

MODELAGEM EXPERIMENTAL E AVALIAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA UMA ESTUFA DE CURA DE RESINA

Junior A. Osovski, Aldo Zanella Junior

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: juniorosovski@gmail.com, azanella@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 2026

Resumo – O processo de cura térmica de resinas em motores elétricos influencia diretamente a qualidade do sistema isolante, o consumo energético e a produtividade industrial. Em linhas de produção, minimizar o tempo de ciclo e o desperdício de energia são fatores cruciais para a redução dos custos operacionais. Neste trabalho, foi realizada a modelagem experimental de uma estufa de cura por convecção forçada a partir de ensaios em diferentes tensões de alimentação. Os modelos obtidos foram utilizados no projeto de controladores sintonizados pela metodologia *Internal Model Control* (IMC). Adicionalmente, foi avaliada a utilização de uma ação feedforward baseada no inverso do ganho estático da planta. Os modelos identificados apresentaram variação de aproximadamente 66,5% no ganho estático da planta entre os pontos de operação avaliados, enquanto a constante de tempo dominante variou cerca de 17,3%. Com base nessa característica, foi avaliada também uma estratégia de ajuste contínuo do ganho proporcional, proposta neste trabalho e designada por PID- ΔT . O desempenho das estratégias foi avaliado por simulação considerando o tempo para atingir a referência, overshoot e consumo energético. Os resultados indicaram que o controlador PID- ΔT apresentou melhor relação entre o tempo para atingir a referência e eficiência energética, superando o controlador IMC convencional e as topologias com feedforward avaliadas.

Palavras-chave – Controle PID, Estufa industrial, Feedforward, IMC, Modelagem experimental.

EXPERIMENTAL MODELING AND EVALUATION OF CONTROL STRATEGIES FOR A RESIN CURING OVEN

Abstract – The thermal curing process of resins in electric motors directly influences the quality of the insulation system, energy consumption, and industrial productivity. In manufacturing environments, reducing cycle time and energy waste is essential to lowering operational costs. In this work, an experimental model of a forced-convection curing oven was obtained from tests conducted at different supply voltages. The identified models were used to

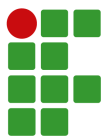
design controllers tuned according to the Internal Model Control (IMC) methodology. In addition, a feedforward control action based on the inverse of the plant static gain was evaluated. The identified models exhibited a variation of approximately 66.5% in the plant static gain, whereas the dominant time constant varied by about 17.3% among the evaluated operating points. Based on this characteristic, a continuous proportional gain adjustment strategy, proposed in this work and referred to as PID- ΔT , was also evaluated. The control strategies were assessed through simulations considering the time required to reach the reference, overshoot, and energy consumption. The results indicated that the PID- ΔT controller achieved the best trade-off between reference tracking time and energy efficiency, outperforming the conventional IMC controller and the evaluated feedforward topologies.

Keywords – PID Control, Industrial Oven, Feedforward, IMC, Experimental Modeling.

I. INTRODUÇÃO

Os motores elétricos desempenham papel fundamental nos setores industrial, comercial e residencial, sendo responsáveis por grande parte da conversão de energia elétrica em energia mecânica. A confiabilidade e a vida útil dessas máquinas dependem diretamente da integridade de seu sistema isolante, formado por materiais que garantem o isolamento elétrico entre os enrolamentos e a carcaça, além de proporcionar resistência mecânica e proteção contra agentes ambientais durante sua operação.

Durante o processo de fabricação, uma etapa essencial consiste na impregnação dos enrolamentos com resina, seguida da cura térmica realizada em estufas industriais. De acordo com a IEC 60034-18, o sistema de isolamento de máquinas elétricas rotativas deve ser avaliado como um conjunto integrado de materiais e processos de fabricação, capaz de suportar os esforços térmicos, elétricos, mecânicos e ambientais aos quais será submetido durante sua vida útil [1]. Nesse contexto, a cura térmica é responsável pelo desenvolvimento das propriedades mecânicas e dielétricas dos materiais isolantes, influenciando diretamente o desempenho, a confiabilidade e a durabilidade do motor elétrico.



A etapa de cura térmica deve fornecer energia suficiente para promover a cura completa da resina, mantendo a temperatura dentro de limites adequados. Aquecimentos lentos aumentam o tempo de ciclo produtivo e o consumo energético da estufa, reduzindo a produtividade do processo [2]. Em contrapartida, respostas excessivamente agressivas podem provocar sobreaquecimento, comprometendo as propriedades da resina e, consequentemente, a confiabilidade do sistema isolante [1], [3]. Dessa forma, o controle de temperatura dessas estufas representa um problema de grande relevância industrial, pois envolve o compromisso entre qualidade do produto, produtividade e eficiência energética.

Entretanto, estufas industriais de convecção forçada apresentam elevada inércia térmica e parâmetros que variam conforme o ponto de operação, dificultando a obtenção de respostas rápidas e precisas utilizando estratégias convencionais de controle. Apesar desses desafios, o controle de temperatura é tipicamente realizado por controladores Proporcional-Integral-Derivativos (PID), amplamente empregados na indústria devido à sua simplicidade, robustez e facilidade de implementação [4]. Nessas condições, a modelagem matemática da planta torna-se uma etapa fundamental para o projeto e a sintonia dos controladores. Contudo, a obtenção de modelos analíticos detalhados para estufas industriais é dificultada pela complexidade dos fenômenos de transferência de calor e pelas incertezas associadas às condições de contorno. Dessa forma, a modelagem experimental surge como uma alternativa adequada para representar a dinâmica térmica real do sistema [5].

Diante desse cenário, a literatura tem buscado alternativas para otimizar o processo térmico em estufas de cura. Em [2], foi explorada a modelagem numérica do fluxo de ar em estufas contínuas de convecção, visando à redução do tempo de ciclo produtivo. Na vertente do controle, abordagens utilizando a metodologia *Internal Model Control* (IMC) têm sido aplicadas com sucesso para o projeto e a sintonia de controladores PID em processos complexos [6]. Adicionalmente, o uso de estratégias *feedforward* tem ganhado destaque por melhorar o rastreamento de referências e a rejeição de perturbações [7]. Entretanto, a aplicação prática de estratégias capazes de compensar continuamente a variação do ganho estático da planta, especialmente em sistemas térmicos de elevada inércia, ainda demanda investigação experimental e soluções de implementação simples para ambientes industriais.

Para contribuir com essa lacuna, este trabalho tem como objetivo modelar experimentalmente a dinâmica térmica de uma estufa de cura de resina utilizada na fabricação de motores elétricos e avaliar diferentes estratégias de controle baseadas na arquitetura PID. Para isso, realiza-se a identificação experimental do modelo dinâmico da planta para diferentes condições de operação e o projeto de controladores sintonizados pela metodologia IMC, associados a um compensador *feedforward*. Além disso, propõe-se uma estratégia de ajuste contínuo do ganho proporcional em função da elevação de temperatura (PID- ΔT), permitindo avaliar seu

desempenho em relação às estratégias convencionais por meio de indicadores como tempo para atingir a referência, *overshoot* e consumo energético.

Este artigo está organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta a fundamentação teórica, a Seção III descreve a metodologia, a Seção IV apresenta os resultados e a Seção V apresenta as conclusões.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Esta seção apresenta os conceitos teóricos necessários para a compreensão do processo de cura térmica, da dinâmica de estufas industriais, da modelagem matemática de sistemas térmicos e das estratégias de controle empregadas.

A. Sistema isolante em motores elétricos

O sistema isolante consiste em um conjunto de materiais aplicados aos enrolamentos do motor elétrico. Sua principal função é garantir o isolamento elétrico entre os condutores mitigando o risco de falhas por curto-circuito entre espiras ou contra a carcaça, além de proporcionar resistência mecânica e proteção contra agentes ambientais, contribuindo para a integridade estrutural e confiabilidade operacional do equipamento [8].

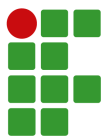
De acordo com a IEC 60085 [8], os sistemas isolantes utilizados em motores elétricos são classificados conforme sua capacidade de suportar temperaturas elevadas em regime contínuo, sem degradação significativa de suas propriedades elétricas, mecânicas e químicas. Essa classificação estabelece limites máximos admissíveis de temperatura para o sistema isolante completo, sendo tradicionalmente organizada em classes térmicas como A (105 °C), B (130 °C), F (155 °C) e H (180 °C) [8]. Para que o motor atinja e mantenha o desempenho exigido por essas classes ao longo de sua vida útil, a qualidade dos materiais e dos processos aplicados é fundamental.

No processo de fabricação de motores elétricos, a resina de impregnação desempenha papel essencial na consolidação estrutural dos enrolamentos, promovendo o preenchimento de vazios internos e aumentando a rigidez mecânica do conjunto. Após sua aplicação, torna-se necessária a etapa de cura térmica, geralmente realizada em estufas industriais [3].

B. Cura de resina em motores elétricos

O processo de cura da resina depende do método de impregnação empregado; entretanto, seu princípio fundamental permanece o mesmo: promover a elevação controlada da temperatura para induzir reações químicas responsáveis pelo desenvolvimento das propriedades mecânicas e dielétricas do material [6].

De maneira geral, o ciclo de cura pode ser dividido em duas etapas principais: uma fase transitória de aquecimento e uma fase de patamar térmico em regime permanente. Durante a fase de aquecimento, a temperatura da resina é elevada



progressivamente até atingir a condição de gelificação (gel time), caracterizada pela transição do estado líquido para um estado de gel. A partir desse ponto, o material perde sua capacidade de escoamento e inicia a etapa efetiva de cura [3].

O tempo de gelificação e a duração total do processo de cura estão diretamente associados à composição química da resina e à classe térmica do sistema isolante. Esses parâmetros são normalmente definidos pelos fabricantes por meio de fichas técnicas e especificações de processamento, sendo fundamentais para garantir a obtenção das propriedades finais desejadas [3].

C. Estufa de cura

Estufas industriais são equipamentos destinados à realização de processos térmicos controlados, como secagem, aquecimento, esterilização e cura de materiais. Na fabricação de motores elétricos predominam estufas de convecção forçada de ar, utilizadas para promover a cura térmica de resinas de impregnação aplicadas aos enrolamentos [2].

A configuração típica dessas estufas inclui uma câmara termicamente isolada, elementos resistivos de aquecimento, sistema de ventilação e sistema de controle. A câmara é geralmente construída com paredes metálicas duplas preenchidas com material isolante, reduzindo perdas térmicas para o ambiente externo e favorecendo maior eficiência energética [9] [10].

Os elementos de aquecimento são responsáveis pela elevação da temperatura do ar interno, enquanto o sistema de ventilação promove circulação forçada, intensificando a transferência de calor por convecção entre o ar aquecido e os estatores. Essa movimentação contribui para maior uniformidade térmica dentro da câmara, reduzindo gradientes de temperatura ao longo do processo [2].

O controle térmico opera em malha fechada, utilizando sensores de temperatura para monitorar continuamente a condição interna da estufa. O sinal medido é comparado ao valor de referência (setpoint), permitindo que o controlador ajuste a potência aplicada às resistências de aquecimento e mantenha a temperatura dentro da faixa desejada [9] [10].

D. Transferência de calor em estufas

A transferência de calor em estufas de cura por convecção forçada envolve, principalmente, os mecanismos de condução, convecção e radiação. O comportamento térmico desses sistemas pode ser descrito por meio do balanço de energia, no qual a variação da temperatura resulta da interação entre a energia fornecida, as perdas térmicas e a capacidade de armazenamento de calor do conjunto. Como consequência, a resposta térmica apresenta caráter transitório, evoluindo gradualmente até atingir o regime permanente [11].

A dinâmica desse aquecimento é frequentemente associada a uma constante de tempo térmica, parâmetro que representa a velocidade de resposta do sistema frente a uma variação

de temperatura. Entretanto, essa constante depende simultaneamente de diversos fatores, como propriedades térmicas dos materiais, geometria da estufa, condições de escoamento do ar, coeficientes convectivos e características construtivas do equipamento [11].

Devido à dificuldade de determinar com precisão os coeficientes de transferência de calor e demais condições de contorno envolvidas no processo térmico, a obtenção de modelos analíticos detalhados pode tornar-se impraticável em aplicações reais. Além disso, abordagens baseadas em simulação numérica frequentemente demandam informações que nem sempre estão disponíveis ou apresentam elevado custo computacional. Dessa forma, a utilização de técnicas experimentais para caracterização da dinâmica térmica do sistema constitui uma alternativa adequada para a obtenção de modelos representativos das condições reais de operação [5].

E. Controlador PID clássico

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo é um dos algoritmos de controle por realimentação mais utilizados em aplicações industriais devido à sua simplicidade de implementação, robustez e capacidade de proporcionar bom desempenho em uma ampla variedade de processos. Sua estratégia de controle baseia-se na combinação das ações proporcional, integral e derivativa, com o objetivo de minimizar o erro entre a variável controlada e o valor de referência [12].

A ação proporcional (P) produz um sinal de controle proporcional ao erro instantâneo, contribuindo para a rapidez da resposta do sistema. A ação integral (I) acumula o erro ao longo do tempo, eliminando o erro em regime permanente. Por sua vez, a ação derivativa (D) atua sobre a taxa de variação do erro, antecipando sua tendência e contribuindo para a redução de oscilações e do *overshoot* [12].

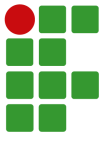
A forma ideal do controlador PID pode ser representada pela função de transferência

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \quad (1)$$

em que $C(s)$ representa a função de transferência do controlador, K_p é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral e T_d é o tempo derivativo.

Embora essa representação seja amplamente empregada para a análise teórica do controlador, a implementação direta da ação derivativa pode amplificar componentes de alta frequência presentes no sinal de medição, tornando o sistema mais sensível a ruídos. Por esse motivo, muitos controladores PID industriais incorporam um filtro passa-baixa de primeira ordem à ação derivativa, reduzindo a amplificação de ruídos e preservando os benefícios da ação antecipatória. O coeficiente do filtro influencia diretamente a dinâmica do controlador, não havendo um valor padronizado entre os diferentes fabricantes [13].

Uma implementação amplamente empregada em controladores PID digitais é a forma prática do controlador PID,



disponível, por exemplo, no bloco PID do MATLAB/Simulink [14]. Nessa implementação, a ação derivativa é filtrada por um filtro passa-baixa de primeira ordem, resultando na seguinte função de transferência:

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d N s}{s + N} \right), \quad (2)$$

em que N é o coeficiente do filtro derivativo, responsável por definir a frequência de corte do filtro. Valores elevados de N aproximam o comportamento da ação derivativa ao de um derivador ideal, enquanto valores menores aumentam a atenuação das componentes de alta frequência do sinal de medição, reduzindo a sensibilidade do controlador a ruídos.

F. Sintonia de controladores pelo método Internal Model Control (IMC)

A sintonia pelo método IMC baseia-se na utilização de um modelo matemático do processo para determinar os parâmetros do controlador. A estrutura fundamental dessa metodologia utiliza um modelo matemático do processo em paralelo ao próprio processo físico, em que a ação de controle é baseada na comparação entre a saída medida do processo e a saída estimada pelo modelo interno, conforme a topologia apresentada por Castellanos et al. [6]. Essa abordagem é amplamente empregada em aplicações industriais devido à sua simplicidade, robustez e facilidade de implementação.

A sintonia pelo método IMC utiliza os parâmetros obtidos na modelagem do processo, como o ganho estático e as constantes de tempo, associados a um filtro de sintonia responsável por estabelecer o compromisso entre desempenho e robustez. A estrutura geral do controlador IMC é dada por:

$$C_{IMC}(s) = P^{-1}(s)F(s), \quad (3)$$

em que $C_{IMC}(s)$ representa o controlador obtido pela metodologia IMC, $P^{-1}(s)$ corresponde à inversão da parcela estável e invertível do modelo da planta e $F(s)$ é um filtro passa-baixa responsável por limitar a largura de banda do controlador e atenuar componentes de alta frequência.

De forma geral, o filtro IMC pode ser representado por:

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n}, \quad (4)$$

em que λ é o parâmetro de sintonia que define a constante de tempo do filtro, estabelecendo o compromisso entre desempenho e robustez do sistema de controle, enquanto n representa a ordem do filtro, escolhida em função da ordem relativa do modelo do processo, de modo que o controlador obtido seja próprio e fisicamente realizável. Valores reduzidos de λ proporcionam respostas mais rápidas, porém menos robustas. Em contrapartida, valores elevados resultam em respostas mais suaves e conservadoras [6].

Considerando uma planta de segunda ordem descrita por

$$P(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}, \quad (5)$$

em que K representa o ganho estático do processo e τ_1 e τ_2 correspondem às constantes de tempo do sistema, a estrutura IMC pode ser convertida para a forma equivalente de um controlador PID convencional, permitindo sua implementação em arquiteturas clássicas de controle por realimentação. Essa equivalência é expressa por:

$$C(s) = \frac{C_{IMC}(s)}{1 - P(s)C_{IMC}(s)}. \quad (6)$$

Substituindo a expressão do controlador IMC apresentada na Equação (3) e o modelo da planta descrito na Equação (5) na Equação (6), considerando o filtro IMC de primeira ordem ($n=1$) definido na Equação (4), conforme proposto por Castellanos et al. [6], obtém-se:

$$C(s) = \frac{P^{-1}(s)F(s)}{1 - P(s)P^{-1}(s)F(s)} = \frac{\frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K(\lambda s + 1)}}{1 - \frac{1}{\lambda s + 1}}. \quad (7)$$

Simplificando a Equação (7), resulta:

$$C(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{K\lambda s}. \quad (8)$$

Expandindo o numerador e reorganizando os termos em potências de s , obtém-se uma expressão equivalente à forma padrão do controlador PID ideal apresentada na Equação (1):

$$K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = \frac{\tau_1 \tau_2}{K\lambda} s + \frac{\tau_1 + \tau_2}{K\lambda} + \frac{1}{K\lambda s}. \quad (9)$$

Igualando os coeficientes dos termos de mesma ordem em s , obtém-se inicialmente as seguintes relações:

$$K_p = \frac{\tau_1 + \tau_2}{K\lambda}, \quad (10)$$

$$\frac{K_p}{T_i} = \frac{1}{K\lambda}, \quad (11)$$

$$K_p T_d = \frac{\tau_1 \tau_2}{K\lambda}. \quad (12)$$

Substituindo a expressão obtida para K_p nas duas últimas equações, resultam:

$$T_i = \tau_1 + \tau_2 \quad (13)$$

$$T_d = \frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \quad (14)$$

Essas expressões permitem determinar diretamente os parâmetros do controlador PID a partir do modelo identificado,

simplificando o processo de sintonia e tornando a metodologia particularmente adequada para sistemas térmicos caracterizados por dinâmica lenta e elevada inércia [6].

G. Controle *Feedforward*

O controle *feedforward* é uma estratégia de controle baseada em informações conhecidas do sistema, podendo ser empregado para melhorar o rastreamento da referência ou reduzir os efeitos de perturbações sobre a variável controlada.

Quando aplicado ao rastreamento de referência, o controlador *feedforward* gera uma ação de controle antecipada a partir da referência desejada. Essa estratégia pode ser utilizada em conjunto com a ação de realimentação, de modo que o sinal de controle aplicado ao processo seja obtido pela soma das contribuições *feedforward* e de realimentação [7].

Dessa forma, o sinal de controle combinado pode ser definido como:

$$U(s) = U_C(s) + U_{C_{ff}}(s), \quad (15)$$

onde $U(s)$ representa o sinal de controle aplicado à planta, $U_C(s)$ corresponde à ação gerada pelo controlador de realimentação e $U_{C_{ff}}(s)$ representa a contribuição do controlador *feedforward*.

O sinal de controle gerado pelo controlador *feedforward* pode ser definido por:

$$U_{C_{ff}}(s) = C_{ff}(s)R(s), \quad (16)$$

onde $C_{ff}(s)$ representa o controlador *feedforward* e $R(s)$ a referência do sistema.

Uma abordagem amplamente utilizada para o projeto de controladores *feedforward* é baseada na inversão do modelo da planta. Nessa metodologia, o sinal *feedforward* é obtido pela passagem da referência através de um modelo que representa a dinâmica inversa do sistema [7].

$$C_{ff}(s) = P^{-1}(s), \quad (17)$$

em que $P^{-1}(s)$ representa a dinâmica inversa da planta.

Teoricamente, quando o modelo utilizado representa adequadamente a dinâmica da planta, a ação *feedforward* é capaz de fornecer antecipadamente o esforço de controle necessário para que a saída acompanhe a referência desejada [7].

III. METODOLOGIA

A metodologia adotada neste trabalho foi estruturada com o objetivo de modelar experimentalmente a dinâmica térmica da estufa de cura, projetar os controladores e avaliar o desempenho das estratégias de controle por meio de simulações comparativas. O procedimento foi dividido em etapas sequenciais, visando descrever de forma organizada as abordagens empregadas ao longo do desenvolvimento da pesquisa.

A. Equipamentos e instrumentação

O sistema experimental foi constituído por uma estufa da marca Fanem, modelo 320-SE. Para possibilitar o controle da potência fornecida ao sistema, os terminais das resistências de aquecimento foram conectados a um variador de tensão, permitindo ajustar os níveis de tensão aplicados durante os experimentos. A potência elétrica de entrada foi monitorada por meio de um alicate-amperímetro, utilizado para registrar os valores de tensão e corrente aplicados ao longo dos ensaios, conforme apresentado na Figura 1.



Fig. 1. Sistema experimental utilizado nos ensaios, composto pela estufa, variador de tensão e o alicate-amperímetro utilizado para monitoramento elétrico. Fonte: O autor.

O monitoramento térmico foi realizado por meio de quatro sensores de temperatura do tipo Pt100, sendo três instalados nos estatores posicionados no interior da câmara e um no centro geométrico da estufa para medição da temperatura média do ar interno. Os estatores instrumentados e o sistema de aquisição de dados utilizados nos ensaios são apresentados na Figura 2.

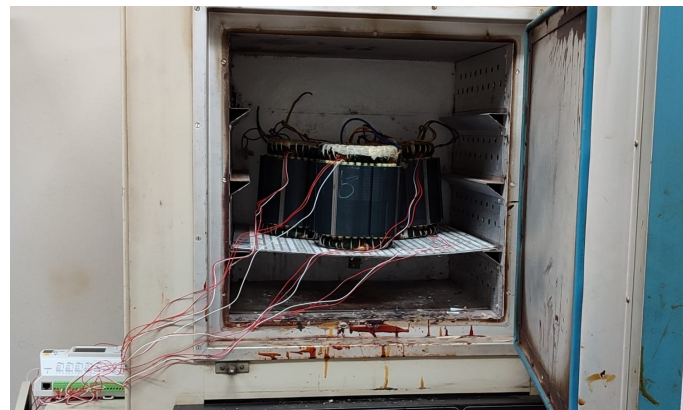
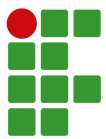


Fig. 2. Estatores instrumentados e sistema de aquisição de dados utilizado para o monitoramento das temperaturas. Fonte: O autor.

A aquisição e o armazenamento dos dados de temperatura foram realizados por meio de um registrador Novus,



modelo FieldLogger, responsável pelo registro contínuo das temperaturas monitoradas durante os experimentos. As temperaturas foram registradas em intervalos de um minuto durante aproximadamente vinte horas para cada ensaio.

B. Tratamento dos dados

Como etapa preliminar à modelagem matemática, os dados experimentais foram submetidos a um processo de tratamento com o objetivo de obter uma representação padronizada da dinâmica térmica do sistema.

Inicialmente, foi removido o valor correspondente à temperatura ambiente inicial, deslocando a resposta para a origem temporal e eliminando o efeito do offset térmico. Em seguida, os dados foram ajustados em função da amplitude do degrau aplicado na entrada, permitindo representar a dinâmica da planta de forma independente da magnitude do ensaio realizado.

Esse procedimento possibilita comparar diferentes ensaios sob uma mesma base de análise, além de facilitar a identificação dos parâmetros dinâmicos utilizados na obtenção da função de transferência.

C. Identificação dos parâmetros dinâmicos do modelo

Após o tratamento dos dados, determinou-se o valor em regime permanente da resposta, representado por $y(\infty)$. Em seguida, foi calculada a diferença entre a resposta instantânea e o valor final, $y(\infty) - y(t)$, que representa a parcela transitória remanescente da resposta térmica.

Considerando que sistemas térmicos podem ser representados por uma soma de exponenciais, aplicou-se o método de linearização por logaritmo natural. Esse procedimento transforma uma exponencial dominante em uma relação aproximadamente linear, permitindo estimar as constantes de tempo por regressão linear [15].

A dinâmica do sistema foi representada pela expressão:

$$y(\infty) - y(t) = Ae^{-t/\tau_1} + Be^{-t/\tau_2}, \quad (18)$$

onde A e B correspondem às amplitudes associadas a cada componente exponencial e τ_1 e τ_2 representam as constantes de tempo relacionadas às diferentes dinâmicas térmicas do sistema.

Inicialmente identificou-se a exponencial dominante em uma região específica da resposta experimental. Nessa faixa, assume-se que uma das componentes predomina sobre a outra, permitindo aproximar a Equação (18) por:

$$y(\infty) - y(t) \approx Ae^{-t/\tau_1}. \quad (19)$$

Aplicando-se o logaritmo natural em ambos os lados da equação, obtém-se:

$$\ln(y(\infty) - y(t)) = \ln(A) - \frac{t}{\tau_1}. \quad (20)$$

Essa transformação resulta em uma reta cuja inclinação está diretamente relacionada à constante de tempo do sistema. Assim, o parâmetro τ_1 foi obtido a partir do coeficiente angular extraído da região aproximadamente linear da curva, após a aplicação da transformação logarítmica.

Posteriormente reconstruiu-se a contribuição associada à primeira exponencial e esta foi subtraída da resposta experimental original. O sinal residual obtido passou a representar predominantemente a segunda dinâmica do sistema. Sobre esse resíduo, aplicou-se novamente o método do logaritmo natural, permitindo determinar a segunda constante de tempo τ_2 .

Esse procedimento possibilita separar matematicamente as diferentes componentes dinâmicas presentes na resposta térmica, resultando em uma representação mais adequada para sistemas com comportamento de segunda ordem [15].

D. Validação do modelo

Para verificar a representatividade do modelo obtido, realizou-se uma etapa de validação por comparação entre a resposta simulada e os dados experimentais. O procedimento consistiu na simulação da função de transferência identificada no ambiente MATLAB.

A resposta ao degrau do modelo foi então sobreposta graficamente aos dados experimentais previamente tratados, permitindo uma análise comparativa do comportamento dinâmico. Adicionalmente, foram calculados o erro absoluto médio (MAE) e a raiz do erro quadrático médio (RMSE), utilizados para quantificar a diferença entre o modelo identificado e a resposta observada experimentalmente.

E. Ganhos do controlador

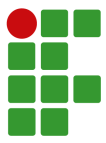
Os parâmetros do controlador PID foram obtidos a partir das Equações (10), (13) e (14), referentes à sintonia IMC, utilizando os valores identificados para o ganho estático e as constantes de tempo do modelo térmico. A partir desses parâmetros, foram calculados os ganhos do controlador para diferentes condições de sintonia, permitindo avaliar a influência do ajuste na dinâmica do processo.

O parâmetro λ , responsável pelo compromisso entre desempenho e robustez do controlador, foi definido por:

$$\lambda = \frac{\tau_1}{\alpha}, \quad (21)$$

onde α representa o parâmetro de ajuste da resposta dinâmica. Valores maiores de α resultam em respostas mais agressivas, enquanto valores menores produzem comportamento mais conservador e robusto.

Neste trabalho, foram avaliados diferentes valores de α para investigar o compromisso entre velocidade de aquecimento, *overshoot* e consumo energético, bem como a influência da agressividade da sintonia no desempenho do sistema térmico.



F. Critérios de análise de desempenho

A avaliação das estratégias de controle foi realizada por meio de parâmetros extraídos das respostas ao degrau, permitindo a comparação quantitativa entre os controladores.

Foram considerados o tempo de subida (t_r), definido como o intervalo necessário para que a temperatura atinja o *setpoint* pela primeira vez, sendo o principal indicador da velocidade de resposta e do início do ciclo de cura; o tempo de acomodação (t_s), correspondente ao intervalo necessário para que a resposta permaneça dentro da faixa de tolerância de $\pm 2\%$; o sobressinal máximo (M_p), associado à ultrapassagem da temperatura de referência; e o consumo energético.

O consumo energético foi estimado a partir da potência instantânea, calculada pelo produto entre a tensão aplicada ao atuador e a corrente correspondente, obtida por ajuste dos dados experimentais. O consumo acumulado foi determinado pela integração da potência ao longo da simulação.

IV. RESULTADOS

Este capítulo apresenta e discute os resultados obtidos ao longo do desenvolvimento deste trabalho. As análises realizadas permitiram avaliar o comportamento do sistema e o desempenho das estratégias de controle propostas.

A. Dados experimentais

Foram realizados ensaios com degraus de tensão de 50 V, 80 V, 110 V e 220 V, obtendo-se as respostas térmicas da estufa e da temperatura média das amostras. O ensaio com 220 V resultou na falha dos sensores de temperatura, pois a temperatura atingida ultrapassou o limite operacional dos dispositivos utilizados.

A Figura 3 apresenta as respostas térmicas obtidas para os diferentes níveis de tensão aplicados, correspondentes à temperatura média das amostras durante o aquecimento.

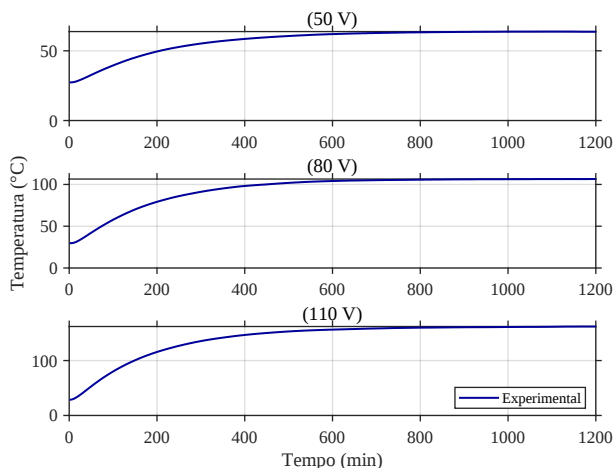


Fig. 3. Respostas térmicas experimentais: (a) 50 V, (b) 80 V e (c) 110 V. Fonte: O autor.

Como o processo de cura depende da temperatura atingida pelas amostras, essa variável foi adotada como referência para o tratamento dos dados, a identificação dos modelos matemáticos e o projeto dos controladores.

B. Tratamento dos dados

Após o tratamento descrito na metodologia, obteve-se a resposta térmica em função da tensão aplicada, expressa em $^{\circ}\text{C/V}$. Essa representação foi utilizada na identificação da planta, permitindo descrever seu comportamento dinâmico de forma independente da amplitude do degrau aplicado.

A Figura 4 apresenta as respostas tratadas para os diferentes ensaios. Observa-se comportamento dinâmico semelhante entre as curvas, porém com diferentes valores de regime permanente, evidenciando a influência do ponto de operação sobre o ganho estático da planta. Esse comportamento indica que a dinâmica térmica da estufa não pode ser representada por um único ganho em toda a faixa de operação analisada.

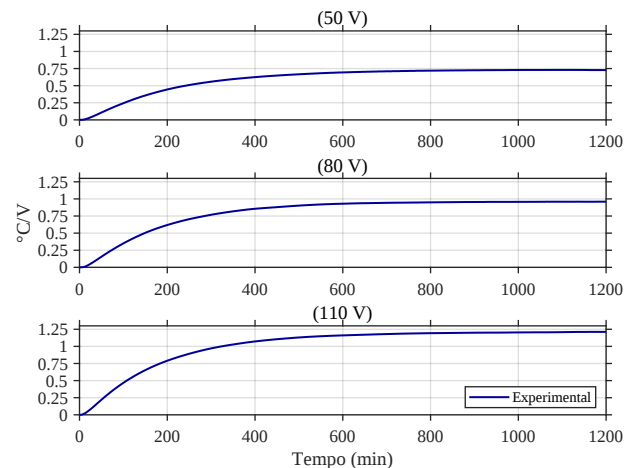


Fig. 4. Respostas térmicas tratadas para: (a) 50 V, (b) 80 V e (c) 110 V. Fonte: O autor.

C. Parâmetros dinâmicos do modelo

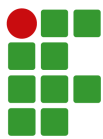
Os parâmetros das plantas foram obtidos por meio da aplicação do método logarítmico às respostas experimentais, conforme descrito na metodologia. A Tabela I apresenta os ganhos estáticos e as constantes de tempo identificados para cada condição de ensaio.

TABELA I

Parâmetros dinâmicos dos modelos.

Tensão (V)	K	τ_1	τ_2
50	0,728	190	20
80	0,960	162	23
110	1,212	180	12

Observa-se que o ganho estático da planta apresentou



variação de aproximadamente 66,5%. Em contrapartida, a constante de tempo dominante apresenta variação de aproximadamente 17,3%, indicando que a principal diferença entre os pontos de operação está associada ao ganho da planta.

A partir dos parâmetros obtidos, foram determinados os modelos matemáticos utilizados no projeto e na avaliação das estratégias de controle. Como exemplo, a Equação (22) apresenta o modelo correspondente ao ensaio realizado com tensão de alimentação de 80 V.

$$P(s) = \frac{0,960}{(162s + 1)(23s + 1)}. \quad (22)$$

D. Validação do modelo

A validação do modelo matemático foi realizada comparando-se os dados experimentais obtidos em malha aberta com as respostas simuladas a partir dos modelos identificados na Tabela I.

Conforme ilustrado na Figura 5, observa-se uma elevada convergência entre as trajetórias experimentais e as respostas do modelo para os três níveis de tensão aplicados.

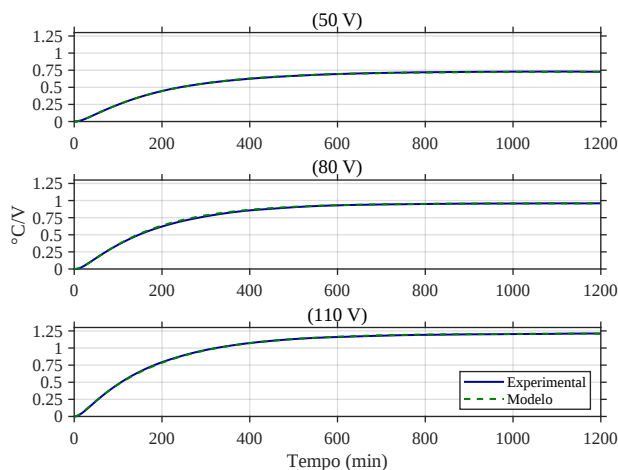


Fig. 5. Comparação dos dados do ensaio e o modelo usando método logarítmico: (a) 50 V, (b) 80 V, (c) 110 V. Fonte: O autor.

Essa aderência visual é confirmada pelos índices quantitativos da Tabela II. Mesmo na condição de maior erro, a magnitude dos desvios permanece abaixo de 1%, evidenciando que o modelo captura com fidelidade a dinâmica térmica do sistema e fundamenta sua aplicação nas etapas subsequentes de projeto e avaliação dos controladores.

TABELA II
Índices de comparação.

Tensão (V)	MAE (%)	RMSE (%)
50	0,254	0,300
80	0,491	0,707
110	0,372	0,432

Diante desses resultados, a representatividade dos modelos é validada, o que fundamenta sua aplicação nas etapas subsequentes de projeto e avaliação dos controladores.

E. Análise dos ganhos térmicos

Os parâmetros apresentados na Tabela I mostram que o ganho estático da planta varia significativamente com o ponto de operação. Esse resultado indica que a sensibilidade térmica da estufa não permanece constante ao longo da faixa de operação analisada.

Como cada tensão de alimentação está associada a uma temperatura de estabilização específica, o ganho estático da planta pode ser correlacionado à elevação de temperatura do sistema, definida por:

$$\Delta T = T - T_{amb}, \quad (23)$$

onde ΔT corresponde à elevação de temperatura, T representa a temperatura medida e T_{amb} a temperatura ambiente.

A adoção da elevação de temperatura como variável de análise é consistente com procedimentos utilizados em ensaios térmicos de máquinas elétricas, nos quais o interesse está associado ao aumento de temperatura provocado pelo processo e não ao valor absoluto medido.

A Figura 6 apresenta a correlação entre o ganho estático, a tensão de alimentação e a elevação de temperatura em regime permanente. Observa-se que o ganho do sistema apresenta um comportamento crescente tanto com o aumento da tensão quanto com a elevação da temperatura. Essa tendência sugere a utilização da temperatura como variável para o ajuste dos parâmetros do controlador PID- ΔT .

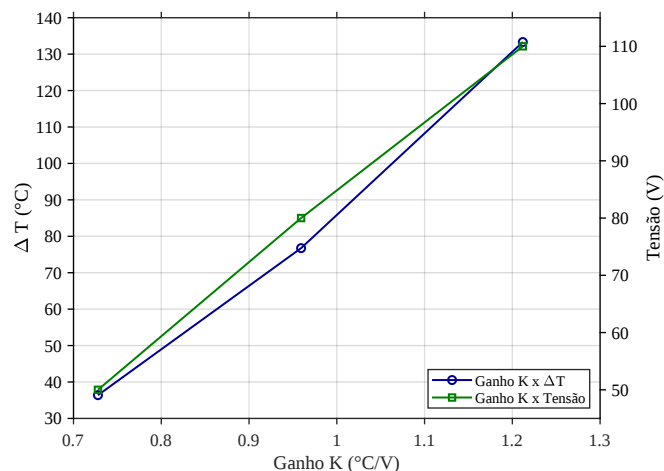


Fig. 6. Correlação do ganho estático da planta: curva azul ($\Delta T \times K$) e curva verde ($V \times K$). Fonte: O autor.

F. Caracterização elétrica do sistema de aquecimento

Com o objetivo de estimar o consumo energético durante as

simulações, foi realizada a caracterização elétrica do sistema de aquecimento por meio da medição da corrente consumida para diferentes níveis de tensão aplicados à resistência da estufa.

A Figura 7 apresenta os dados experimentais coletados. Para obter a inclinação da curva, utilizou-se regressão linear sobre esses dados, resultando na seguinte definição:

$$I(V) = 0,03883V, \quad (24)$$

onde $I(V)$ representa a corrente elétrica consumida e V a tensão aplicada à resistência da estufa.

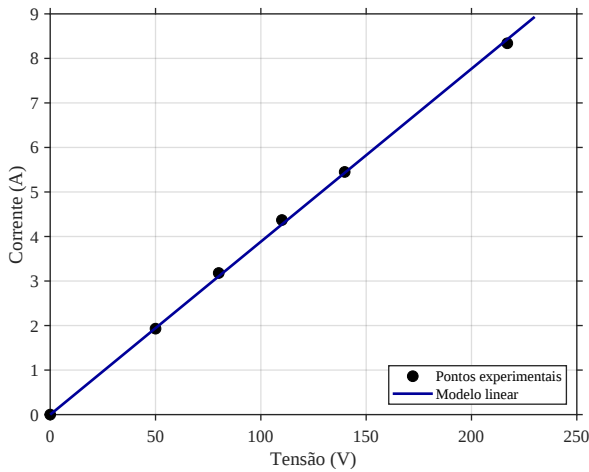


Fig. 7. Dados experimentais de corrente em função da tensão aplicada e ajuste linear. Fonte: O autor.

Observa-se que o modelo obtido representa adequadamente o comportamento experimental ao longo da faixa de operação analisada, permitindo sua utilização na estimativa da potência instantânea do sistema.

A potência elétrica foi calculada pelo produto entre a tensão aplicada e a corrente estimada pelo modelo, conforme:

$$P(t) = U(t)I(t), \quad (25)$$

onde $U(t)$ corresponde ao sinal de controle, considerado proporcional à tensão aplicada ao atuador, e $I(t)$ à corrente estimada pela função ajustada da Equação (24).

O consumo energético acumulado foi obtido pela integração da potência ao longo do tempo de simulação, sendo utilizado como um dos critérios de comparação entre as estratégias de controle avaliadas.

G. Estratégias de controle avaliadas

Com base nos parâmetros obtidos para ensaios e na correlação observada entre o ganho estático da planta e o ponto de operação, foram definidas as estratégias de controle avaliadas neste trabalho.

A primeira estratégia consiste em um controlador PID sintonizado pelo método IMC, utilizando parâmetros fixos

obtidos a partir do modelo identificado.

A segunda estratégia utiliza a mesma metodologia de sintonia IMC, porém com atualização do ganho proporcional em função da temperatura medida, PID- ΔT .

Além disso, foi avaliada a utilização de uma ação *feedforward* associada às duas estratégias anteriores, resultando em quatro configurações de controle: IMC convencional, IMC com *feedforward*, ganho ajustável e ganho ajustável com *feedforward*, abreviadas, respectivamente, como IMC, IMC+FF, PID- ΔT e PID- ΔT +FF.

As estratégias propostas foram comparadas por meio dos critérios de desempenho definidos na metodologia.

H. Ganho dos controladores PID pelo método IMC

Como a metodologia IMC aplicada a esse artigo depende do parâmetro de sintonia α , diferentes conjuntos de ganhos foram obtidos para os valores avaliados neste trabalho.

Observa-se pelas Equações (10), (13) e (14) que o ganho proporcional é diretamente influenciado pelo ganho estático da planta e pelo parâmetro α , enquanto os tempos integral e derivativo dependem das constantes de tempo identificadas.

Dessa forma, variações do ponto de operação e da sintonia adotada resultam em diferentes parâmetros de controle.

I. Definição do ganho ajustável

Com base na correlação apresentada na Figura 6, foi realizado um ajuste linear dos dados experimentais com o objetivo de estimar o ganho estático da planta em função da elevação de temperatura. O resultado obtido é definido por:

$$K_{\Delta T} = 0,008067\Delta T + 0,325, \quad (26)$$

onde $K_{\Delta T}$ representa o ganho estático estimado da planta.

Considerando que o ganho proporcional obtido pela metodologia IMC é inversamente proporcional ao ganho estático da planta, conforme apresentado na Equação (10), a substituição da Equação (26) na expressão de sintonia resulta em:

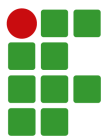
$$K_{p\Delta T} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\lambda (0,008067\Delta T + 0,325)}. \quad (27)$$

A Equação (27) foi utilizada para atualizar o ganho proporcional do controlador em função da elevação de temperatura medida, permitindo adaptar a ação de controle a essa variação.

J. Definição do controlador *feedforward*

Conforme apresentado na Seção II, uma abordagem clássica para o projeto de controladores *feedforward* consiste na utilização da dinâmica inversa da planta. Entretanto, a inversão do modelo identificado resulta em uma função de transferência imprópria, cuja implementação não é fisicamente realizável.

Dessa forma, optou-se por utilizar apenas a componente



estática da inversa da planta, obtida a partir do ganho estacionário do processo. Nessa configuração, o controlador *feedforward* fornece uma estimativa da ação de controle necessária para atingir a referência, enquanto a malha de realimentação permanece responsável pela compensação dos efeitos dinâmicos. Essa estratégia acelera a resposta do sistema ao fornecer o esforço de controle necessário desde o início do transitório.

Assim, o controlador *feedforward* foi definido por:

$$C_{ff}(s) = \frac{1}{K}. \quad (28)$$

K. Estruturas e condições de simulação

As estratégias de controle avaliadas neste trabalho foram implementadas e analisadas no ambiente MATLAB/Simulink. Os controladores PID foram implementados utilizando a forma prática do controlador, adotando-se $N = 100$ para o coeficiente do filtro derivativo em todas as simulações.

As Figuras 8 e 9 apresentam os diagramas de blocos utilizados nas simulações. Em ambas as estruturas, a ação *feedforward* é representada pelo compensador $C_{ff}(s)$, cuja saída é somada ao sinal de controle gerado pelo controlador. Quando $C_{ff}(s) = 0$, obtêm-se as configurações sem *feedforward*, correspondentes aos controladores IMC e PID- ΔT convencionais. Dessa forma, os quatro controladores avaliados podem ser representados a partir de apenas duas estruturas básicas.

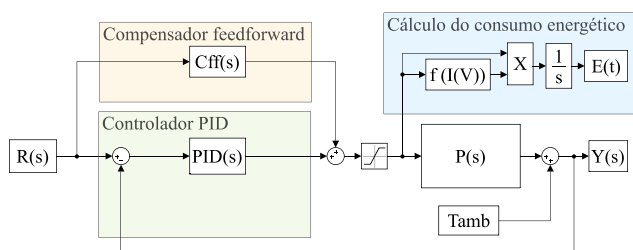


Fig. 8. Estrutura do controlador IMC com ação *feedforward*. Para $C_{ff}(s) = 0$ obtém-se o controlador IMC convencional. Fonte: O autor.

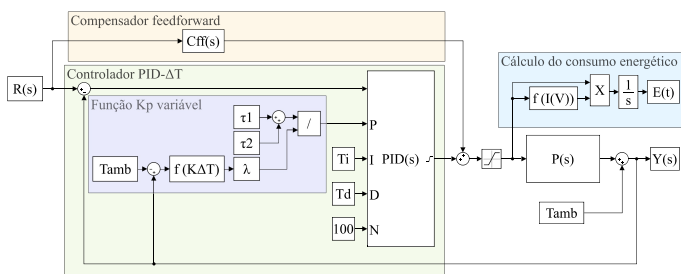


Fig. 9. Estrutura do controlador PID- ΔT com ação *feedforward*. Para $C_{ff}(s) = 0$ obtém-se o controlador PID- ΔT convencional. Fonte: O autor.

Para representar as limitações físicas do sistema, o sinal

de controle foi saturado entre 0 V e 220 V, correspondentes aos limites operacionais do atuador, sendo também empregada uma estratégia de *anti-windup* para reduzir o acúmulo da ação integral durante períodos de saturação.

Além disso, as Figuras 8 e 9 incluem um subsistema de estimativa do consumo energético, utilizado para quantificar a energia consumida por cada estratégia de controle ao longo das simulações.

L. Comparação das estratégias de controle

As estratégias de controle foram avaliadas por meio de simulações utilizando o modelo identificado a partir do ensaio com tensão de alimentação de 80 V, escolhido por representar uma condição intermediária entre os pontos experimentais analisados, permitindo avaliar o efeito do ganho variável do controlador sobre a dinâmica da resposta, sem validar diretamente a compensação da variação do ganho da planta entre diferentes pontos de operação.

A influência do parâmetro de sintonia α foi investigada para os valores de 4, 8 e 12, sendo o desempenho comparado com base no tempo para atingir a referência, *overshoot* e consumo energético do processo.

1) Comparação das estratégias para $\alpha = 4$:

Na Figura 10 é possível observar que todas as estratégias atingem a temperatura de referência, permanecendo inicialmente sob saturação do atuador.

Após a saída da saturação, o controlador PID- ΔT apresentou menor *overshoot* que o IMC convencional. A utilização da ação *feedforward* reduziu o tempo para atingir a referência, porém aumentou o *overshoot* em ambas as estruturas. Os índices de desempenho são apresentados na Tabela III.

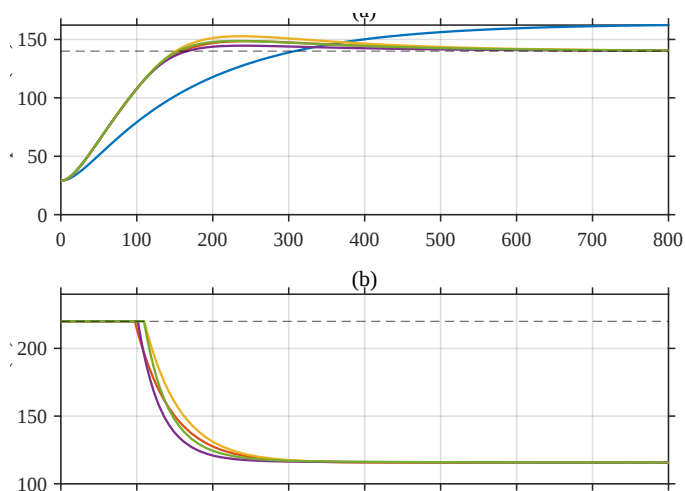


Fig. 10. Comparação das estratégias de controle para $\alpha = 4$: (a) resposta térmica da amostra e (b) sinal de controle aplicado ao sistema. As curvas representam a planta (azul), IMC (laranja), IMC+FF (amarelo), PID- ΔT (roxo) e PID- ΔT +FF (verde). Fonte: O autor.

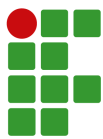


TABELA III

Desempenho das estratégias de controle para $\alpha = 4$.

Estratégia	M_p (%)	t_r (min)	t_s (min)	Energia (MJ)
IMC	6,08	161,80	467,37	36,130
IMC + FF	9,09	151,35	531,37	37,146
PID- ΔT	3,32	171,62	371,37	35,443
PID- ΔT + FF	6,21	155,35	483,37	36,373

2) Comparação das estratégias para $\alpha = 8$:

Assim como observado para $\alpha = 4$, todas as estratégias permanecem inicialmente sob saturação do atuador, apresentando diferenças mais significativas após a saída, como pode ser visto na Figura 11.

Todas as topologias apresentaram uma redução no tempo para atingir a referência, sendo a IMC e IMC+FF as mais rápidas. Em contrapartida, apresentaram elevado *overshoot*. A utilização da ação *feedforward* continua provocando aumento do *overshoot*, porém em menor proporção comparado com a simulação anterior, sem redução significativa do tempo para atingir a referência.

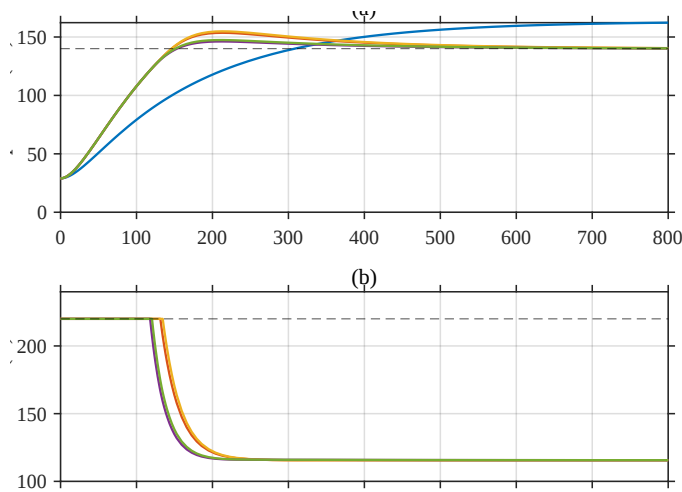


Fig. 11. Comparação das estratégias de controle para $\alpha = 8$: (a) resposta térmica da amostra e (b) sinal de controle aplicado ao sistema. As curvas representam a planta (azul), IMC (laranja), IMC+FF (amarelo), PID- ΔT (roxo) e PID- ΔT +FF (verde). Fonte: O autor.

Os índices de desempenho obtidos são apresentados na Tabela IV.

TABELA IV

Desempenho das estratégias de controle para $\alpha = 8$.

Estratégia	M_p (%)	t_r (min)	t_s (min)	Energia (MJ)
IMC	9,72	146,55	487,33	37,273
IMC + FF	10,61	146,55	503,33	37,524
PID- ΔT	4,42	152,93	375,33	35,867
PID- ΔT + FF	5,29	149,74	391,33	36,107

3) Comparação das estratégias para $\alpha = 12$:

Igualmente às simulações anteriores, é possível observar que todas as estratégias atingem a temperatura de referência, permanecendo inicialmente sob saturação do atuador, como pode ser visto na Figura 12.

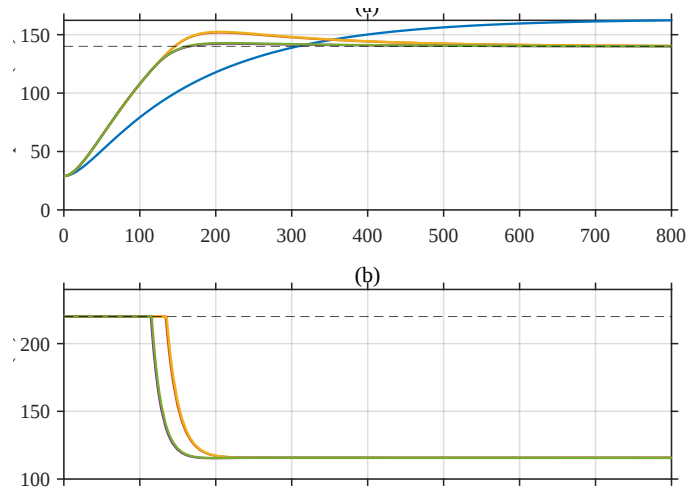


Fig. 12. Comparação das estratégias de controle para $\alpha = 12$: (a) resposta térmica da amostra e (b) sinal de controle aplicado ao sistema. As curvas representam a planta (azul), IMC (laranja), IMC+FF (amarelo), PID- ΔT (roxo) e PID- ΔT +FF (verde). Fonte: O autor.

O controlador PID- ΔT e PID- ΔT +FF estão quase sobrepostos e possuem baixo *overshoot*. Enquanto os controladores IMC e IMC+FF também estão sobrepostos, porém apresentam elevado *overshoot*. Os índices de desempenho obtidos são apresentados na Tabela V.

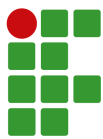
TABELA V

Desempenho das estratégias de controle para $\alpha = 12$.

Estratégia	M_p (%)	t_r (min)	t_s (min)	Energia (MJ)
IMC	8,48	149,57	452,44	36,945
IMC + FF	8,90	149,57	468,44	37,056
PID- ΔT	1,63	160,73	149,57	35,135
PID- ΔT + FF	2,01	160,73	217,87	35,242

4) Comparação global dos melhores resultados:

A Tabela VI apresenta a comparação entre as estratégias que apresentaram o melhor compromisso entre tempo para atingir a referência e consumo energético. O controlador IMC com $\alpha = 8$ apresentou o menor tempo para atingir a referência, porém com maior consumo energético e maior *overshoot* que o PID- ΔT . Em ambas as condições de sintonia avaliadas ($\alpha = 8$ e $\alpha = 12$), o PID- ΔT reduziu o consumo energético e o *overshoot* em relação ao IMC, com pequeno aumento no tempo para atingir a referência, evidenciando a superioridade da estratégia de ajuste contínuo do ganho proporcional. O parâmetro α permite ajustar o compromisso entre velocidade de resposta e



eficiência energética de acordo com os requisitos do processo.

TABELA VI
Comparação das melhores estratégias.

Estratégia	α	t_r (min)	Energia (MJ)	M_p (%)
IMC	8	146,55	37,273	9,72
PID- ΔT	8	152,93	35,867	4,42
PID- ΔT	12	160,73	35,135	1,63

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a modelagem experimental de uma estufa de cura de resina utilizada em motores elétricos e a avaliação de diferentes estratégias de controle baseadas em controladores PID sintonizados pelo método IMC. A partir de ensaios experimentais, foram identificados modelos dinâmicos da planta e analisada a influência do ponto de operação sobre o ganho estático do sistema.

Os modelos identificados apresentaram variação de aproximadamente 66,5% no ganho estático da planta entre os pontos de operação avaliados. A correlação observada entre o ganho da planta e a elevação de temperatura permitiu desenvolver uma estratégia de ajuste contínuo do ganho proporcional do controlador em função da temperatura medida, denominada PID- ΔT .

As simulações demonstraram que o PID- ΔT reduziu consistentemente o consumo energético e o overshoot em relação ao IMC convencional. Considerando como referência o controlador IMC com $\alpha = 8$, conforme a comparação apresentada na Tabela VI, o PID- ΔT com $\alpha = 8$ apresentou redução de aproximadamente 3,8% no consumo energético e de 5,3 pontos percentuais no overshoot, com aumento de cerca de 4,3% no tempo para atingir a referência. Para o PID- ΔT com $\alpha = 12$, as reduções atingiram aproximadamente 5,7% no consumo energético e 8,1 pontos percentuais no overshoot, acompanhadas por um aumento de cerca de 9,7% no tempo para atingir a referência.

Como continuidade deste trabalho, recomenda-se a implementação experimental das estratégias propostas na estufa de cura real, permitindo validar os resultados obtidos em simulação. Também podem ser investigadas estratégias mais avançadas de adaptação de ganhos e técnicas de controle preditivo aplicadas ao processo de cura de resinas em motores elétricos.

REFERÊNCIAS

- [1] International Electrotechnical Commission, “IEC 60034-18-1: Rotating Electrical Machines – Part 18-1: Functional Evaluation of Insulation Systems – General Guidelines”, International Standard, 2010.
- [2] Y. Yi, K. Salonitis, P. Tsoutsanis, L. Litos, J. Patsavelas, “Improving the Curing Cycle Time Through the Numerical Modeling of Air Flow in Industrial Continuous Convection Ovens”, *Procedia CIRP*, vol. 63, pp. 499–504, 2017, doi:10.1016/j.procir.2017.03.318.
- [3] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, H. Dhirani, *Electrical Insulation for Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair*, 2 ed., IEEE Press / Wiley, Hoboken, NJ, 2014.
- [4] S. B. Joseph, E. G. Dada, A. Abidemi, D. O. Oyewola, B. M. Khammas, “Metaheuristic Algorithms for PID Controller Parameters Tuning: Review, Approaches and Open Problems”, *Heliyon*, vol. 8, no. 5, p. e09399, 2022, doi:10.1016/j.heliyon.2022.e09399.
- [5] P. Duda, M. Talik, V. Turek, *et al.*, “Heat Transfer Coefficient Distribution: A Review of Calculation Methods”, *Energies*, vol. 16, no. 9, p. 3683, 2023, doi: 10.3390/en16093683.
- [6] D. Castellanos-Cárdenas, F. Castrillón, R. E. Vásquez, C. Smith, “PID Tuning Method Based on IMC for Inverse-Response Second-Order Plus Dead Time Processes”, *Processes*, vol. 8, no. 9, p. 1183, 2020, doi: 10.3390/pr8091183.
- [7] M. Bolderman, M. Lazar, H. Butler, “Data-Driven Feedforward Control Design for Nonlinear Systems: A Control-Oriented System Identification Approach”, *arXiv*, vol. abs/2303.11197, 2023.
- [8] International Electrotechnical Commission, “IEC 60085: Electrical Insulation – Thermal Evaluation and Designation”, International Standard, 2007.
- [9] Quimis, “Estufa com Circulação de Ar Conforme NR12”, <https://www.quimis.com.br/produto/estufa-com-circulacao-de-ar-conforme-nr12/>, acesso em: 22 jun. 2026, 2026.
- [10] SolidSteel, “Estufas Industriais”, <https://www.solidsteel.com.br/estufas>, acesso em: 22 jun. 2026, 2026.
- [11] Y. A. Çengel, A. J. Ghajar, *Transferência de Calor e Massa: Uma Abordagem Prática*, 4 ed., AMGH, Porto Alegre, 2009.
- [12] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, 5 ed., Pearson Prentice Hall, São Paulo, 2010.
- [13] R. Salat, M. Awtoniuk, “Black box modeling of PIDs implemented in PLCs without structural information: a support vector regression approach”, *Neural Computing and Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 723–734, 2015, doi: 10.1007/s00521-014-1754-2.
- [14] MathWorks, *PID Controller Block*, MathWorks, 2025, URL: <https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller.html>, simulink Documentation.
- [15] I. Spicka, O. Krejcar, R. Frischer, P. Kostial, A. Selamat, Z. Jancikova, K. Kuca, “Utilization of Linearization Methods for Measuring of Thermal Properties of Materials”, *AIMS Biophysics*, vol. 5, no. 4, pp. 257–271, 2018, doi:10.3934/biophy.2018.4.257.