

Implementação e Validação de Controladores Sem Modelo para Controle Longitudinal Veicular

Rodrigo M. França* Bruno A. Angélico** Armando A. M. Laganá***

* Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil
(e-mail: rodrigo.m.franca@usp.br)

** Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil
(e-mail: angelico@usp.br)

*** Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil
(e-mail: lagana@lsi.usp.br)

Abstract: An intelligent PID (iPID) model-free controller is applied for longitudinal control of a simulated vehicle, acting as a substitute for the driver. An efficient discrete implementation for an intelligent proportional (iP) controller is presented and discussed, especially its ability to attenuate noise. The robustness of the controller used is verified by means of a statistical analysis, focusing on vehicle braking for safety reasons. Comparisons with an equivalent Proportional Integral (PI) controller are performed to verify the advantages and disadvantages of the iP controller.

Resumo: Um controlador sem modelo (*model-free*) do tipo PID inteligente (iPID) é aplicado para o controle longitudinal de um veículo simulado, atuando como substituto do motorista. Uma implementação discreta eficiente para um controlador proporcional inteligente (iP) é apresentado e discutido, principalmente sua capacidade de atenuar ruídos. A robustez do controlador utilizado é verificada por meio de uma análise estatística, com foco na frenagem do veículo por razões de segurança. Comparações com um controlador Proporcional Integral (PI) equivalente são realizadas para verificar as vantagens e desvantagens do controlador iP.

Keywords: Model-Free control; Intelligent controllers; Intelligent PID controllers; Longitudinal vehicular control; Discrete Implementation.

Palavras-chaves: Controle sem modelo; Controladores inteligentes; Controladores PID inteligentes; Controle longitudinal veicular; Implementação Discreta.

1. INTRODUÇÃO

O controle automático de velocidade de veículos é um tópico de grande interesse por permitir aumentar tanto a segurança quanto o conforto dos passageiros. Em particular, os sistemas avançados de condução assistida (*advanced driver assistance system* ou ADAS) e sistemas ativos de segurança veicular (*active vehicle system* ou ASV) têm sido tópico de pesquisa e desenvolvimento desde os anos de 1990. Diversos sistemas comerciais já incluem funções como controle de cruzeiro adaptativo (*adaptive cruise control* ou ACC), *stop-and-go* (SG), assistente de manutenção de pista, mudança de pista assistida, assistente de estacionamento automático, e frenagem de mitigação de colisão (*collision mitigation braking* ou CMS). O objetivo final de um sistema de controle de cruzeiro, como o ACC ou o SG, é uma automação parcial do controle longitudinal de um veículo e uma redução no esforço demandado do motorista em trânsitos urbanos de baixas velocidades e estradas de alta velocidade.

Um dos desafios desse controle longitudinal está na grande complexidade mecânica envolvida no funcionamento de um veículo. Essa complexidade torna difícil a utilização de técnicas de controle que dependem diretamente de um modelo matemático preciso, fazendo com que técnicas de

controle livres de modelo (*model-free controller* ou MFC) sejam particularmente atrativas.

Uma das formas de se obter um controle desconhecendo o modelo da planta consiste em utilizar controles Proporcional-Integrais-Derivados (PID) com ajustes empíricos (ver Åström and Hägglund (1995)). Amplamente utilizados em aplicações industriais, controles PID são confiáveis e fáceis de serem implementados em sistemas digitais. Fliess and Join (2013) introduziram uma nova abordagem de MFC que amplia a estrutura do controle PID tradicional, criando controladores PID inteligentes (*intelligent PID* ou iPID) que visam ser mais robustos e eficientes que os tradicionais. Para isso, é introduzido ao controlador PID um ajuste adicional baseado em um modelo ultra local, que deve ser constantemente atualizado de acordo com o comportamento de entrada-saída da planta, que auxilia no rastreamento da referência. Os controladores do tipo iPID têm se mostrados altamente interessantes por poderem ser implementados a um baixo custo computacional (Join et al. (2013)) e resolver até problemas não-lineares complexos (Fliess (2009)). Eles têm sido aplicados com sucesso em diversos sistemas, como sistemas de levitação magnética (Moraes and da Silva (2015)), gerenciamento de energia fotovoltaica predial (Bara et al. (2017)), veículos autônomos não tripulados híbridos (Barth et al. (2019)),

e rolamento magnético ativo (De Miras et al. (2013)). É importante frisar que existe uma literatura ampla sobre diversas outras técnicas de controle sem modelos, sendo o iPID apenas uma delas.

Diversos trabalhos já estudaram a aplicação de controles sem modelo para o controle longitudinal de veículos (d'Andréa Novel (2018); D'Andréa-Novel et al. (2016); Menhour et al. (2015, 2013)). E alguns trabalhos conseguiram aplicar essas estruturas em veículos reais com resultados bem interessantes (Milanés et al. (2012b,a); Polack et al. (2019)).

Neste trabalho, foi desenvolvido e testado um sistema de controle longitudinal para um veículo simulado utilizando controladores iPID (em particular o controlador inteligente-proporcional, iP) e estudar como se comportam quando submetidos a variações no modelo do veículo e ruídos de medição. Testes variando os parâmetros do sistema de freio do veículo simulado e depois variando a inclinação do veículo permitem realizar uma análise estatística para verificar a robustez do controlador. Um controlador PID tradicional equivalente (no caso, um controlador proporcional-integral, PI) é submetido aos mesmos testes para averiguar o as vantagens da utilização de PIDs inteligentes. Uma implementação digital de baixo custo computacional e altamente adaptável é apresentada e discutida.

O controlador projetado age diretamente sobre os comandos de aceleração (de 0% a 100%) e frenagem eletrônica (de 0% a 100%) do veículo simulado, efetivamente substituindo completamente o motorista. Controladores sem modelo são interessantes para essa aplicação por permitir abstrair a dinâmica altamente complexa do veículo, como o controle do motor realizado pela ECU e as dinâmicas de baixo-nível do sistema de freio.

O resto do trabalho está organizado como: inicialmente a seção 2 apresenta o controlador sem modelo escolhido, sua teoria e sua implementação discreta. Então, a seção 3 apresenta rapidamente o simulador utilizado e a maneira como o controlador sem modelo foi utilizado. Depois, a seção 4 apresenta a sintonia do controlador e suas características principais. A seção 5 mostra as análises de robustez realizadas em cima do sistema e, por último, a seção 6 apresenta as conclusões gerais do trabalho.

2. CONTROLE PID INTELIGENTE

2.1 Modelo Ultra Local

Apresentado originalmente por Fliess and Join (2008), o controle sem modelo em questão se baseia na ideia de substituir o modelo complexo e desconhecido de uma planta por um modelo ultra local. Assumindo um sistema de controle SISO, com variável de controle u e variável de saída y , podemos escrever esse modelo ultra local como (1).

$$y^{(\nu)} = F + \alpha u \quad (1)$$

onde $y^{(\nu)}$ é a derivada de ordem $\nu \geq 1$ de y , α é uma constante de escala sem significado físico e F representa partes pouco conhecidas da planta e possíveis perturbações. O

valor de ν deve ser inteiro e escolhido pelo projetista, e usualmente assume valores baixos como 1 ou, em casos especiais, 2. A constante $\alpha \in \mathbb{R}$ tem o objetivo de fazer com que $y^{(\nu)}$ e αu tenham a mesma magnitude e precisa ser definida pelo projetista como parte do ajuste final do controlador.

A partir desse modelo ultra local, podemos fechar uma malha de controle com controlador inteligente dado por (2).

$$u = -\frac{F - y_r^{(\nu)} + \mathfrak{C}(e)}{\alpha} \quad (2)$$

onde y_r é a trajetória de referência da saída, $e = y - y_r$ é o erro de rastreamento e $\mathfrak{C}(e)$ é uma função causal do erro. Definindo $\mathfrak{C}(e)$ como a função de controlador PID, conseguimos obter o controlador PID inteligente (iPID). Para o projeto em questão, foi escolhido o valor de $\nu = 1$. Assim, podemos escrever o modelo ultra local e o controlador inteligente, respectivamente, como (3) e (4).

$$\dot{y} = F_{\nu=1} + \alpha u \quad (3)$$

$$u = -\frac{F_{\nu=1} - \dot{y}_r + \mathfrak{C}(e)}{\alpha} \quad (4)$$

Fazendo com que $\mathfrak{C}(e)$ em (4) seja um controlador Proporcional-Inteligente (PI), como em (5), obtemos em (6) um controlador PI inteligente (iPI).

$$\mathfrak{C}(e) = K_P e + K_I \int e \quad (5)$$

$$u = -\frac{F_{\nu=1} - \dot{y}_r + K_P e + K_I \int e}{\alpha} \quad (6)$$

Usualmente podemos usar $K_I = 0$ em (6), obtendo em (7) um controlador Proporcional (P) inteligente (iP).

$$u = -\frac{F_{\nu=1} - \dot{y}_r + K_P e}{\alpha} \quad (7)$$

Para o sistema estudado, será utilizado um controlador iP. Dessa forma, o projeto do controlador se restringe a ajustar as constantes α e K_P para obter a resposta desejada. O interessante dos controladores iP é que eles conseguem obter desempenho equivalente a um controlador PI sem alguns dos problemas de implementação apresentados por eles, como mecanismos de *anti-windup* (Fliess and Join (2013)). Fliess and Join (2013) também demonstra que para uma implementação amostrada com tempo T_s , podemos fazer uma associação direta entre os ganhos de um controlador iP dado por (7) e um controlador PI dado por (5), de acordo com (8) e (9).

$$K_{PPI} = -\frac{1}{\alpha_{iP} T_s} \quad (8)$$

$$K_{IPI} = \frac{K_{PiP}}{\alpha_{iP} T_s} \quad (9)$$

onde $K_{P_{PI}}$ e $K_{I_{PI}}$ são os ganhos do PI discreto e o α_{iP} e $K_{P_{iP}}$ são os ganhos do iP discreto. É importante notar que essa associação direta só faz sentido para sistemas amostrados e que depende da implementação dos controladores. Neste trabalho, essa equivalência será utilizada para propósitos de comparação entre os dois controladores.

2.2 Estimação de F

O parâmetro F precisa ser atualizado constantemente e pode ser estimado por uma função constante por partes, usando cálculo operacional. Assumindo F constante para um curto período de tempo e $\nu = 1$, podemos escrever a transformada de Laplace do modelo ultra local, de (3), como (10).

$$sY(s) - y(0) = \frac{F_{\nu=1}}{s} + \alpha U(s) \quad (10)$$

onde $y(0)$ é a condição inicial do sistema. Podemos eliminar $y(0)$ derivando (10) em função de s , obtendo (11).

$$Y(s) + s \frac{d(Y(s))}{ds} = -\frac{F_{\nu=1}}{s^2} + \alpha \frac{d(U(s))}{ds} \quad (11)$$

Multiplicando (11) por $1/s^2$ para eliminar todas as derivadas temporais e integrar todos os componentes pelo menos uma vez, efetivamente filtrando o sistema com filtros passa-baixas e atenuando possíveis ruídos de medição, obtemos (12).

$$\frac{1}{s^2} Y(s) + \frac{1}{s} \frac{d(Y(s))}{ds} = -\frac{F_{\nu=1}}{s^4} + \alpha \frac{1}{s^2} \frac{d(U(s))}{ds} \quad (12)$$

Pela transformada inversa de Laplace e usando regras de cálculo operacional, podemos aplicar (13) e (14) em (12) para obter a estimação temporal de $F_{\nu=1}$ em (15).

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{c}{s^a} \right) = c \frac{t^{a-1}}{(a-1)!}, a \geq 1, c \in \mathbb{C}, t > 0 \quad (13)$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{c}{s^a} \frac{d^n(Y)}{ds^n} \right) = c \frac{(-1)^n}{(a-1)!} \int_0^t (t-\tau)^{a-1} \tau^n y(\tau) d\tau, a \geq 1, t > 0 \quad (14)$$

$$F_{\nu=1} = -\frac{6}{t^3} \int_0^t ((t-2\tau)y(\tau) + \alpha\tau(t-\tau)u(\tau)) d\tau \quad (15)$$

onde t é pequeno e representa o intervalo de integração, devendo ser definido de acordo com o período de amostragem e intensidade de ruído presente no sistema. Aumentar o t permite que o iPID rejeite melhor ruídos, mas piora a resposta dinâmica do controlador.

2.3 Implementação Discreta

Para utilizar o controlador iP em ambientes de simulação ou sistemas microcontrolados, precisamos ter uma implementação discreta do controlador, dado por (16).

$$u(k) = -\frac{\hat{F}_{\nu=1}(k) - \hat{y}_r(k) + K_{Pe}(k)}{\hat{\alpha}} \quad (16)$$

onde k é a amostra atual, $e(k) = y(k) - y_r(k)$ é o erro de rastreamento, $u(k)$ é a saída de controle do sistema, $\hat{F}_{\nu=1}(k)$ é uma estimativa de $F_{\nu=1}$, $\hat{y}_r(k)$ é uma estimativa de \dot{y}_r e $\hat{\alpha}$ é uma escolha de α . O valor escolhido para $\hat{\alpha}$ admite erros, mas é indicado que seja da mesma ordem de grandeza do valor real. Se a referência de trajetória y_r for gerada internamente e livre de ruídos, podemos estimar \dot{y}_r no momento k por uma derivada numérica simples, dada por (17).

$$\hat{y}_r(k) = \frac{y_r(k) - y_r(k-1)}{T_s} \quad (17)$$

onde T_s é o tempo de amostragem do controlador. É importante notar que sistemas com a função de referência de trajetória ruidosa podem precisar de outros métodos numéricos, como a adição de filtros, para calcular a derivada de forma precisa.

A estimativa de $F_{\nu=1}$ é mais complexa e deve se utilizar de métodos de integração numérica. Podemos escrevê-la para um intervalo fixo como (18).

$$\hat{F}_{\nu=1}(k) = -\frac{6}{(nT_s)^3} \int_0^{nT_s} ((nT_s - 2\tau)y(\tau) + \alpha\tau(nT_s - \tau)u(\tau)) d\tau \quad (18)$$

onde T_s é o tempo de amostragem e n é a quantidade de intervalos de integração.

Para se obter uma estimação perfeita em estado estacionário, é necessário que sua integração numérica seja por um polinômio de no mínimo segunda ordem (Polack et al. (2019)). Para isso foi escolhida a Regra 1/3 de Simpson, com sua forma composta para n intervalos iguais (utilizando $n+1$ pontos), sendo n inteiro e par, dado por (19).

$$\int_0^{nT_s} f(t) dt \approx \frac{(nT_s)}{3n} \left(f(0) + \sum_{k=1}^{n-1} \left(3 - (-1)^k \right) f(kT_s) + f(nT_s) \right) \quad (19)$$

Aplicando (19) para o estimador dado por (18), atrasando as amostras (para se obter um estimador que opera apenas com amostras passadas), simplificando o resultado e tirando proveito de algumas simetrias que aparecem nele, obtemos (20) como a forma discreta final do estimador de $F_{\nu=1}$.

$$\hat{F}_{v=1}(0) = -\frac{2}{n^3 T_s} \left(n(y(-nT_s) - y(0)) + \left(3 - (-1)^{\frac{n}{2}}\right) \frac{\alpha T_s n^2}{4} u\left(-\frac{n}{2} T_s\right) + \sum_{k=1}^{\frac{n-2}{2}} \left(3 - (-1)^k\right) \left((n-2k)(y((k-n)T_s) - y(-kT_s)) + \alpha T_s k(n-k)(u((k-n)T_s) + u(-kT_s)) \right) \right) \quad (20)$$

- (1) O estimador apresentado em (20) é particularmente interessante para implementações digitais por alguns motivos:
- (2) Não depende da entrada de controle atual, sendo causal;
- (3) Assume a forma de um filtro de resposta infinita ao impulso (*infinite impulse response* ou IIR) com ganhos que podem ser calculados previamente. Isso torna o cálculo do estimador simples e de baixa complexidade computacional;
- (4) O tempo de integração pode ser modificado apenas alterando o parâmetro n e recalculando todos os ganhos do filtro IIR gerado;
- (5) Não possui acumuladores para o cálculo da integral, evitando o acúmulo de erros de arredondamento.

3. SIMULADOR DO VEÍCULO DE TESTE

Para validar os controladores do tipo iP para controle longitudinal de veículo, foi utilizado um veículo de teste simulado através do software MATLAB/Simulink. O modelo do veículo foi criado pelo autor baseado em materiais disponibilizados pela própria MathWorks (MathWorks (2022b,a)). O modelo permite simular as partes mais importantes da dinâmica de um veículo, como motor, trem de força, câmbio, pneus e dinâmica veicular longitudinal.

O veículo simulado é controlado através de duas entradas que representam sinais de aceleração e frenagem, indo de 0 a 1, e equivalem a pedais de aceleração e freio de 0 a 100%. Sua saída é a velocidade longitudinal do veículo em m/s, que deve ser convertida para km/h para realizar o controle e testes.

Para permitir que um único controlador SISO atue nessas duas entradas, a saída do controlador é saturada e dividida entre os comandos de aceleração e frenagem:

- Se a saída do controlador for maior que 0, o carro precisa acelerar e apenas o pedal de aceleração é acionado;
- Se a saída do controlador for menor ou igual a 0, o carro precisa frear e apenas o pedal de freio é acionado.

Todo o ajuste e testes do controlador iP escolhido foi realizado utilizando esse conceito. A entrada do controlador é o erro entre a velocidade atual do carro e a velocidade desejada, em km/h. Essa maneira de controlar o veículo simula a maneira que um humano o controlaria, de forma que poderia ser transportado para um veículo real com relativa facilidade. Além disso, faz com que um único controlador tenha que lidar com duas dinâmicas diferentes quando

precisa acelerar ou frear, tornando o uso de controladores *model-free* altamente interessantes. O controlador iP foi implementado utilizando o recurso MATLAB *function*, que faz com que seu código possa ser facilmente portado para aplicações embarcadas. Na figura 1 podemos ver o bloco do controlador utilizado nas simulações.

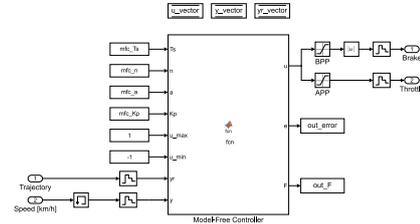


Figura 1. Controlador *model-free* para controle do veículo, no Simulink.

O sistema completo utilizado para todos os testes e simulações é apresentado na figura 2.

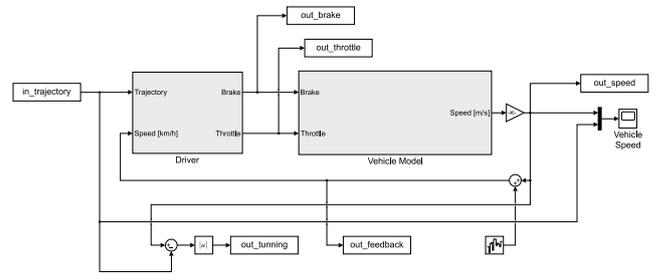


Figura 2. Sistema de simulação completo, no Simulink.

4. SINTONIA DO CONTROLADOR

Para poder sintonizar o controlador iP escolhido, foi utilizado como referência de velocidade uma sequência de degraus, iniciando em 40 km/h e subindo de 20 em 20 km/h até a velocidade máxima de 120 km/h, para então diminuir de 20 em 20 km/h até a velocidade de 40 km/h. A referência permanece constante por 100 segundos após cada degrau. Essa sequência de degraus permite que o controlador atue em toda a extensão de possíveis velocidades do veículo, bem como controlar tanto acelerações quanto frenagens bruscas.

O tempo de amostragem do controlador e a janela de integração para o estimador $\hat{F}_{v=1}$ foram escolhidos, respectivamente, como $T_s = 0,1$ e $n = 2$. Os parâmetros α e K_p do controlador iP podem ser sintonizados utilizando o método proposto por Polack et al. (2019), que consiste em basicamente três etapas:

- (1) O ganho α deve inicialmente ser escolhido como um valor alto o suficiente para que a saída do controlador seja quase zero e K_P deve ser zerado;
- (2) Executar o experimento ou simulação e ir reduzindo o valor de α até que o valor médio de $|\dot{y} - \dot{y}_r|$ seja o menor possível.
- (3) Caso a saída oscile em torno da referência, α precisa ser aumentado. Com o α definido, aumentar progressivamente o K_P até erro de rastreamento $|y - y_r|$ ser baixo, distúrbios serem rejeitados e o sistema ter uma resposta dinâmica desejada.

Utilizando esse método, obteve-se $\alpha = 400$ e $K_p = -0,085$ como ganhos do controlador iP. Esses ganhos foram escolhidos buscando uma resposta rápida, mas com pouco *overshoot*, aumentando o conforto e segurança de possíveis passageiros.

Para propósitos de comparação, também foi realizado o controle do veículo simulado utilizando um controlador PI tradicional. Seus ganhos foram definidos de acordo com (8) e (9). Assim, obtemos, respectivamente, os ganhos $K_{PPI} = -0,0250$ e $K_{IPI} = -0,0021$ que deveriam fazer o PI ser capaz de ter um desempenho similar ao controlador iP projetado.

A resposta do sistema controlado com essa referência, tanto pelo iP quanto pelo PI, é apresentada na figura 3. Podemos ver que os controladores têm respostas muito similares, praticamente sobrepostas, conseguindo obter um bom desempenho mesmo o veículo tendo dinâmicas diferentes para a aceleração e frenagem.

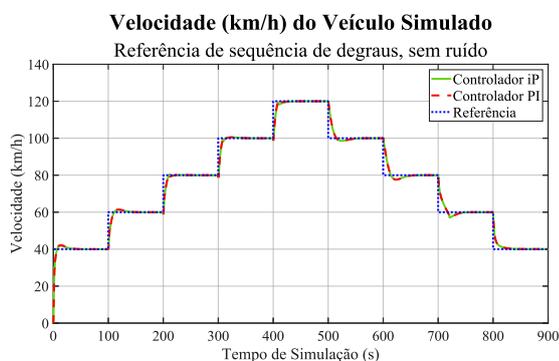


Figura 3. Velocidade, em km/h, do veículo simulado para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

Na figura 4 podemos ver o resultado da estimação do parâmetro $F_{\nu=1}$ do modelo ultra local.

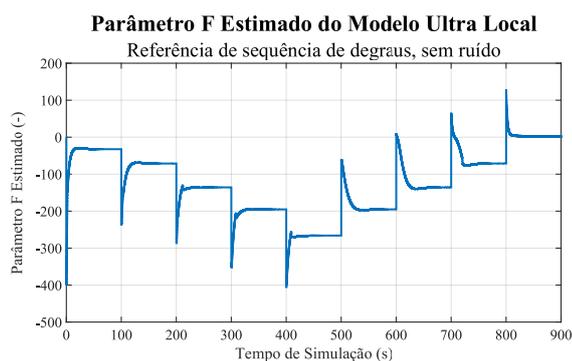


Figura 4. Estimação do parâmetro $F_{\nu=1}$ do modelo ultra local para a referência de vários degraus.

Um aspecto interessante dos controladores iPID é que devidos as filtragens intrínsecas do processo de estimação do modelo ultra local, ele tende a ter uma alta capacidade de rejeição de ruídos. Para comparar o iP projetado com o PI equivalente nesse contexto, foi inserido um ruído de medição aditivo diretamente no sinal de velocidade medida, que pode ser visto na figura 5. O gerador de ruído

pode ser visto na figura 2 e é um gerador de ruído branco com banda limitada configurado com potência de ruído igual a 0,1. Os resultados dos controladores e seus esforços de controle para essa situação são apresentados nas figuras 6 e 7, respectivamente.

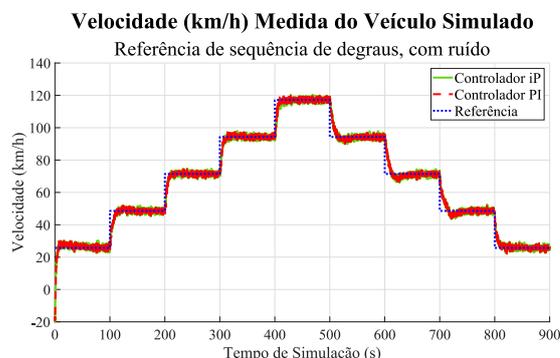


Figura 5. Velocidade medida, em km/h do veículo simulado com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

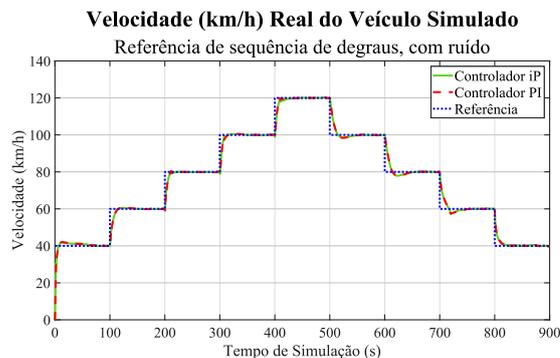


Figura 6. Velocidade real, em km/h do veículo simulado com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

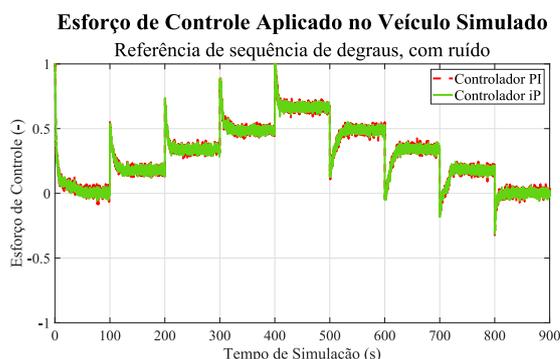


Figura 7. Esforço de controle, para controlar o veículo simulado com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha). Valores entre 0 e 1 fazem o sistema atuar no acelerador e valores entre 0 e -1 fazem o sistema atuar no freio.

Mesmo com o ruído, ambos os controladores conseguiram boas respostas, obtendo resultados bem similares ao teste sem ruído. A estimação do modelo ultra local desse caso é

apresentada na figura 8, e podemos ver que ela está tentando incluir o ruído de medição como parte da dinâmica desconhecida do sistema, como esperado. Mesmo com o ruído ela consegue manter um comportamento bem similar ao caso sem ruído.

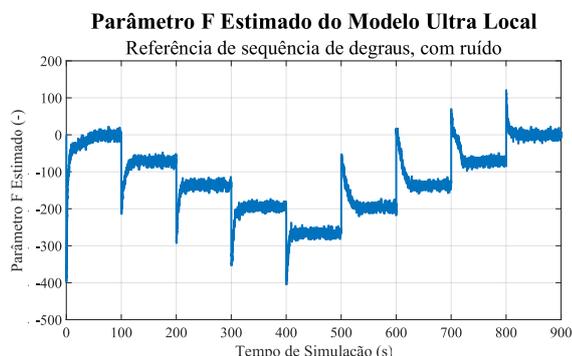


Figura 8. Estimação do parâmetro $F_{\nu=1}$ do modelo ultra local para a referência de vários degraus, com ruído de medição.

5. PROCEDIMENTO E RESULTADOS DOS TESTE DE FRENAGEM

Um dos principais interesses dos testes executados é averiguar como um controlador iP se comporta quando submetido a variações no sistema, em especial na dinâmica de frenagem, que é particularmente importante para garantir segurança aos possíveis passageiros. Para isso, uma nova referência de velocidade foi criada, onde o veículo deve acelerar até 120 km/h e então frear bruscamente até 40 km/h.

Inicialmente, para verificar como os dois controladores se comportam com variações internas podemos realizar uma análise estatística onde o mesmo teste de frenagem é executado 100 vezes para cada controlador, variando aleatoriamente os parâmetros internos do freio utilizado no veículo simulado em um intervalo de $\pm 25\%$. Durante os testes, foi mantido o ruído de medição utilizado anteriormente na seção 4. O resultado para esses testes com os dois controladores iP e PI são apresentados na figura 9.

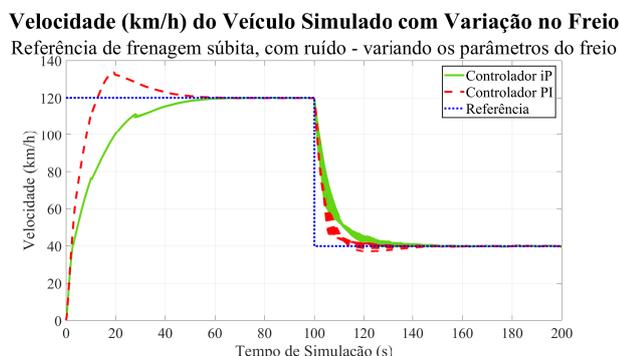


Figura 9. Velocidade real, em km/h, para o teste estatístico de frenagem do veículo simulado com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

Pode-se observar alguns aspectos interessantes em relação aos dois controladores:

- (1) A resposta com o iP foi um pouco mais lenta, mas sem o overshoot de mais de 10 km/h que o controlador PI gerou;
- (2) Ambos os controladores conseguiram desacelerar rapidamente, o que é altamente interessante em uma emergência.
- (3) Os controladores conseguiram ter resultados bem consistentes durante os múltiplos testes, sendo perfeitamente capazes de lidar com as variações internas no sistema de freio.

Para verificar como os dois controladores se comportam quando submetidos a variações externas, o mesmo teste de frenagem foi realizado posicionando o veículo primeiramente em um aclive de 5° e depois em um declive de 5° . Os resultados são apresentados nas figuras 10 e 11, respectivamente. Para esses testes, o ruído de medição presente nos testes anteriores foi mantido e os parâmetros internos originais do freio não foram alterados.

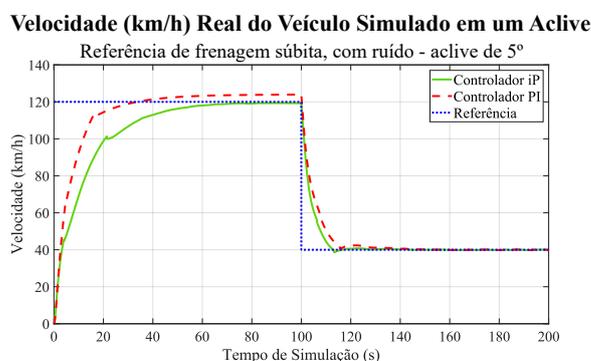


Figura 10. Velocidade real, em km/h do veículo simulado em um aclive de 5° com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

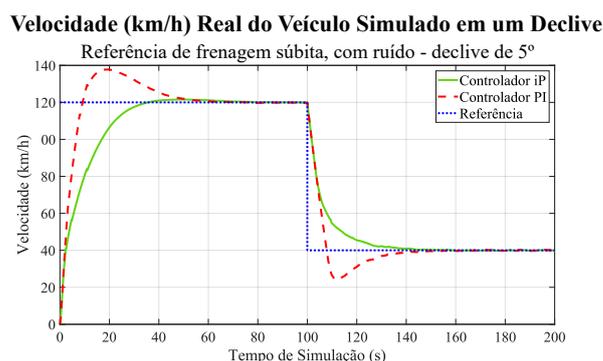


Figura 11. Velocidade real, em km/h do veículo simulado em um declive de 5° com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

Quando submetemos o veículo a variações na sua inclinação, podemos perceber uma diferença significativa entre os dois controladores. Com o veículo em um aclive de 5° o controlador PI teve dificuldade de manter a referência

de 120 km/h, causando erro de estado estacionário, o que não ocorreu com o controlador iP. Já com o veículo em um declive de 5° , o controlador PI causou um grande *overshoot* durante a aceleração e frenagem enquanto o controlador iP conseguiu manter uma resposta bem próxima ao caso do veículo sem inclinação.

Esses resultados indicam que o controlador iP tem uma capacidade maior de se adaptar a mudanças externas a planta, quando comparado ao controlador PI. Podemos averiguar melhor essa hipótese realizando diversos testes de frenagem com a inclinação do veículo variando de um declive de 5° até um aclave de 5° , com passos de $0,5^\circ$. O resultado desse teste é apresentado na figura 12.

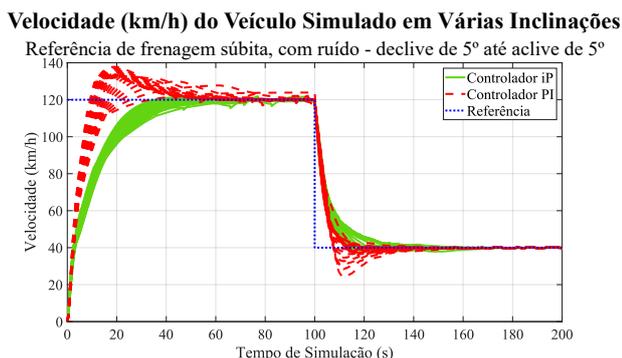


Figura 12. Velocidade real, em km/h do veículo simulado em diversas inclinações, de um declive de 5° até um aclave de 5° com ruído de medição, para os controladores iP (curva verde) e PI (curva vermelha), juntamente com a referência de velocidade (curva azul).

Podemos ver na figura 12 que, de fato, o controlador iP é capaz de manter uma resposta muito mais consistente do que o controlador PI quando submetido a variações de inclinação do veículo. Enquanto o controlador PI exibiu grande variação de sua resposta nos diferentes testes, causando *overshoots* cada vez maiores, o controlador iP manteve uma resposta bem similar em todos os testes. Isso demonstra o quanto controladores do tipo *model-free* podem ser interessantes para controlar plantas submetidas a condições ambientes que variam.

6. CONCLUSÕES

Todos os testes com o veículo simulado apresentaram resultados positivos, conseguindo demonstrar a aplicabilidade de controladores *model-free* do tipo iPID para aplicações veiculares.

A implementação discreta apresentada para um controlador iP teve um bom desempenho e pode facilmente ser aplicada em sistemas embarcados. Outros tipos de controladores *model-free* do tipo iPID (com $\nu > 1$, por exemplo) podem ser derivados do mesmo jeito, se necessário.

O ajuste dos controladores foi relativamente simples e intuitivo, tendo um bom desempenho com pouco esforço. O fato de poder converter de forma quase automática os ganhos de um PI para um iP faz com que a troca de um controlador pelo outro demande pouco esforço por parte do projetista, tornando possível substituir controladores

PI por controladores iP em ambientes ruidosos, potencialmente obtendo melhores resultados.

A comparação com um PI equivalente mostra que é possível obter com o iP resultados tão bons quantos, e até melhores em alguns aspectos. Em especial no teste de frenagem em diferentes inclinações, foi possível ver clara vantagem em se utilizar o controlador iP. Por não ter a necessidade de integradores ou mecanismo *anti-windup*, é esperado também que o iP consiga obter resultados melhores que o PI em sistemas com problemas de saturação.

AGRADECIMENTOS

Gostaríamos de agradecer a Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa – Fundep Rota 2030 - Linha V, referente ao projeto SecurAuto - Projeto e Desenvolvimento Integrado de Funções de Segurança Assistida ao Condutor e Ambiente para Veículos Autônomos.

REFERÊNCIAS

- Åström, K.J. and Hägglund, T. (1995). *PID controllers: Theory, Design, and Tuning*. ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Bara, O., Olama, M., Djouadi, S., Kuruganti, T., Fliess, M., and Join, C. (2017). Model-free load control for high penetration of solar photovoltaic generation. In *2017 North American Power Symposium (NAPS)*, 1–6. IEEE.
- Barth, J.M., Condomines, J.P., Moschetta, J.M., Cabarbaye, A., Join, C., and Fliess, M. (2019). Full model-free control architecture for hybrid uavs. In *2019 American control conference (ACC)*, 71–78. IEEE.
- De Miras, J., Join, C., Fliess, M., Riachy, S., and Bonnet, S. (2013). Active magnetic bearing: A new step for model-free control. In *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 7449–7454. IEEE.
- d’Andréa Novel, B. (2018). Model-free control of longitudinal and lateral dynamics for automated vehicles. *JTEKT Engin. J.*, 1015, 2–8.
- D’Andréa-Novél, B., Menhour, L., Fliess, M., and Mounier, H. (2016). Some remarks on wheeled autonomous vehicles and the evolution of their control design. *IFAC-PapersOnLine*, 49(15), 199–204.
- Fliess, M. (2009). Model-free control and intelligent pid controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control? *IFAC Proceedings Volumes*, 42(10), 1531–1550.
- Fliess, M. and Join, C. (2008). Intelligent pid controllers. In *2008 16th Mediterranean Conference on Control and Automation*, 326–331. IEEE.
- Fliess, M. and Join, C. (2013). Model-free control. *International Journal of Control*, 86(12), 2228–2252.
- Join, C., Chaxel, F., and Fliess, M. (2013). “intelligent” controllers on cheap and small programmable devices. In *2013 Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol)*, 554–559. IEEE.
- MathWorks (2022a). Complete vehicle model. URL <https://www.mathworks.com/help/physmod/sdl/ug/about-the-complete-vehicle-model.html>. Acessado em: 10 de Março de 2022.
- MathWorks (2022b). Modeling a vehicle dynamics system. URL <https://www.mathworks.com/help/ident/ug/modeling-a-vehicle-dynamics-system.html>. Acessado em: 10 de Março de 2022.

- Menhour, L., d'Andréa Novel, B., Fliess, M., Gruyer, D., and Mounier, H. (2015). A new model-free design for vehicle control and its validation through an advanced simulation platform. In *2015 European Control Conference (ECC)*, 2114–2119. IEEE.
- Menhour, L., d'Andréa Novel, B., Fliess, M., and Mounier, H. (2013). Multivariable decoupled longitudinal and lateral vehicle control: A model-free design. In *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 2834–2839. IEEE.
- Milanés, V., Villagrà, J., Godoy, J., and González, C. (2012a). Comparing fuzzy and intelligent pi controllers in stop-and-go manoeuvres. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 20(3), 770–778.
- Milanés, V., Villagrà, J., Pérez, J., and González, C. (2012b). Low-speed longitudinal controllers for mass-produced cars: A comparative study. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(1), 620–628.
- Moraes, M.S. and da Silva, P.S.P. (2015). Model-free control of magnetic levitation systems through algebraic derivative estimation. In *Proc. 23rd ABCM Int. Congress of Mechanical Engineering, Rio de Janeiro*.
- Polack, P., Delprat, S., and d'Andréa Novel, B. (2019). Brake and velocity model-free control on an actual vehicle. *Control Engineering Practice*, 92, 104072.