

Controle preditivo de um sistema de resfriamento empregando células de efeito Peltier

José Roberto Colombo Junior*, Roberto Kawakami Harrop Galvão*, Edvaldo Assunção[§] e Ricardo Tokio Higuti[§]

* ITA - Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Divisão de Engenharia Eletrônica, Praça Mal. Eduardo Gomes, 50, 12228-900, São José dos Campos, SP

[§] UNESP – Univ Estadual Paulista, Departamento de Engenharia Elétrica, Av. José Carlos Rossi, 1370, 15830-000, Ilha Solteira, SP

Resumo — Neste trabalho é apresentado um controlador de temperatura para um sistema de resfriamento utilizando duas células de efeito Peltier. O sistema é fixado em uma base de alumínio, que atua como suporte mecânico e condutor de calor. A lei de controle utilizada é o controle preditivo tipo *Dynamic Matrix Control* (DMC), que foi implementado em computador. Desenvolveu-se um conversor D/A que faz uso de um único pino do microcontrolador, utilizando modulação por largura de pulso e um filtro passa-baixas, de forma a obter o valor médio do sinal. Também foi colocado um *display LCD* que mostra a temperatura da planta e do dissipador, além de uma interface USB, responsável pela comunicação entre o sistema remoto e o computador. Como resultado, constatou-se que o controlador conduz a temperatura ao valor desejado, mesmo na presença de eventual falha em uma das células de efeito Peltier.

Palavras-Chave — Controle de temperatura, controle preditivo, célula Peltier.

I. INTRODUÇÃO

A eficiência e o funcionamento da maioria dos dispositivos eletrônicos são significativamente afetados pelas condições de temperatura a que são submetidos [1]. Um exemplo comum da influência da temperatura se dá em dispositivos fabricados a partir de materiais semicondutores que, quando submetidos a temperaturas mais altas do que foram projetados para operar, apresentam um aumento significativo na sua corrente de fuga que, por conseguinte, podem levar o componente à fadiga.

Neste trabalho é apresentado um sistema de controle de temperatura para dispositivos *laser*, que são muito sensíveis às variações de temperatura [2]. A elevação da temperatura do diodo *laser* é diretamente proporcional à sua potência de operação nominal. Em experimentos científicos, muitas vezes faz-se necessário que este dispositivo permaneça ligado por várias horas e assim, é necessário o uso de um controlador de temperatura que seja capaz de mantê-lo à sua temperatura ideal de operação.

O atuador do sistema térmico proposto é a célula de efeito Peltier, também conhecida como TEC (*ThermoElectric Cooler*). Neste tipo de elemento, ao ser aplicada uma corrente em seus terminais, há o surgimento de um gradiente de temperatura entre as suas junções, ou seja, um dos lados da célula resfria enquanto o outro é aquecido. O sentido do fluxo de calor não é preestabelecido pelas características construtivas do

dispositivo, isto é, o sentido do fluxo pode ser alterado simplesmente invertendo-se o sentido da corrente que percorre o termo elemento.

O uso deste tipo de termoelemento é especialmente útil em aplicações onde o emprego de dispositivos convencionais para controle de temperatura seja de difícil implementação ou tenha custo proibitivo. Exemplos incluem a instalação em sistemas miniaturizados, ambientes suscetíveis a vibrações ou ainda aplicações diversas em que seja necessária uma resposta rápida e com uma boa precisão [3].

É importante salientar que nos experimentos realizados, por se tratar ainda de um trabalho preliminar, não se utilizou um diodo *laser* por questões de segurança de operação no laboratório. Como alternativa, utilizou-se um resistor de potência, alimentado por uma fonte regulável de corrente contínua, como dispositivo a ser resfriado.

O controle de temperatura foi realizado em malha fechada, utilizando a técnica de controle preditivo *Dynamic Matrix Control* (DMC). Tal técnica não requer um modelo matemático do sistema a ser controlado, sendo suficiente adquirir a resposta a degrau da planta em malha aberta.

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (*Model-based Predictive Control*, MPC), ou simplesmente Controle Preditivo, surgiu ao final dos anos 70, com aplicações na indústria química e petrolífera, tendo posteriormente tornado-se popular em vários outros campos [4]. O DMC foi uma das primeiras formulações a serem desenvolvidas e até hoje é utilizado em diversas aplicações [5], [6] e [7]. Nesta abordagem, o controle é obtido como solução de um problema de otimização com custo quadrático, que penaliza tanto o erro de rastreamento quanto o sinal de controle.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na Sub-seção I.1, apresenta-se a notação adotada no restante do texto. Na Seção 2, resume-se a formulação DMC empregada. Na Seção 3, apresenta-se o sistema de controle de temperatura desenvolvido para uso neste trabalho. Nas Seções 4 e 5, descrevem-se o experimento realizado e os resultados obtidos. Comentários finais são apresentados na Seção 6.

I.1 Notação usada neste artigo

- k : Instante atual (índice de tempo discreto);

- $u(k), y(k)$: Sinais de controle e saída da planta no instante k ;
- $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$: Incremento de controle;
- $\Delta \hat{u}(k+i|k)$: Valor futuro do incremento de controle no instante $k+i$, dentro de um horizonte de predição de N passos iniciado no instante k ;
- $\hat{y}(k+i|k)$: Valor predito da saída no instante $k+i$ com base nas informações disponíveis até o instante k , supondo aplicação da seqüência de incrementos de controle $\Delta \hat{u}(k+j|k), j=0, 1, \dots, i-1$;
- $y_{ref}(k+i)$: Sinal de referência;
- $\Delta \hat{u}^*(k+i|k)$: Valor ótimo de $\Delta \hat{u}(k+i|k)$;
- $g(n)$: Resposta da planta em malha aberta no n -ésimo instante de amostragem após a aplicação de um degrau de entrada unitário;
- $f(k+i|k)$: Resposta livre da planta no instante $k+i$, considerando que o controle seja mantido constante após o instante k ;
- I : matriz identidade com dimensões apropriadas.

II. FORMULAÇÃO DMC EMPREGADA

Na formulação DMC, o controle a ser aplicado à planta no k -ésimo instante de amostragem é obtido por meio da minimização de uma função de custo da forma

$$J = \sum_{i=1}^N [\hat{y}(k+i|k) - y_{ref}(k+i)]^2 + \rho [\Delta \hat{u}(k+i-1/k)]^2, \quad (1)$$

sendo o peso $\rho > 0$ um parâmetro de projeto. Alternativamente, o custo J pode ser reescrito como

$$J = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}_{ref})^T (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}_{ref}) + \rho \Delta \hat{\mathbf{u}}^T \Delta \hat{\mathbf{u}}, \quad (2)$$

definindo-se

$$\Delta \hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}(k/k) \\ \Delta \hat{u}(k+1/k) \\ \vdots \\ \Delta \hat{u}(k+N-1/k) \end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \hat{y}(k+1/k) \\ \hat{y}(k+2/k) \\ \vdots \\ \hat{y}(k+N/k) \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{y}_{ref} = \begin{bmatrix} y_{ref}(k+1) \\ y_{ref}(k+2) \\ \vdots \\ y_{ref}(k+N) \end{bmatrix}.$$

Como detalhado em [8], a relação entre $\Delta \hat{u}$ e \hat{y} pode ser expressa na forma da Eq. (3):

$$\hat{y}(k+i/k) = \sum_{n=1}^i g(n) \Delta \hat{u}(k+i-n/k) + f(k+i/k), \quad (3)$$

sendo $f(k+i/k)$ a resposta livre da planta, apresentada na Eq. (4):

$$f(k+i/k) = y(k) + \sum_{n=1}^{\infty} [g(n+i) - g(n)] \Delta u(k-n). \quad (4)$$

Vale salientar que a equação de predição (3), com resposta livre calculada por meio de (4), confere ação integral à lei de controle resultante, ou seja, é capaz de corrigir efeitos de uma perturbação de saída suposta constante [8].

Supondo a planta estável em malha aberta, tem-se que $g(n+i) - g(n) \cong 0$ para n suficientemente grande. Desse modo, pode-se truncar a somatória apresentada em (4) após um certo número N_s de parcelas, como mostrado na Eq. (5):

$$f(k+i/k) = y(k) + \sum_{n=1}^{N_s} [g(n+i) - g(n)] \Delta u(k-n). \quad (5)$$

A equação (3) pode ser reescrita em forma compacta, como mostrado na Eq. (6):

$$\hat{\mathbf{y}} = G \Delta \hat{\mathbf{u}} + \mathbf{f}, \quad (6)$$

sendo

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f(k+1/k) \\ f(k+2/k) \\ \vdots \\ f(k+N/k) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$G = \begin{bmatrix} g(1) & 0 & \dots & 0 \\ g(2) & g(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(N) & g(N-1) & \dots & g(1) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

A minimização da função de custo (2) sujeita ao vínculo (6) entre \hat{y} e $\Delta \hat{u}$ resulta em

$$\Delta \hat{\mathbf{u}}^* = (G^T G + \rho \mathbf{I})^{-1} G^T (\mathbf{y}_{ref} - \mathbf{f}). \quad (9)$$

Empregando uma estratégia de horizonte retrocedente, apenas o primeiro elemento da seqüência de controle ótima é aplicado à planta, isto é, faz-se $u(k) = u(k-1) + \Delta \hat{u}^*(k/k)$. No próximo instante de amostragem, utiliza-se $y(k+1)$ em lugar de $y(k)$ para cálculo da resposta livre, emprega novamente a expressão (9) e faz-se $u(k+1) = u(k) + \Delta \hat{u}^*(k+1/k+1)$.

II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Estrutura do sistema

A planta a ser controlada consiste de um cubo de alumínio, duas células de efeito *Peltier* e dois dissipadores de calor. Entre os dois dissipadores de calor está o cubo de alumínio, que fornece sustentação mecânica para o dispositivo a ser resfriado (diodo *laser* ou, como usado neste trabalho, resistor de potência) Para cada um dos dissipadores há uma célula de efeito *Peltier*, que drena o calor produzido pelo diodo laser para os dissipadores. A planta é apresentada na Figura 1. Adicionalmente, há uma chave manual para selecionar se as duas células estão operando ou se uma delas encontra-se inativa. Com isso, pode-se avaliar, na prática, a capacidade do sistema de controle em acomodar eventuais falhas que resultem na perda de uma das células *Peltier*. O objetivo é controlar a temperatura do dispositivo de interesse, mantendo-a dentro de uma faixa aceitável para o bom funcionamento do mesmo.

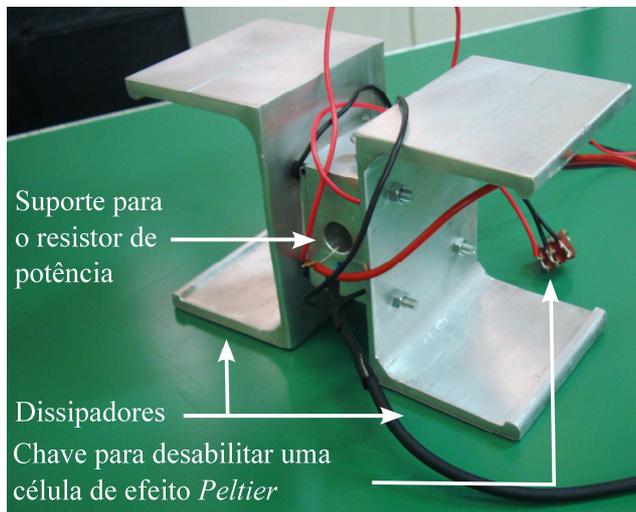


Figura 1: Suporte mecânico do sistema de controle de temperatura.

Há também a placa com o circuito eletrônico, que realiza o *link* entre a planta e o computador. Nesta há um microcontrolador gerenciando todo o *hardware*, porém, operando como escravo. Isso porque a implementação do controlador DMC é feita em computador, de forma que a plataforma remota opera como terminal, recebendo comandos através da porta de comunicação USB. Esta disposição é bastante interessante pois permite modificar o controlador apenas editando o programa no computador, sem a necessidade de transferir o novo controlador para a plataforma remota. Com o grande poder de processamento disponível nos computadores, é possível testar leis de controle bastante complexas, de forma a extrair o melhor desempenho possível da planta. A placa de circuito eletrônico é apresentada na Figura 2.

Nesta planta, a corrente aplicada às células *Peltier* é a variável manipulada u para fins de controle, como será detalhado mais adiante. Duas variáveis de saídas são medidas, a saber a temperatura sobre o resistor de potência e a temperatura sobre um dos dissipadores. Dessa forma, é possível alternar entre o caso SISO (*Single Input Single Output*) e o caso SIMO (*Single Input and Multiple Outputs*) por motivos de utilização didática, ilustrando esses dois casos. Além da comunicação entre o computador e a plataforma remota, há também um *display LCD*, para exibir as temperaturas do dissipador e do resistor de potência. Neste *display* também é apresentada a corrente que circula pelo resistor de potência.

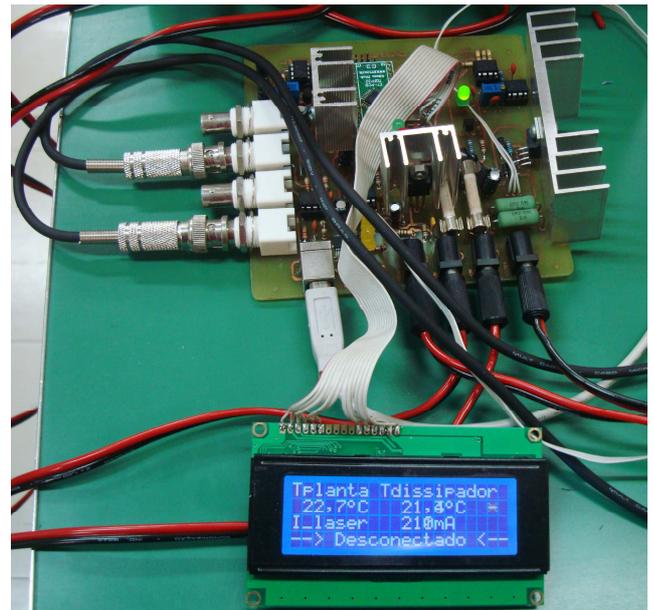


Figura 2: Placa com o circuito eletrônico do controlador de temperatura.

Enfim, o sistema de controle de temperatura desenvolvido pode ser exposto sob a forma de diagrama de blocos, como mostrado na Figura 3:

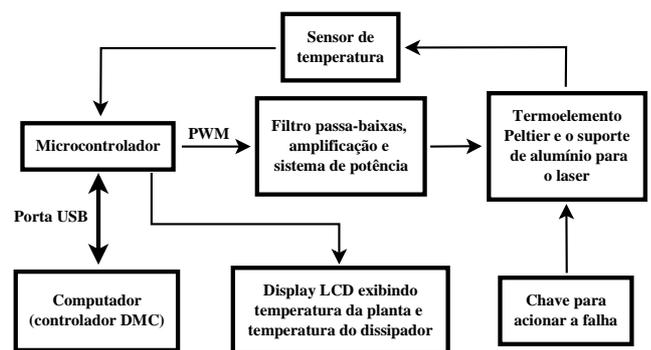


Figura 3: Exposição do sistema sob a forma de diagrama de blocos.

Sensor de temperatura utilizado

O sensor utilizado para medir a temperatura é um termistor NTC modelo B57861S0103F040, fabricado pela empresa EPCOS [9], mostrado na Figura 4.



Figura 4: Termistor NTC utilizado.

Os termistores são resistores termicamente sensíveis, cujas características exibem grandes mudanças na resistência com uma pequena mudança da temperatura do corpo. Para os termistores do tipo *Negative Temperature Coefficient* (NTC), a variação positiva da temperatura faz com que sua resistência diminua.

O manual do termistor empregado apresenta alguns pontos de operação relacionando a temperatura ζ com a resistência η . Utilizando-se estes pontos interpolou-se um polinômio de terceira ordem, para caracterizar o comportamento deste sensor. Para isso, a abscissa e a ordenada foram tomadas como sendo a resistência do termistor (r , dada em Ω) e a temperatura (t , dada em $^{\circ}\text{C}$), respectivamente. A faixa de temperatura a ser representada por este polinômio varia de forma que a menor temperatura medida seja 5°C e a maior temperatura seja 40°C . A expressão resultante é apresentada na Equação (10):

$$t(r) = a.r^3 + b.r^2 + c.r + d, \quad (10)$$

sendo $a = -3,2 \times 10^{-12} \text{ }^{\circ}\text{C}/\Omega^3$, $b = 2,1 \times 10^{-7} \text{ }^{\circ}\text{C}/\Omega^2$, $c = -5,6 \times 10^{-3} \text{ }^{\circ}\text{C}/\Omega$ e $d = 64 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

É importante ressaltar que a faixa $5^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\text{C}$ compreende o intervalo de variação de temperatura nos experimentos realizados. Desse modo garante-se que a determinação de temperatura foi realizada dentro da faixa de ajuste do polinômio (10), não tendo sido realizadas extrapolações.

Conversor D/A e estágio de potência de saída

A modulação por largura de pulso utiliza uma onda retangular com razão cíclica que depende da variação do sinal modulado. Considerando-se uma onda quadrada $f(t)$ com valores mínimos e máximos y_{min} e y_{max} respectivamente, razão cíclica D e t_{on} o tempo em que a função permanece no valor y_{max} , o valor médio da forma de onda no intervalo $[0, T]$ será dado por

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = y_{max} \frac{t_{on}}{T} = D y_{max} \quad (11)$$

No caso do sinal modulado passar por um filtro passa-baixas, será extraído o seu valor médio. Dessa forma, pode-se utilizar o PWM como um conversor Digital para Analógico. Isso é bastante vantajoso pois um conversor D/A típico ocuparia pelo menos oito pinos do microcontrolador, enquanto que por modulação PWM, ocupa apenas um único pino.

Esse conversor D/A pode ser posto sob a forma de diagrama de blocos, como mostrado na Figura 5:



Figura 5: Diagrama de blocos do conversor D/A controlado por sinal PWM.

É necessário projetar um filtro passa-baixas com frequência de corte suficientemente baixa. Isso porque é desejado manter apenas as componentes de baixa frequência do sinal PWM, que estão associadas às variações do sinal de entrada. No entanto, quanto menor a frequência de corte maior será seu período transitório. Neste projeto, adotou-se que o período transitório do filtro em questão tenha duração máxima de 10 ms (0,5% do período de amostragem escolhido).

Para implementar o filtro, escolheu-se utilizar um filtro ativo de segunda ordem com ganho unitário [10].

Considerando que a topologia KRC (ganho K, resistor R e capacitor C) representa um filtro ativo de segunda ordem, é possível obter uma estimativa inicial da frequência de corte f_o com a equação do tempo de estabelecimento:

$$t_e = \frac{-\ln(0,01)}{\omega_n \zeta} \Rightarrow f_n = \frac{-1 \ln(0,01)}{2\pi t_e \zeta}, \quad (12)$$

na qual ω_n é a frequência natural não amortecida, ζ é o coeficiente de amortecimento e t_e é o tempo de estabelecimento.

A frequência de corte é a frequência na qual o ganho cai 3 dB em relação ao ganho DC do filtro. Dessa forma, é desejável que a frequência acima escolhida esteja dentro da banda de passagem do filtro, ou seja:

$$\omega_n = 0,707 \omega_o. \quad (13)$$

Substituindo-se a Equação (13) em (12), tem-se:

$$f_o = \frac{-1 \ln(0,01)}{2\pi \cdot 0,707 t_e \zeta}, \quad (14)$$

assim, substituindo $\zeta = 1$ e $t_e = 0,010$ na Equação (14):

$$f_o = \frac{-1 \ln(0,01)}{2\pi \cdot 0,707 \cdot 0,010} = 103,67 \text{ Hz}, \quad (15)$$

Na saída do filtro passa-baixas, adicionou-se um potenciômetro a fim de regular a tensão máxima na saída do filtro. Como o sinal PWM possui amplitude máxima de 5 V, a maior tensão na saída do filtro será 5 V sem o potenciômetro. Como será visto, o amplificador operacional de potência é capaz de fornecer até 3 A. Portanto, o potenciômetro servirá para ajustar a máxima corrente que o amplificador de potência poderá fornecer: 2,5 A, deixando uma pequena margem de folga.

Para que o circuito de controle aplique tensões negativas sobre a célula de efeito *Peltier*, foi inserido um circuito subtrator de tensão [11]. Desta forma, quando é necessário aplicar uma tensão negativa sobre a planta, o microcontrolador acionará o subtrator, que decrementará a amplitude máxima do sinal do PWM. Assim, é possível aplicar tensões negativas sobre a planta.

A resistência elétrica de uma célula de efeito *Peltier* varia com a diferença de temperatura sobre ela. Portanto este dispositivo é melhor excitado a partir de uma fonte de corrente do que com fonte de tensão. Faz-se necessário então um circuito que converta a tensão de saída do filtro em corrente. Para isso utilizou-se um amplificador operacional de potência, o OPA548 [12], que é capaz de fornecer até ± 3 A. O circuito eletrônico na fonte de corrente controlada por tensão é apresentado na Figura 6. É importante ressaltar que na Figura 6 o nó PWM_DC representa a componente DC do sinal PWM.

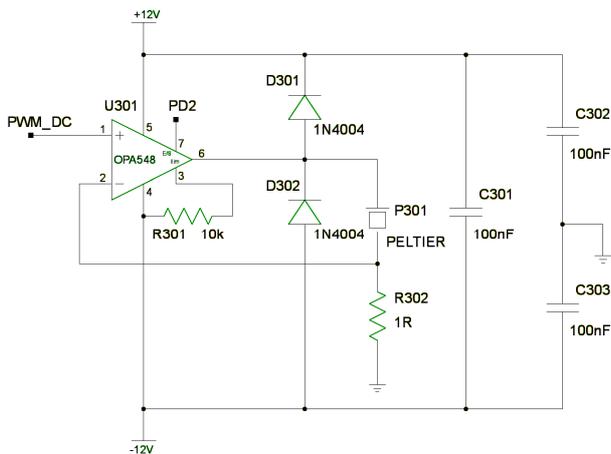


Figura 6: Fonte de corrente para a célula de efeito *Peltier*.

O funcionamento do circuito mostrado na Figura 6 pode ser descrito de maneira simples. A tensão aplicada ao pino 1 é teoricamente igual à tensão aplicada no pino 2, utilizando o conceito de curto-circuito virtual. Então, a tensão sobre o resistor R302 é igual à tensão aplicada no pino 1, que é a saída do filtro. Como o valor do resistor é 1 Ω , a tensão nele aplicada é numericamente igual à corrente. Logo, esse circuito é um conversor de fonte de tensão para fonte de corrente.

Tendo em vista que a célula de efeito *Peltier* pode tanto aquecer ou refrigerar a planta, faz-se necessário convencionar qual o sinal da tensão que aplicada ao

atuador do sistema corresponderá ao processo de aquecimento ou resfriamento. Portanto, convencionou-se que tensões negativas correspondem ao processo de resfriamento e tensões positivas ao processo de aquecimento.

III. EXPERIMENTOS REALIZADOS

Implementação do controlador DMC

Inicialmente, foi adquirida a resposta da planta para um degrau de corrente unitário no comando u do circuito de alimentação do atuador do sistema (célula de efeito *Peltier*). Foram realizados dois ensaios, um para o sistema operando em condições nominais (duas células *Peltier* em operação) e outro para o sistema na presença de falha (apenas uma célula *Peltier* em operação).

São apresentadas na Figura 7 as respostas a degrau unitário de corrente para a planta em malha aberta, após a remoção do *offset* de temperatura inicial. É importante ressaltar que mesmo que neste gráfico aparentemente a temperatura esteja aumentando com o passar tempo ela está de fato diminuindo. Esse efeito visual é causado pela normalização com respeito à corrente aplicada ($u = -1$ A).

Com este experimento verificou-se que o sistema aproxima-se bastante da linearidade, pois o ensaio com apenas uma célula de efeito *Peltier* resulta um ganho que é aproximadamente a metade do ganho da planta quando opera com duas células de efeito *Peltier*. Além disso, verifica-se um tempo de estabelecimento de cerca de 45 minutos, para ambos os ensaios. O tempo de subida para o sistema com uma célula de efeito *Peltier* foi 112 segundos, e o tempo de subida para o sistema com duas células de efeito *Peltier* foi 148 segundos.

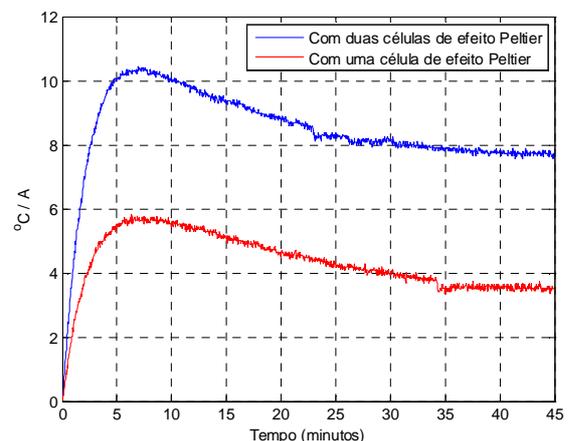


Figura 7: Respostas a degrau da planta em malha aberta normalizadas com respeito à amplitude do degrau de corrente aplicado ($u = -1$ A).

O controlador DMC foi sintonizado utilizando as regras de sintonia propostas por [13], sendo o horizonte de predição calculado pela expressão:

$$N = \frac{t_{60} + t_{95}}{T} - 1, \quad (16)$$

sendo t_{60} 60% do tempo de subida do processo em estado estacionário, t_{95} 95% do tempo de subida do processo em estado estacionário e T o período de amostragem utilizado. O horizonte de controle é calculado utilizando-se a seguinte expressão:

$$M = \frac{t_{60}}{T} - 1, \quad (17)$$

O período de amostragem utilizado é $T = 2$ s. Portanto, utilizando as Equações (16) e (17) os horizontes de predição e controle são calculados como sendo: $N = 113$ e $M = 43$. O peso de controle foi escolhido como $\rho = 10$.

III. RESULTADOS E DISCUSSÃO

É apresentado na Figura 8 o resultado de um ensaio de operação em malha fechada realizado com o controlador DMC implementado com a sintonia proposta. A temperatura de referência foi fixada em 23 °C. Neste caso, verificou-se que o tempo de estabelecimento foi de 50 s (utilizando o critério de estabelecimento de 1%), com sobressinal desprezível em face do ruído de medida.

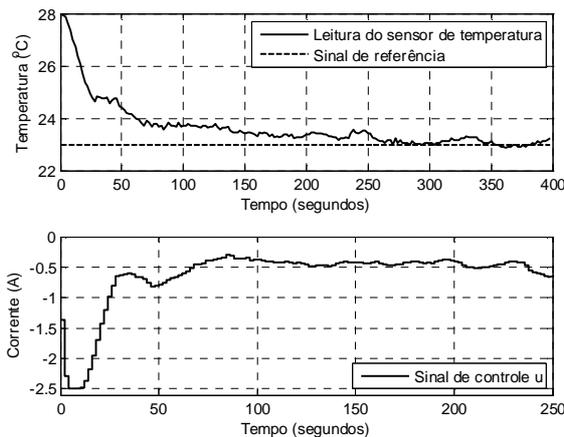


Figura 8: Resposta da planta em malha fechada sem a introdução de falha. Gráfico superior: Leitura do sensor de temperatura. Gráfico inferior: Sinal de controle u .

Também realizou-se um ensaio do sistema operando com apenas uma célula de efeito Peltier, desde o início da execução do processo. A título de comparação, os ensaios com o sistema nominal e o sistema com falha foram colocados em um mesmo gráfico, como mostrado na Figura 9. Verifica-se um aumento do amortecimento, diminuindo a variação da temperatura e um aumento do tempo de estabelecimento, que aumentou para 100 s (utilizando o critério de 1%). Para compensar a perda de uma das células Peltier, o controlador automaticamente aumentou a corrente (em módulo) aplicada à célula restante.

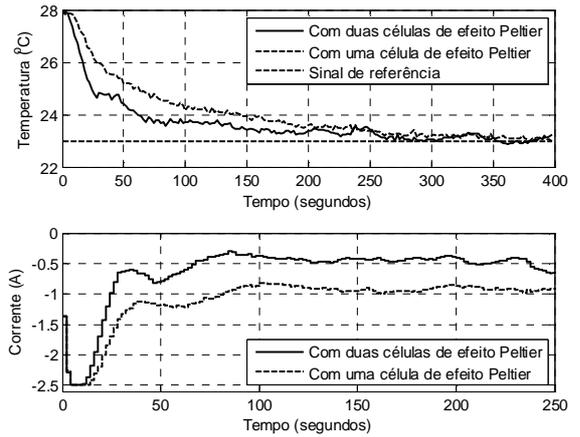


Figura 9: Resposta da planta em malha fechada com a introdução de falha, em comparação com o sistema sem a introdução da falha. Gráfico superior: Leitura do sensor de temperatura. Gráfico inferior: Sinal de controle u .

Para ilustrar que o controlador DMC é capaz de corrigir o efeito introduzido pela falha, foi realizado um último experimento no qual o controle é inicialmente realizado em condições nominais, com falha aplicada durante a operação. O resultado é apresentado na Figura 10. Verifica-se que, antes da ocorrência da falha em $t = 200$ s, o sinal de controle foi mantido em cerca de $u = 0,4$ A. Após a ocorrência da falha o controlador levou cerca de 60 s para corrigir o efeito introduzido pela falha.

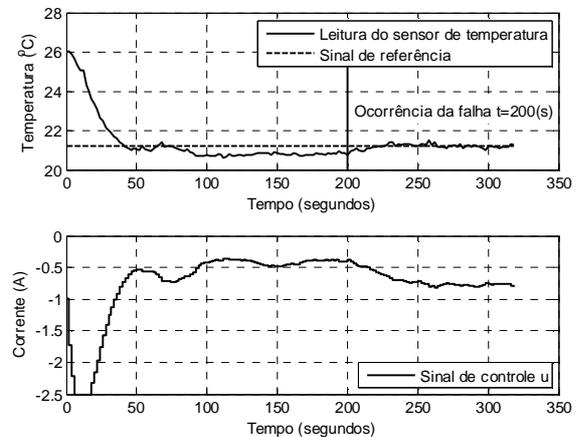


Figura 10: Resposta da planta em malha fechada com a introdução de falha em $t = 200$ (s). Gráfico superior: Leitura do sensor de temperatura. Gráfico inferior: Sinal de controle u .

IV. CONCLUSÕES

O controlador de temperatura desenvolvido neste trabalho mostrou-se capaz de regular a temperatura do resistor de potência utilizado como fonte de calor para este experimento. Dos resultados obtidos, verificou-se que o

controlador DMC é capaz de corrigir o efeito introduzido pela falha considerada (a desabilitação de uma das duas células de efeito *Peltier*), desde que os limites físicos de operação do atuador sejam respeitados.

Trabalhos futuros poderiam empregar leis de controle MPC que levassem em conta as restrições sobre o sinal de controle u na determinação do controle ótimo. Desse modo, as limitações físicas do atuador poderiam ser consideradas de modo a melhorar o desempenho durante o período transitório. Adicionalmente, poderiam ser estudados problemas de controle para o caso SIMO, explorando a medida de temperatura também no dissipador.

V. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro da FAPESP (2011/17610-0), CAPES (Pró-Engenharias) e do CNPq.

REFERÊNCIAS

- [1] Parenteau, M.; Carlone, C. Influence of temperature and pressure on the electronic transitions in SnS and SnSe semiconductors. *Physical Review B*, v. 41, n. 08, p. 5227–5234, mar. 1990.
- [2] Sloman, A. W. et al. A microcontroller-based driver to stabilize the temperature of an optical stage to within 1 mK in the range, using a Peltier heat pump and a thermistor sensor. *Measurement Science and Technology*, v. 7, n. 11, p. 1653, 1996.
- [3] Vogt, M. d. A.; Bazzo, J. P.; Silva, J. C. C. da. Sistema de condicionamento de temperatura utilizando termoelemento Peltier. *XIV SICITE*, v. 1, p. 4, 2009.
- [4] Camacho, E. and Bordons, C. (2004). *Model Predictive Control, Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*, Springer-Verlag GmbH.
- [5] Lan, J., Li, D. W., Yang, N. and Xi, Y. G. (2011). Implementation of dynamic matrix control on field programmable gate array, *Journal of Shanghai Jiaotong University (Science)* 16(4): 441-446.
- [6] Eshaghi, S., Kharrati, H., Badamchizadeh, M. and Hasanzadeh, I. (2012). A predictive controller based on dynamic matrix control for a non-minimum phase robot manipulator, *International Journal of Control, Automation and Systems* 10(3): 574-581.
- [7] Chen, X., Li, S. H., Zhai, J. Y. and Li, Q. (2009). Expert system based adaptive dynamic matrix control for ball mill grinding circuit, *Expert Systems with Applications* 36(1): 716-723.
- [8] Maciejowski, J. (2002). *Predictive Control: With Constraints*, Pearson Education, Prentice Hall.
- [9] EPCOS. NTC thermistors for temperature measurement, Series B57861, mar. 2006. 34 p.
- [10] Franco, S. *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. Third edition. 11 West 19th Street, New York: Mc Graw Hill Companies, 2002. 658 p. ISBN 0-07-232084-2.
- [11] Sedra, A. S.; Smith, K. C. *Microelectronic Circuits*. Fourth edition. 198 Madison Avenue, New York: Oxford University Press, 1998. 1277 p. ISBN 0-19-514252-7.
- [12] Texas Instruments. High-voltage, high-current operational amplifier OPA548. 2003. 23 p.
- [13] Georgiou, A.; Georgakis, C.; Luyben, W. L. Nonlinear Dynamic Matrix Control for High-Purity Distillation Columns. *AIChE J.* 1988, 34 (8), 1287–1298.