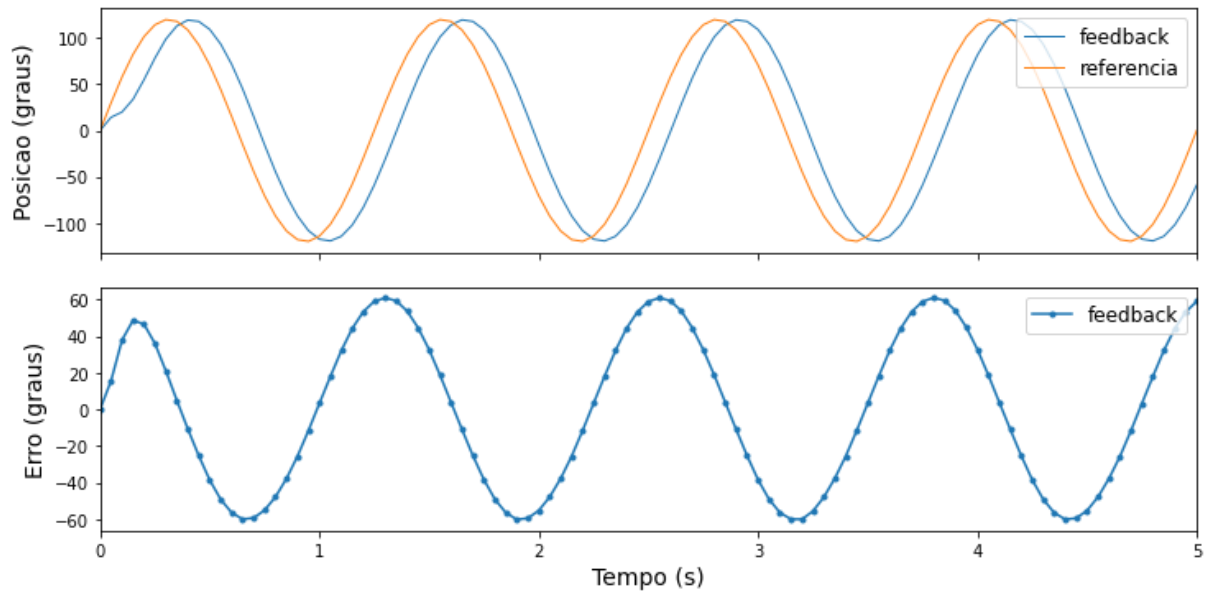
Figura 5.14– Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 0.8Hz$, com controle feedback e ILC, com zoom no eixo de u_j entre $-0.5V$ e $0.5V$



Fonte: Elaboração própria

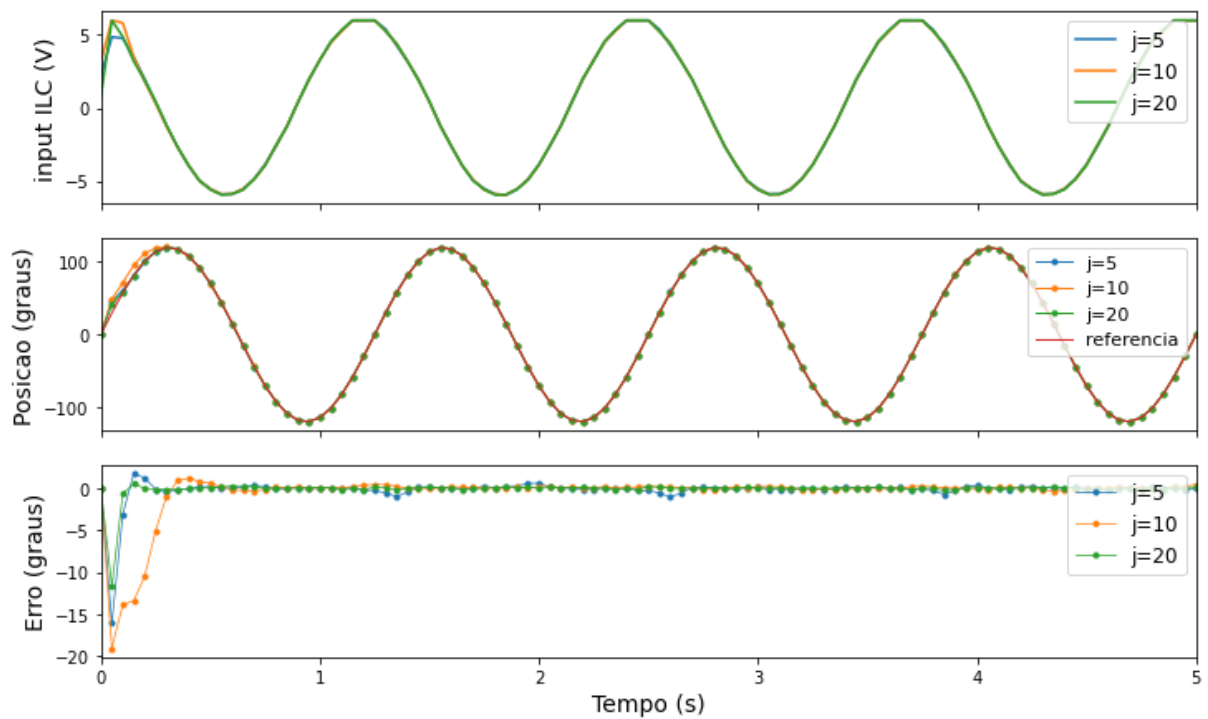
Para testar os limites de convergência do sistema programado em LabVIEW, foram feitos testes com amplitudes e frequências maiores do que os experimentados anteriormente nas simulações. As amplitudes e frequências mostradas a seguir são de $B = 120$, $f = 0.4\text{Hz}$

Figura 5.15 – Resposta à função senoidal com $B = 120$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback



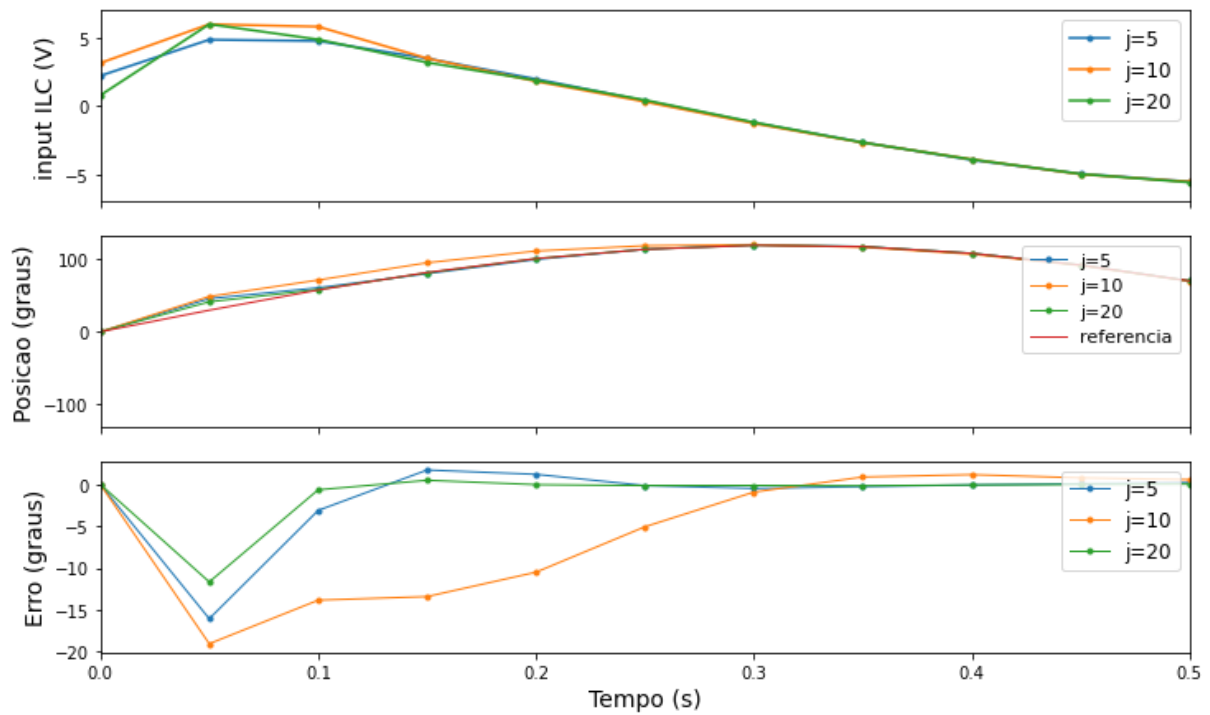
Fonte: Elaboração própria

Figura 5.16-Resposta à função senoidal com $B = 120$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Figura 5.17–Zoom da resposta à função senoidal com $B = 120$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback e ILC

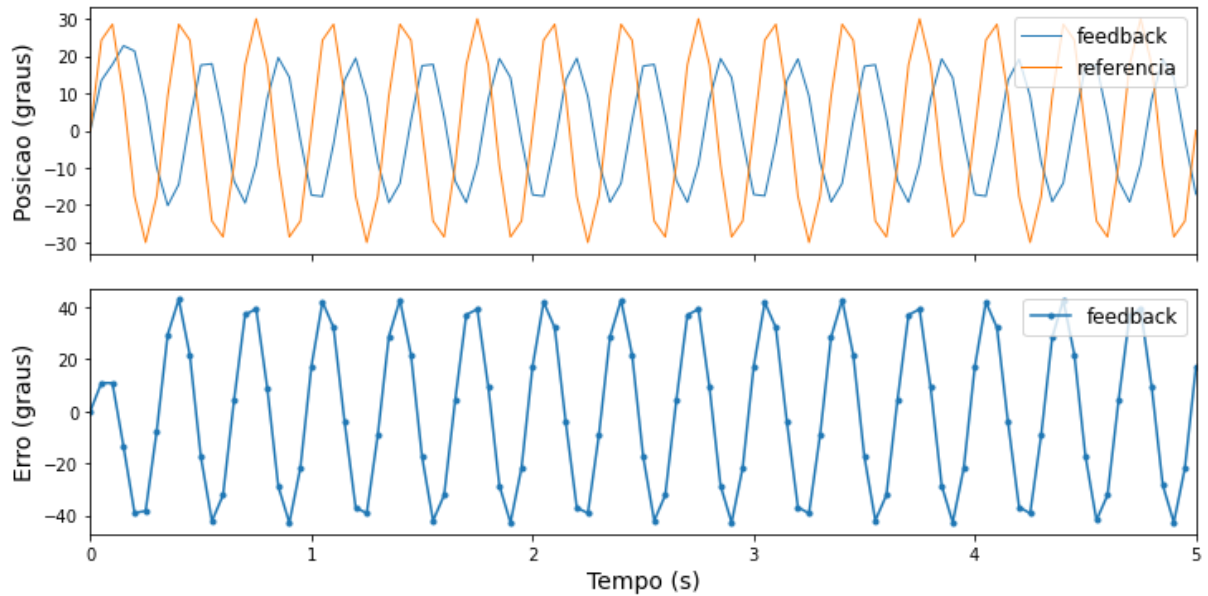


Fonte: Elaboração própria

Percebe-se que o input começa a ser limitado já a $6V$ em alguns pontos para o sinal de referência com $B = 120$, devido a rápida variação de posição que a referência pede ao sistema. Mesmo com essa limitação imposta para o sistema, o controle ainda se mostra com convergência satisfatória.

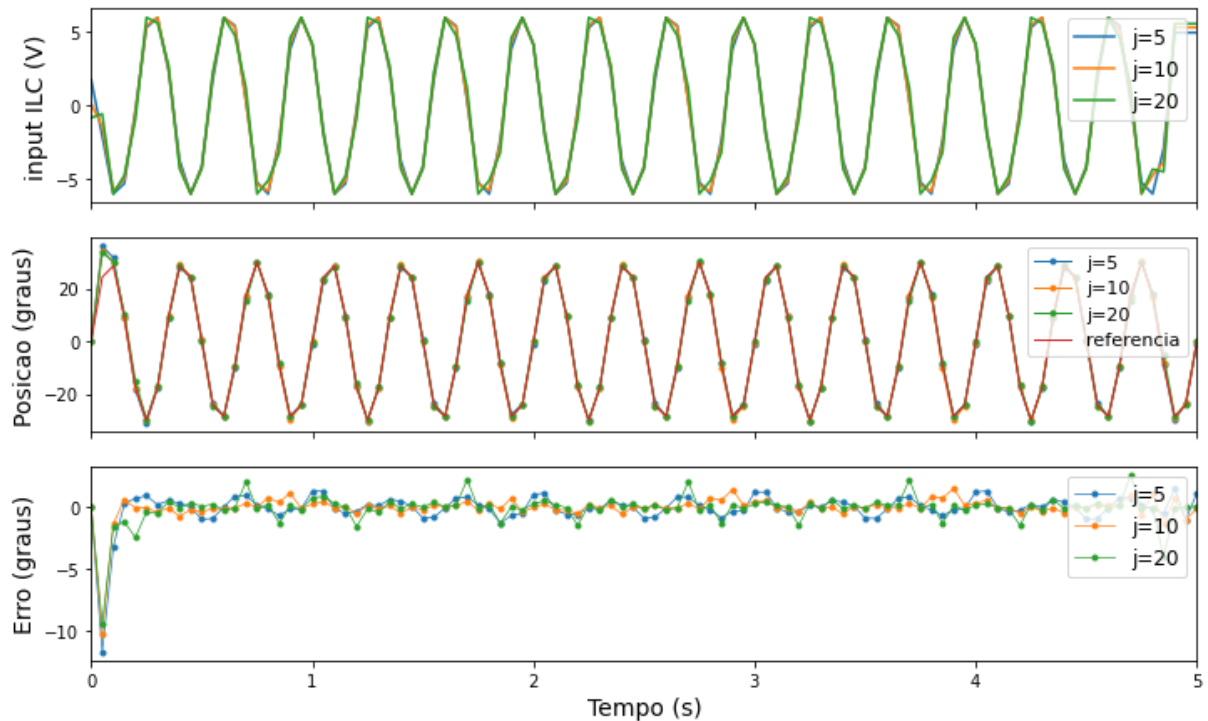
As próximas referências adotadas contêm maior amplitude e frequência do que o sistema anterior, sendo $B = 30, f = 3Hz$ e $B = 150, f = 0.8Hz$.

Figura 5.18–Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 3Hz$, controle feedback



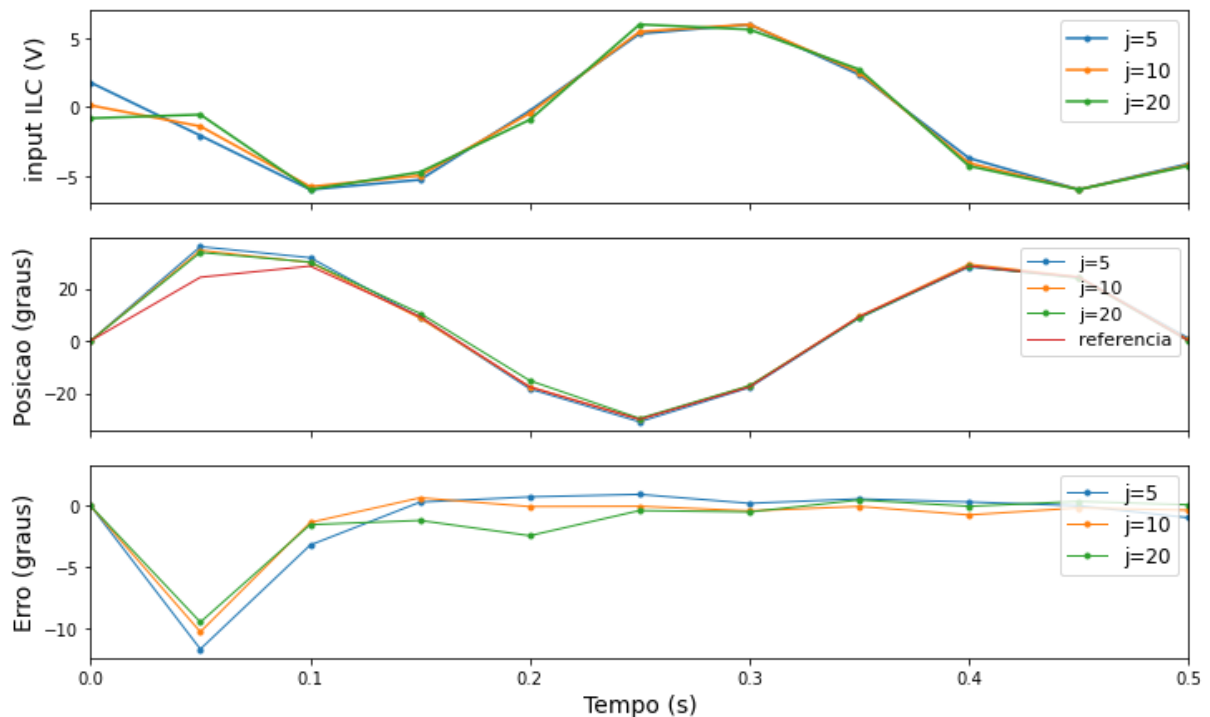
Fonte: Elaboração própria

Figura 5.19–Resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 3Hz$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Figura 5.20–Zoom da resposta à função senoidal com $B = 30$ e $f = 3\text{Hz}$, controle feedback e ILC

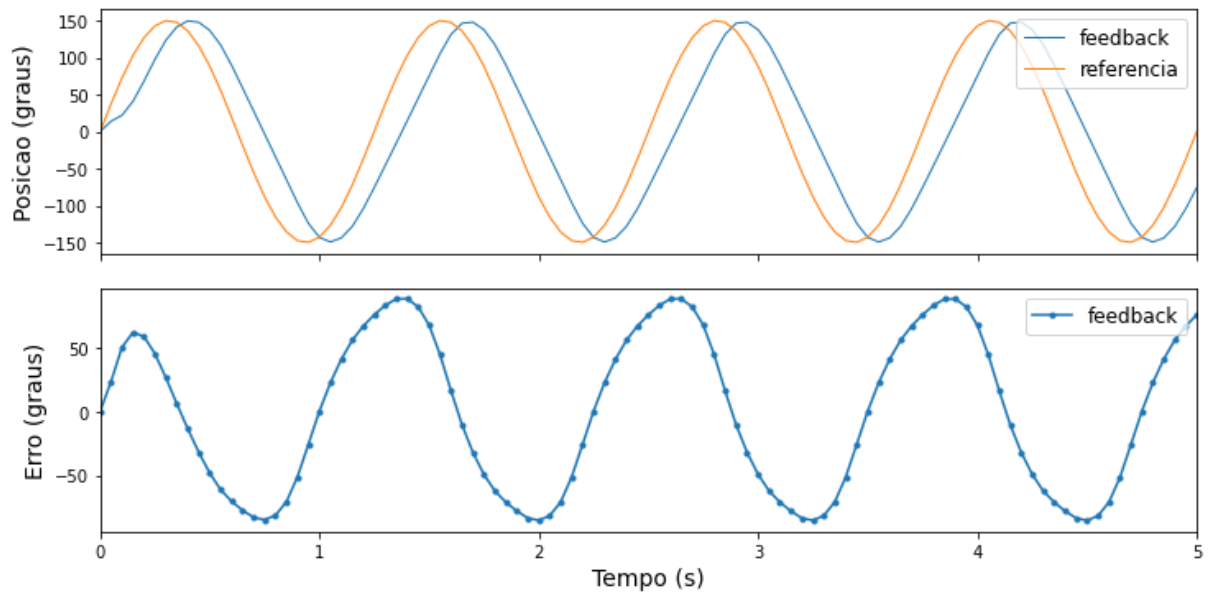


Fonte: Elaboração própria

A figura 5.18 mostra que devido às rápidas alterações de posição da referência, a amplitude do sistema somente com feedback, além da defasagem, se mostra menor do que a referência, não chegando a 20 graus contra a máxima de 30 do esperado. A combinação do feedback com o ILC conseguiu mostrar uma boa convergência conforme mostrado na figura 5.19, mesmo com alguns pontos alcançando a máxima de 6V.

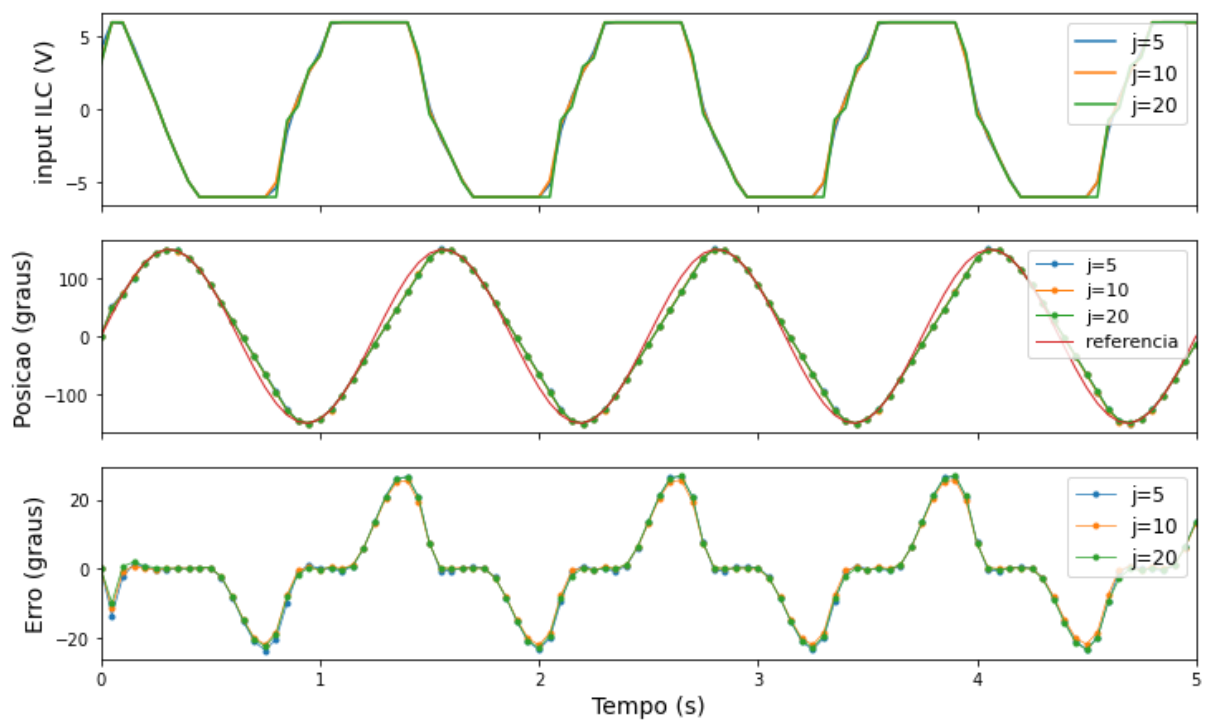
No entanto, a mesma convergência não foi atingida no segundo caso, conforme mostrado nas seguintes figuras.

Figura 5. 21–Resposta à função senoidal com $B = 150$ e $f = 0.4Hz$, controle feedback



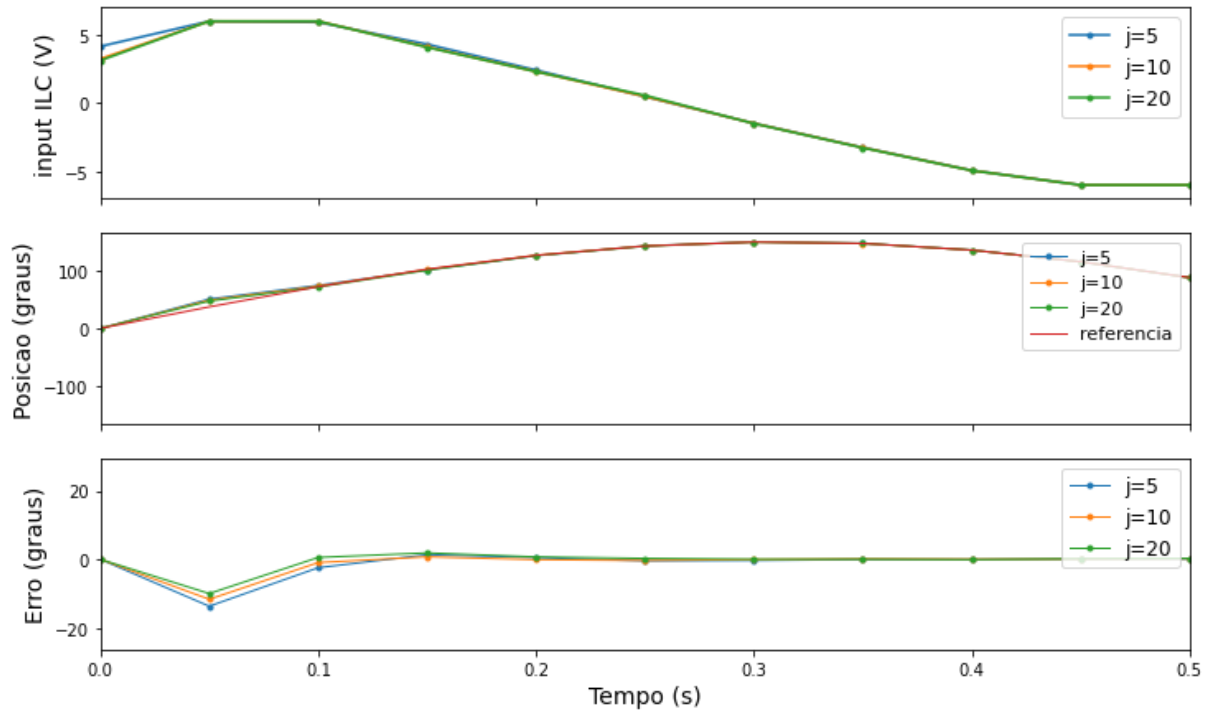
Fonte: Elaboração própria

Figura 5. 22–Resposta à função senoidal com $B = 150$ e $f = 0.4Hz$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

Figura 5.23–Zoom da resposta à função senoidal com $B = 150$ e $f = 0.4\text{Hz}$, controle feedback e ILC



Fonte: Elaboração própria

A tensão máxima imposta para o sistema real é bastante perceptível em 5.22, onde diversas regiões do primeiro gráfico se mostram limitadas à máxima de $6V$. O resultado dessa limitação se mostra como a defasagem no terceiro gráfico de 5.22, onde os vales e picos do erro gerado são correspondentes às limitações impostas sobre a tensão. Como essas limitações do sistema real não são computadas durante os critérios de convergência, o sistema pode não apresentar o resultado esperado conforme foi o caso mostrado acima.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como tema central o método de controle ILC. A motivação para o estudo do método nasceu como uma forma alternativa de controle dado o controle por feedback aprendido em sala. Objetivou-se um estudo sobre o método, juntamente da apresentação do embasamento matemático, simulações e por fim experimentos práticos.

Iniciou-se o estudo com uma revisão sobre os método de controle feedback necessários para as formulações do método ILC, seguido de uma introdução ao método ILC e suas fórmulas básicas para a implementação. Foram introduzidos métodos nos tempos contínuo e discreto, incluindo-se algoritmos de aprendizado e teoremas apresentados em BRISTOW, THARAYIL, ALLEYNE (2006), que incluíam critérios de estabilidade e convergência monotônica. Foi introduzido também a necessidade de um sistema estável antes da aplicação do controle ILC, o que nos leva à utilização em conjunto do feedback e ILC. O controle feedback incluído teria a função, além da estabilização, de filtrar perturbações não cíclicas durante as iterações. Dado a matemática necessária a sua implementação, foram apresentadas duas arquiteturas para a implementação conjunta do feedback e do ILC, sendo as formas paralelo e em série.

Escolhido o modelo da arquitetura como a em paralelo, foi implementado o método ILC em um sistema programado no ambiente Simulink juntamente com MATLAB para um modelo de motor CC utilizado durante as aulas. Foram feitas simulações com várias funções referência para verificar a estabilidade e convergência do sistema programado.

Dada a verificação no sistema modelado, fez-se um programa em LabVIEW agora para o sistema físico real, juntamente com experimentos e diversas funções de referência. Foram feitos estudos sobre os inputs de tensão, posição real e a da referência e erros a cada iteração do programa verificando o sistema programado para o método ILC. Apesar de limitações físicas, o sistema se apresentou com convergência satisfatória para o controle proposto.

Por fim, acredita-se que o trabalho presente mostrou uma introdução ao método de controle ILC, aliando a apresentação do rigor necessário à sua implementação junto da sua própria implementação, nos ambientes Simulink para as simulações e LabVIEW para os experimentos físicos.

Entretanto, há pleno espaço de melhora para as arquiteturas mostradas. Sugerem-se para trabalhos futuros usos de diferentes tipos de funções de aprendizado, além dos tipos

mostrados neste trabalho. Outras possíveis mudanças seriam no uso de um filtro-Q diferente de 1, visando a robustez do sistema para aplicações físicas reais.

REFERÊNCIAS

BRISTOW , D. A; THARAYIL , M; ALLEYNE, A. G. **A survey of iterative learning control**. IEEE Control Systems Magazine, v. 26, n. 3, pp. 96-114, June 2006, DOI: 10.1109/MCS.2006.1636313. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1636313>
Acesso em: 06 ago 2022

CHEEVER, E. **Determining Stability using the Nyquist Plot**. 2005. Disponível em: <https://lpsa.swarthmore.edu/Nyquist/Nyquist.html>

Acesso em: 06 ago 2022

CHEEVER, E. **State Space Representations of Linear Physical Systems**. 2005. Disponível em: <https://lpsa.swarthmore.edu/Representations/SysRepSS.html>

Acesso em: 06 ago 2022

FRANKLIN, G. F; POWELL ,J, D; EMAMI-NAEINI,A. **Sistemas de Controle para Engenharia**. Tradução de Fernando de Oliveira Souza; 6. ed. Porto Alegre: Bookman,2013

GUNNARSON, S. NORRLOF, M. **A Short Introduction do Iterative Learning Control**. 1997. S-58183: Department of Electrical Engineering, Linköping University.

Disponível em: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:316481/FULLTEXT02>

Acesso em: 06 ago 2022

H. -S. AHN, Y. CHEN, K. L. MOORE, "Iterative Learning Control: Brief Survey and Categorization," in IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews), vol. 37, no. 6, pp. 1099-1121, Nov. 2007, doi: 10.1109/TSMCC.2007.905759.

Acesso em 15 jan 2023

TILBURY, D; MESSNER, B. **Introduction: PID Controller Design**. Disponível em: <https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction§ion=ControlPID>
Acesso em: 10 nov 2022

MOORE, K. L. An Introduction to Iterative Learning Control. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Mohamed_Mourad_Lafifi/post/Is-is-possible-to-achieve-almost-perfect-step-tracking-for-a-system-with-inherent-delay-using-ITERATIVE-LEARNING-CONTROL-ILC/attachment/59d63da079197b807799a63e/AS%3A420689099149314%401477311505687/download/An+Introduction+to+Iterative+Learning+Control.pdf
Acesso em: 06 ago 2022

OWENS, D. H. *Iterative Learning Control Advances in Industrial Control*. London: Springer-Verlag, 2016

SCHEEL ,M.; BERNDT, A.; SIMANSKI, O. **Iterative Learning Control: An Example for Mechanical Ventilated Patients**, IFAC-PapersOnLine, v. 48, n. 20, p. 523-527, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2015.10.194>.
Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896315020856>
Acesso em: 10 nov 2022