

CONTROLE POR BUSCA EXTREMAL VIA VISÃO COMPUTACIONAL

ALESSANDRO JACOUD PEIXOTO*, GABRIEL PELIELO AMORIM DE MATTOS†, JEAN AMÉRICO TOMÉ‡, DIEGO PEREIRA-DIAS‡

*Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ)
Departamento de Engenharia Eletrônica e de Computação (DEL/Poli/UFRJ)
Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil

†Laboratório de Engenharia de Controle e Automação - LabECA
Universidade Federal do Rio de Janeiro
Rio de Janeiro, RJ, Brasil

‡Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ)
Laboratório de Ensaios Não Destrutivos, Corrosão e Soldagem (LNDC)
Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil

Emails: jacoud@poli.ufrj.br, gabrielpelieilo@poli.ufrj.br, jamerico@poli.ufrj.br ,
diego.dias@lndc.com.br

Abstract— This paper addresses aspects related to the theoretical analysis, design and practical implementation of the extremum seeking control (ESC) based on periodic perturbation in order to track a target by maximizing the acquired target area obtained via a computer vision system. The target is fixed in one degree of freedom of a test bench gyroscope. A new tuning method for ESC is proposed based on averaging analysis. Experiments are carried out to evaluate this tuning method.

Keywords— Extremum seeking control, Source seeking, computer vision.

Resumo— Este artigo aborda aspectos relacionados à análise teórica, projeto e implementação prática de um controle por busca extremal (ESC) baseado em perturbação periódica com o objetivo de rastrear um alvo por meio da maximização da área captada do mesmo através de visão computacional. O alvo é fixado em um grau de liberdade de um giroscópio de bancada. Um novo método de sintonia para o ESC é proposto neste trabalho baseado na análise da média. Experimentos são realizados para avaliação da sintonia proposta.

Palavras-chave— Busca Extremal, Rastreamento de fonte, Visão computacional

1 Introdução

O ESC (*Extremum Seeking Control*), ou simplesmente, Controle Extremal, tem conexão estreita com o bem conhecido problema de Otimização em Tempo Real [8]. Os mais populares algoritmos para otimização sem restrição utilizam informação da derivada ou do gradiente da função objetivo. Entretanto, em muitos problemas de controle extremal, o gradiente da função objetivo pode não ser acessível em tempo real ou ser muito custoso obter essa informação.

A teoria de busca extremal é antiga e na década de 1990 teve um impulso [5] que se deu principalmente devido ao aumento da complexidade de sistemas de engenharia, como é o caso de otimização de problemas em sistemas não lineares ou de dimensão infinita.

A abordagem de [2], aqui explorada, requer sinais de excitação periódica (tipicamente senoidais) para “estimar” o gradiente da função objetivo, podendo ser utilizada quando só se tem conhecimento limitado do sistema, como por exemplo apenas a existência de uma não-linearidade que possui um mínimo ou máximo e o total desconhecimento analítico da função [6], [1].

A principal contribuição deste trabalho é a aplicação do algoritmo por busca extremal em um grau de liberdade de um mecanismo tipo giroscópio que movimenta um alvo. A área da imagem do alvo varia e atinge seu valor máximo quando a câmera estiver com

seu eixo óptico alinhado com a normal do plano do alvo, como ilustra a Figura 1. Resultados preliminares foram obtidos em [3]. Além disso, um procedimento de sintonia para o ESC é proposto e verifica-se que o controle é capaz de encontrar em tempo real o ponto de operação de área máxima (ponto ótimo) nesse mecanismo.

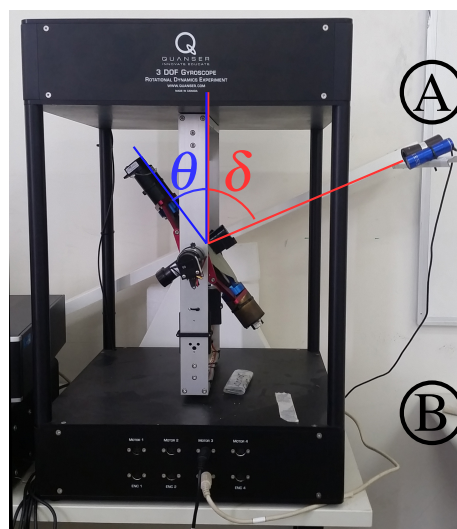


Figura 1: Bancada experimental com uma câmera (*webcam*) para aquisição da área do alvo.

2 Formulação do Problema

Considere a seguinte classe de plantas lineares SISO (*single-input single-output*) incertas:

$$x = G(s)u, \quad (1)$$

$$y = h(x). \quad (2)$$

em que $G(s)$ é uma função de transferência estritamente estável, $u \in \mathbb{R}$ é o sinal de controle, $x \in \mathbb{R}$ é a saída da parte linear (não disponível) e $y \in \mathbb{R}$ é a saída medida. Seja $G_0 := G(0) \neq 0$ o ganho DC finito e $G_1 := |G(j\omega)|$ o ganho da resposta em frequência avaliada na frequência de operação ω do ESC. Para garantir a existência de soluções, é assumido que a função não-linear $h(\cdot)$ é suficientemente suave (todas as derivadas necessárias são contínuas). Para cada solução de (1) existe um intervalo de tempo máximo para definição dado por $[0, t_M)$, sendo t_M finito ou infinito¹. É evidente que a lei de controle $u = \theta_u$ garante que $x = G_0\theta_u$ seja um ponto de equilíbrio globalmente e exponencialmente estável, sendo $\theta_u \in \mathbb{R}$ um parâmetro. A saída correspondente da planta é dada por $\theta_y = h(G_0\theta_u)$, sendo $h: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ o mapeamento estático de entrada-saída. Para $G(s) = 1$, tem-se um mapeamento estático de entrada-saída dado por $y = h(u)$. Note que o sistema pertence à classe de sistemas tipo Hammerstein-Wiener (HW), que é a classe mais importante de sistemas não-lineares cobertos por esquemas de ESC presente na literatura, e em particular, do esquema de ESC baseado em perturbações periódicas [2].

Aqui é apresentado o problema de controle de otimização em tempo real – problema de busca extremal – considerando apenas o problema de localização de máximos, sem perda de generalidade. A maximização do mapeamento estático $h(\cdot)$ é tratada sujeito à (2) e (1).

É assumido que a função $h: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ tem um único maximizante $\theta^* \in \mathbb{R}$ tal que $h(\theta^*)$ é o máximo, ou seja, $\forall \theta \in \mathbb{R}$ possui $h(\theta) \leq h(\theta^*)$. Além disso, é considerado que θ^* , $h(\cdot)$ e o respectivo gradiente são desconhecidos para o projetista do controle e que todos os parâmetros incertos pertencem a algum conjunto compacto.

3 Controle por Busca Extremal

Considere o método de ESC de perturbação periódica descrito em [2]. Para plantas com $G(s) = 1$ em (1), ou com dinâmica suficientemente rápida quando comparadas com outro período de perturbação, a seguinte relação estática de entrada-saída é válida: $y = h(u)$.

No método de ESC o sinal de controle é composto por um termo $\hat{\theta}$ que representa a estimativa para um

maximizante θ^* adicionado à uma perturbação senoidal $v = a \sin(\omega t)$, ou seja, $u = \hat{\theta} + v$. A estimativa $\hat{\theta}$ é dada por:

$$\dot{\hat{\theta}} = \frac{k}{a} \xi, \quad \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0, \quad (3)$$

sendo ξ a estimativa para o gradiente da função $h(\cdot)$ avaliada em $\hat{\theta}$, ou seja, $h'(\hat{\theta})$. Note que a dinâmica $\dot{\hat{\theta}} = \frac{k}{a} h'(\hat{\theta})$ possui um ponto de equilíbrio assintoticamente estável dado pelo maximizante $\hat{\theta} = \theta^*$. Agora, utilizando os dois primeiros termos da série de Taylor para aproximar a relação entrada-saída $h(u)$ com $u = \hat{\theta} + a \sin(\omega t)$, é válido que $y \approx h(\hat{\theta}) + h'(\hat{\theta}) a \sin(\omega t)$. Em geral, pode ser considerado que a saída y se apresenta da forma $y_{ss}(t) = \theta_1(t) \sin(\omega t) + \theta_2(t)$ no estado estacionário². Sendo assim, θ_1 e θ_2 podem ser estimados da seguinte forma: A amplitude θ_1 pode ser estimada como $\hat{\theta}_1 = \frac{2}{\tau_1 s + 1} [\sin(\omega t) z(t)]$, sendo τ_1 uma constante de projeto positiva e z a saída de um filtro passa alta, ou seja, $z = \frac{s}{s + w_h} y = y - \frac{w_h}{s + w_h} y$. De fato, o filtro $\frac{w_h}{s + w_h}$, projetado corretamente, atenua o termo $\theta_1(t) \sin(\omega t)$ em $y = \theta_1(t) \sin(\omega t) + \theta_2(t)$. Então, $z \approx \theta_1(t) \sin(\omega t)$. O sinal é então demodulado e multiplicado por $\sin(\omega t)$, resultando em $\theta_1(t) \sin^2(\omega t)$. Lembrando que $2 \sin^2(\omega t) = 1 - \cos(2\omega t)$, apenas o termo DC deixa de ser filtrado por $\frac{2}{\tau_1 s + 1}$. Consequentemente, $\hat{\theta}_1 \approx \theta_1$. O valor médio (componente DC) é estimado por $\hat{\theta}_2 = \frac{1}{\tau_2 s + 1} y$, sendo τ_2 uma constante de projeto positiva. Note que, $\hat{\theta}_2 \approx \theta_2$. Então, $\hat{\theta}_1 \approx h'(\hat{\theta})a$, $\hat{\theta}_2 \approx h(\hat{\theta})$ e uma aproximação para o gradiente da função h calculada em $\hat{\theta}$ é dada por $\xi = \hat{\theta}_1/a$. Para a correta operação do algoritmo, as frequências de corte w_h e $1/\tau$ devem ser menores que ω . A amplitude a da perturbação senoidal define a magnitude da oscilação em torno do ponto ótimo, enquanto que o ganho do integrador k define o quão rápido a saída alcança essa vizinhança. Essas duas constantes devem ser pequenas o suficiente para garantir a estabilidade do algoritmo [2].

4 Proposta de Sintonia para o ESC

A planta linear em malha fechada com o ESC é apresentada na Figura 2, considerando que $y_n = (a_n, b_n)_w^{\phi_n}$ denota uma senoide do tipo $y(t) = a_n \sin(\omega t + \phi_n) + b_n$, para $n = \{1, 2, \dots, 6\}$, sendo a_n , b_n , ϕ_n e ω constantes. Para simplificar a apresentação, considere inicialmente uma planta linear de primeira ordem dada por $G(s) = \frac{k}{s + p}$, onde $p := \frac{1}{\tau}$, e τ é a constante de tempo de planta. Aplicando a entrada na forma

$$u_1 = a_1 \sin(\omega t + \phi_1) + b_1, \quad (4)$$

¹Note que o final de controle u é uma função da saída da planta, portanto o sistema em malha fechada é não linear mesmo com (1) sendo linear.

²Note que, mesmo para o caso com dinâmicas, o sistema dinâmico é estável e ainda é possível considerar que a saída y apresente essa forma no estado estacionário.

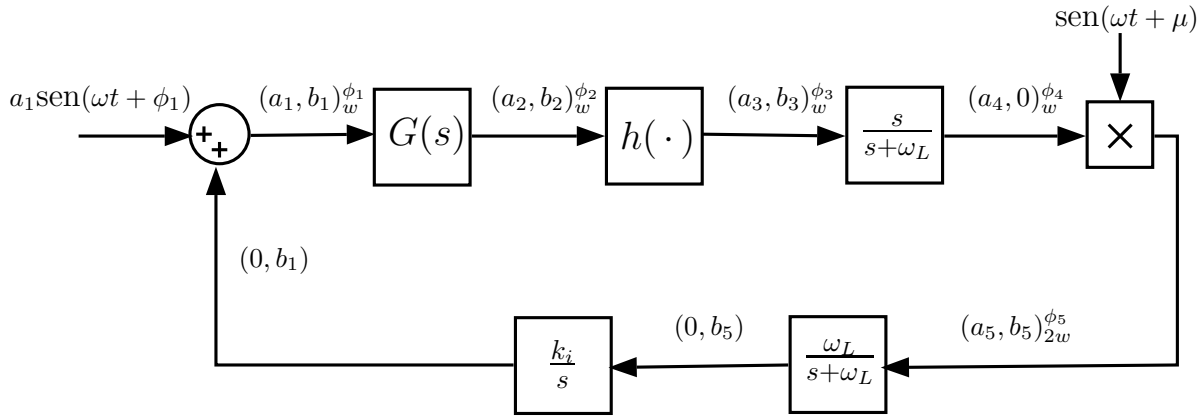


Figura 2: Planta em malha fechada com ESC.

tem-se que a saída da planta é descrita por

$$y_1 = \frac{ka_1}{\sqrt{\omega^2 + p^2}} \sin(\omega t + \phi_1 + \phi_G) + y_0 e^{-pt} + \frac{b_1 k}{p} + \frac{a_1 k(\omega \cos \phi_1 - p \sin \phi_1)}{p^2 + \omega^2} e^{-pt} - \frac{kb_1}{p} e^{-pt}, \quad (5)$$

sendo ϕ_G o atraso devido a planta $G(s)$ e y_0 a condição inicial. Escolhendo a condição inicial $y_0 = \frac{kb_1}{p} - \frac{a_1 k(\omega \cos \phi - \omega_L \sin \phi)}{p^2 + \omega^2}$, os termos exponenciais (que são responsáveis pela característica transitória) são cancelados e a resposta y_1 é simplificada como $y_1 = \frac{ka_1}{\sqrt{\omega^2 + p^2}} \sin(\omega t + \phi_1 + \phi_G) + \frac{b_1 k}{p}$ ou, equivalentemente,

$$y_2 = a_2 \sin(\omega t + \phi_2) + b_2 \quad (6)$$

sendo $a_2 := \frac{ka_1}{\sqrt{\omega^2 + p^2}}$, $\phi_2 := \phi_1 + \phi_G$ e $b_2 := \frac{b_1 k}{p}$.

A senoide em (6) entra como argumento da função custo não linear $h(\cdot)$. Utilizando os primeiros termos da série de Taylor, tem-se a seguinte aproximação: $h(a_2 \sin(\omega t + \phi_2) + b_2) \approx a_2 h'(b_2) \sin(\omega t + \phi_2) + h(b_2)$, que pode ser representada por

$$y_3 = a_3 \sin(\omega t + \phi_3) + b_3, \quad (7)$$

sendo $a_3 := a_2 h'(b_2)$, $\phi_3 := \phi_2$ e $b_3 := h(b_2)$.

Note que o filtro passa alta pode ser construído utilizando um filtro passa baixa $\frac{\omega_L}{s + \omega_L}$, da seguinte

forma: $1 - \frac{\omega_L}{s + \omega_L} = \frac{s}{s + \omega_L}$. Por outro lado, a senoide representada em (7) é entrada desse filtro passa alta, utilizado para eliminar o nível médio b_3 , cuja saída é dada por $y_4 = a_3 \sin(\omega t + \phi_3) + b_3 - a_3 k_L \sin(\omega t + \phi_3 + \phi_H) - b_3 + \pi$, sendo $k_L = \frac{\omega_L}{\sqrt{\omega_L^2 + \omega^2}}$ o ganho do

filtro passa baixa na frequência ω e π os termos exponenciais decrescentes do tipo $Ke^{-\omega_L t}$. Agora, escolhendo $x_{0L} = b_3 - \frac{a_3 \omega_L(\omega \cos \phi - \omega_L \sin \phi)}{\omega_L^2 + \omega^2}$ como

condição inicial do filtro passa baixa, elimina-se os termos exponenciais do transitório, resultando em:

$$y_4 = a_4 \sin(\omega t + \phi_4). \quad (8)$$

Como o ganho do filtro passa baixa k_L é muito menor que a_3 , as seguintes aproximações são razoáveis: $a_4 \approx a_3$ e $\phi_4 \approx \phi_3$. Em seguida a senoide em (8) é multiplicada por uma senoide auxiliar, da forma $\sin(\omega t + \mu)$, com fase $\mu = \phi_G$. O resultado desse produto pode ser representado, através de transformações trigonométricas, por: $y_5 = a_4 \frac{\cos(\phi_4 - \mu)}{2} - \frac{a_4}{2} \cos(2\omega t + \phi_4 + \mu)$. Para se enquadrar na notação utilizada anteriormente, tem-se:

$$y_5 = a_5 \sin(2\omega t + \phi_5) + b_5, \quad (9)$$

sendo $a_5 := -\frac{a_4}{2}$, $\phi_5 := \phi_4 + \mu + \frac{\pi}{2}$ e $b_5 := a_4 \frac{\cos(\phi_4 - \mu)}{2}$. A senoide em (9) é entrada de um

filtro passa baixas na forma $\frac{\omega_L}{s + \omega_L}$ com correspondente saída $y_6 = a_5 k_L \sin(2\omega t + \phi_5 + \phi'_L) + b_5 + \pi$, sendo π o termo do transitório. Note que, para condições inicial do passa baixas igual a $X_{0L} = b_4 - \frac{a_4 \omega_L(2\omega \cos \phi_4 - \omega_L \sin \phi_4)}{4\omega^2 + \omega_L^2}$ e com ganho do filtro

passa baixa $k_L = \frac{\omega_L}{\sqrt{4\omega^2 + \omega_L^2}} \approx 0$, tem-se como saída

$y_6 = b_5$. Finalmente, tem-se o integrador na forma $\frac{k_i}{s}$. Esse bloco tem como entrada b_5 e saída $b_1 = \frac{b_5}{k_p}$. Dessa forma, é possível fechar a malha de controle, onde a saída do integrador é somada com a senoide de entrada $a_1 \sin(\omega t + \phi_1)$, resultando em (4).

4.1 Ganho Ótimo e Ganho Crítico

Para avaliar a estabilidade em malha fechada, deve-se avaliar a estabilidade para os sinais de baixa frequência (Análise da Média - *Averaging Analysis*), uma vez que a alta frequência é filtrada, ver Figura 3. O termo não linear $h(\cdot)$, o filtro passa altas e o produto por senoide, podem ser substituídos por

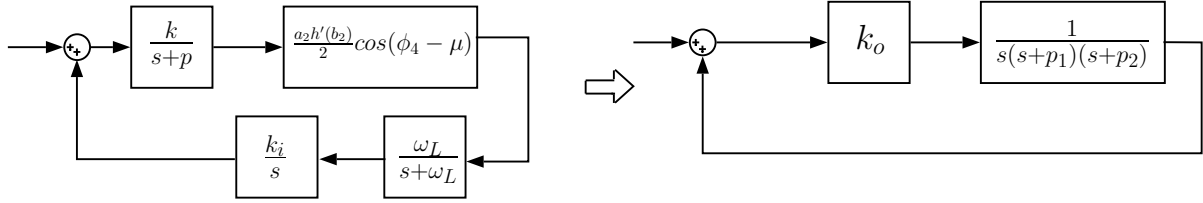


Figura 3: Análise da Média.

um ganho $a_2 h'(b_2) \cos(\phi_4 - \mu)/2$ equivalente para a análise da média. Além disso, na malha estão presentes o integrador com a sua constante k_i , o filtro passa baixa com frequência ω_L e a função de transferência da planta. De forma equivalente, tem-se a Figura 3, com função de transferência dada por $T(s) = \frac{k_o}{s(s+p_1)(s+p_2) + k_o}$, cujo denominador expandido é $s^3 + (p_1 + p_2)s^2 + p_1 p_2 s + k_o$, sendo $p_1 = 1/\tau$ e $p_2 = \omega_L$. Na posição em que os pólos encontram-se no eixo imaginário define-se o ganho crítico, k_c , que é o ganho máximo que o sistema pode ter sem que haja instabilidade. Esse ganho crítico foi calculado utilizando a função *margin*($\cdot$) do *Matlab*.

Na posição em que os pólos 0 e $-p_1$ se encontram, define-se o ganho ótimo para o sistema, k_o , e para encontrá-lo, foi considerado o polinômio $(s + \alpha)(s + \beta)^2$ que possui dois polos repetidos em β . Logo, é possível deduzir as seguintes relações: $p_1 + p_2 = 2\beta + \alpha$, $p_1 p_2 = \beta^2 + 2\alpha\beta$ e $k_o = \alpha\beta^2$. Além disso, tem-se:

$$\beta = \frac{p_1 + p_2 \pm \sqrt{(p_1 + p_2)^2 - 3p_1 p_2}}{3}. \quad (10)$$

Como β tem que estar entre 0 e $-p_1$, utiliza-se apenas a raiz negativa. Finalmente, pode-se obter $\alpha = p_1 + p_2 - 2\beta$ e o ganho ótimo do sistema dado por:

$$k_o = \alpha\beta^2. \quad (11)$$

4.2 Sintonia Proposta

Com isso, o método de sintonia para os parâmetros do ESC pode ser descrito como segue. Sejam ϕ_G o atraso devido a planta $G(s)$ e ϕ_H o atraso devido ao filtro passa altas $s/(s + \omega_{LH})$. Assuma, sem perda de generalidade, que a função custo pode ser representada por $h(\theta) = -M(\theta - \theta^*)^2 + N$, para apropriadas constantes $M, N > 0$. Partindo do valor máximo admissível para a oscilação em torno do máximo (Δ), escolha a amplitude da perturbação periódica do ESC $a = c\Delta$, sendo $c < 1$ uma constante de projeto.

Escolha uma fração do ganho crítico k_c observando o valor do ganho ótimo k_o . Seja $k_{pro} = k_c/p$, sendo $p > 1$ uma constante de projeto e k_{pro} é denominado de ganho de projeto. Então, o ganho do integrador é dado por:

$$k = \frac{k_{pro}}{M \cos(-\mu + \phi_H + \phi_G)},$$

sendo, neste projeto, $\mu = \phi_G$. Finalmente, escolha $\omega_{LH} = \omega/10$ e $\omega_L = 2\omega_{LH}$.

5 Função Custo via Visão Computacional

O objetivo da visão computacional é a identificação e o cálculo, sequencialmente, de uma determinada área com cor conhecida *a priori*, sendo necessário a captura e a interpretação de uma uma imagem produzida por uma câmera. Neste projeto, a captura foi implementada com a biblioteca *Blobs/OpenCV* de modo a otimizar a taxa de aquisição ($\approx 30fps$).

A interpretação da imagem se baseia em filtrar um círculo verde fixado em um grau de liberdade de um giroscópio de bancada, utilizado como alvo. Esse filtro é implementado no espaço de cor HSV (*hue, saturation and lightness*) por organizar as cores de uma forma mais intuitiva e, portanto, ser menos sensível a ruídos [4]. Depois do filtro, o círculo é encontrado com um algoritmo de rastreamento que encontra aglomerados de pontos de uma mesma cor (*blob*) e retorna a área desse aglomerado.

5.1 Identificação Experimental da Função Custo

Para estimar a função custo experimentalmente que corresponde a relação entre a área do alvo adquirida e a sua posição angular [7], o giroscópio foi comandado para seguir uma senoide com amplitude de 30° enquanto a área medida pela câmera era capturada. Em seguida, o gráfico da área em função do ângulo foi obtido, como ilustra a Figura 4, para dados adquiridos em um intervalo de tempo de 9 segundos (total de 900 amostras). Utilizando o método de mínimos quadrados (função *fit* do *Matlab*), dois modelos para a função custo foram obtidos, sendo θ o ângulo em graus:

$$h(\theta) = -0.013\theta^2 + 0.112\theta + 29.120, \quad (12)$$

e

$$h(\theta) = 29.74 \cos(0.037\theta). \quad (13)$$

6 Resultados Experimentais

Neste trabalho foi desenvolvida uma bancada experimental utilizada para avaliar o desempenho do esquema de controle por busca extremal. Em geral, o sistema leva cerca de 1 minuto para atingir o estado estacionário e foi utilizada a discretização de Euler com taxa de amostragem de 1kHz.

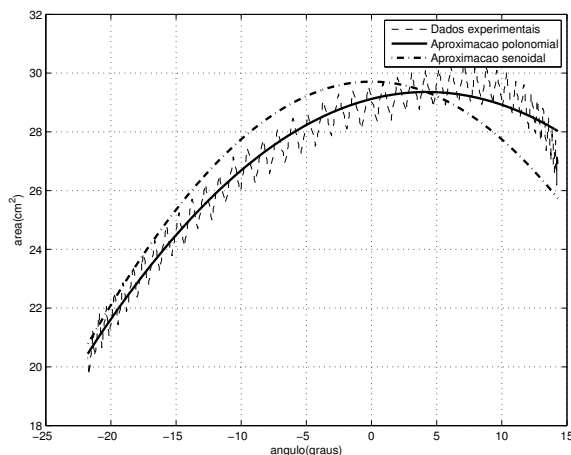


Figura 4: Função custo (área(cm^2)) por ângulo($graus$)) obtida experimentalmente e aproximações utilizando o método de mínimos quadrados.

6.1 Bancada

A bancada experimental é composta por: dois computador, um microcontrolador para aquisição da imagem (área), um giroscópio com 3 *DOF* e uma câmera (*webcam*). Com dois dos graus de liberdade fixados, o giroscópio com três graus de liberdade (Quanser) tem apenas o eixo associado ao ângulo de ataque (*pitch*) para rotacionar livremente. Através de um *encoder*, o ângulo é medido e enviado a um computador que executa o software QuaRC (Quanser) em ambiente *Matlab/Simulink* em *Windows XP*. A placa de aquisição de dados Q8 (Quanser) realiza esta função de aquisição, recebe as informações do microcontrolador e as envia ao computador através de uma interface do QuaRC com o Simulink. A placa também é usada para controle do equipamento, enviando os comandos produzidos pelo computador e transmitindo-os para um amplificador de potência que atua diretamente no motor do giroscópio.

Através do uso de uma câmera (*webcam*), a imagem do alvo é capturada e enviada a outro computador em ambiente *Ubuntu* que executa o algoritmo de processamento de imagem desenvolvido em [4] e codificado em linguagem C++. A informação do valor da área medida pela câmera é gerada pelo programa de processamento de imagem e depois é enviada via comunicação serial para o microcontrolador (Arduino) onde trafega 2 bytes de informação. Essa informação é então convertida em uma escala de 0 a 255 resultando em um sinal PWM (*pulse-width modulation*) em uma das portas de saída do microcontrolador. Através de um cabo coaxial, essa informação é transferida para a placa de aquisição. Esta foi a solução mais eficiente em termos de tempo de execução, pois a versão atual do QuaRC não permite obter a informação da câmera diretamente no ambiente *Matlab/Simulink*.

Para movimentar o eixo da câmera, foi utilizada uma estrutura com um grau de liberdade rotacional onde a câmera foi acoplada em um dos seus extremos, como ilustra a Figura 1. Deve-se destacar que, caso

o alvo esteja paralelo ao eixo óptico da câmera, existe uma singularidade no sistema. Na realidade, o espaço de trabalho da câmera deve evitar esta singularidade, o que ocorre na prática devido aos batentes de fim de curso no suporte da câmera.

6.2 Resultados Experimentais Obtidos

Para a realização do teste a estrutura de fixação da câmera foi posicionada em dois pontos com o ESC atuando no sistema em malha fechada. Primeiro, a estrutura foi posicionada no ponto superior (A) (ver a Figura 1) e aguardou-se a estabilização do giroscópio. Feito isso, a estrutura foi movida para o ponto inferior (B) e aguardou-se, novamente, a estabilização.

Observou-se que o ESC foi capaz de rastrear a câmera. De fato, na Figura 5(a), pode-se observar claramente três intervalos na evolução temporal da área capturada (y): (i) até 70 segundos, em que o giroscópio continua na posição A; (ii) entre 70 e 90 segundos, que corresponde a transição entre as posições A e B, onde a área diminui a um valor mínimo e volta a aumentar e (iii) de 90 segundos em diante, em que o giroscópio fica estabilizado na posição B.

No intervalo transitório, entre 70 e 90 segundos, tem-se que o giroscópio inicia o movimento em direção ao sentido de aumento da área, partindo do valor mínimo ($\approx 7cm^2$) e terminando em uma posição que gera o máximo da capturada ($\approx 34cm^2$). Ressalta-se, à título de comparação, que o objeto alvo possui cerca de $36cm^2$, medido com a ajuda de uma régua.

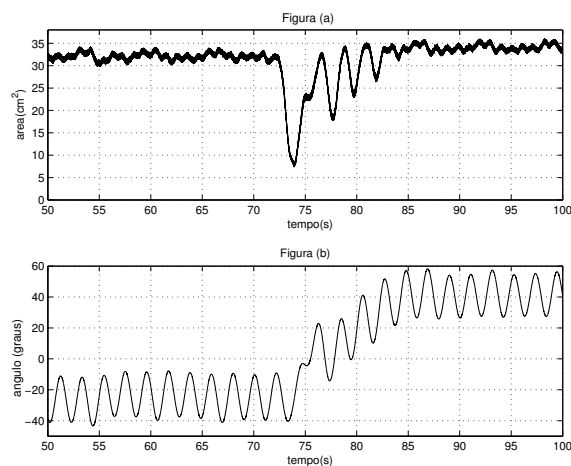


Figura 5: Rastreamento do alvo: (a) área capturada (cm^2) ao longo do tempo e (b) ângulo de inclinação do alvo ($graus$) ao longo do tempo.

A Figura 5(b) ilustra a evolução no tempo do ângulo de inclinação do giroscópio. Note que antes da transição, até 70 segundos (posição A), o giroscópio permanece em $\approx -27^\circ$ com oscilação de aproximadamente 13° , ver Figura 5(b). Por outro lado, durante a transição, inicia-se o movimento em direção ao aumento de área, elevando seu valor médio, ver Figura 5(a). Após os 90 segundos iniciais acontece a estabilização na posição B que corresponde a $\approx +40^\circ$

e observa-se uma oscilação de aproximadamente 13° .

O sinal de controle da busca extremal (ESC) é sinal de referência para o um controlador PID interno utilizado para acelerar a dinâmica da planta em malha fechada resultando em um comportamento similar a uma planta de primeira ordem. Ambos sinais de controle podem ser observados na Figura 6. Para o PID, os ganhos foram definidos para assegurar uma dinâmica rápida em malha fechada e ao mesmo tempo evitar saturação (-3 a 3 V) do sinal de controle efetivo, como ilustrado na Figura 6(b).

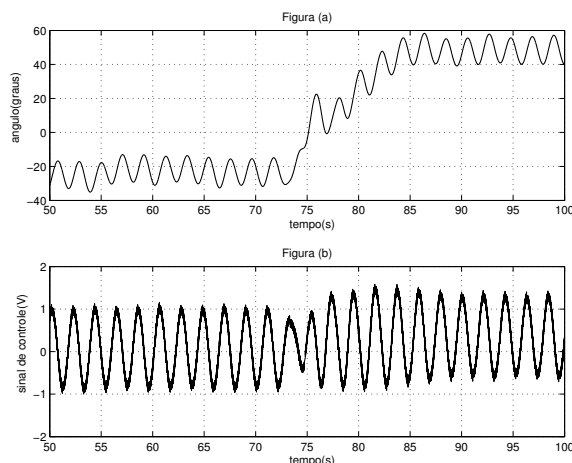


Figura 6: (a) Sinal de controle gerado pelo ESC (graus) e (b) sinal de controle efetivo aplicado a planta (V) ao longo do tempo (s).

7 Conclusões

Neste trabalho considerou-se a aplicação do algoritmo por busca extremal (ESC) baseado em perturbação periódica para controlar a posição angular de um alvo fixado em um grau de liberdade de um mecanismo tipo giroscópio. A área da imagem do alvo varia e atinge seu valor máximo quando a câmera alinhar seu eixo óptico com a normal do plano do alvo. A contribuição principal deste trabalho foi avaliar a aplicabilidade do ESC em condições reais e desenvolver um procedimento de sintonia adequado. O projeto iniciou-se com a configuração da visão computacional, modificando-se o *software* de visão computacional original da equipe de futebol com robôs Hefestos/UFRJ para obter a área de um alvo com uma cor conhecida.

Foi colocado um alvo circular na cor verde em um dos graus de liberdade do giroscópio e foram configurados os filtros do programa para que localizassem o alvo. Testes do controle em malha fechada foram realizados movendo-se manualmente a estrutura de fixação da posição superior para a posição inferior e foram adquiridos os dados correspondentes à área capturada, o ângulo de inclinação do alvo, o sinal de controle da ESC e o sinal de controle efetivo enviado à planta. A sintonia proposta mostrou resultados práticos satisfatórios e verificou-se, na prática, ser necessá-

rio uma filtragem adequada do sinal medido para obter desempenhos satisfatórios.

Referências

- [1] AMINDE, N. O., OLIVEIRA, T. R., AND HSU, L. Global output-feedback extremum seeking control via monitoring functions. In *52nd IEEE Conference on Decision and Control* (Dec 2013), pp. 1031–1036.
- [2] ARIYUR, K. B., AND KRSTIĆ, M. *Real time optimization by extremum seeking control*. Wiley Interscience, 2003.
- [3] DE ALBUQUERQUE, E. R. S. M. Avaliação de estratégias de controle por busca extremal: teoria e experimentos, 2013. Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [4] GONZALEZ, A. G. C., RIBEIRO, G. A. D. A., DE LIRA, G. R., MONTEIRO, J. G. T., PARAVIDINO, L. C., ELIAS, P. L. G., PARREIRA, R. B., AND ROMANO, V. F. Team description paper - equipe hefestos/ufrj. *Brazilian Robotics Competition* (2014).
- [5] KRSTIĆ, M., AND WANG, H.-H. Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems. *Automatica* 36, 4 (2000), 595–601.
- [6] OLIVEIRA, T. R., HSU, L., CUNHA, J. P. V. S., AND RODRIGUES, V. H. P. Controle extremal via função de monitoração e escalonamento temporal para grau relativo arbitrário. In *Congresso Brasileiro de Automática* (2014).
- [7] TAN, Y., NEŠIĆ, D., AND MAREELS, I. On non-local stability properties of extremum seeking control. *Automatica* 42, 6 (2006), 889–903.
- [8] ZHANG, C., ARNOLD, D., GHODS, N., SIRANOSIAN, A., AND KRSTIC, M. Source seeking with nonholonomic unicycle without position measurement and with tuning of forward velocity. *Systems & control letters* 56, 3 (2007), 245–252.