

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR DIGITAL EM CASCATA PARA ROBÔS DE TRACÇÃO DIFERENCIAL

Júlio César Bragança da Matta Machado, julio.matta.machado@gmail.com
Antônio Augusto Torres Maia, aamaia@ufmg.br

Universidade Federal de Minas Gerais, Departamento de Engenharia Mecânica, Av. Antônio Carlos, 6627 – Pampulha – Belo Horizonte – MG. CEP 31270-901

Resumo: Robôs de tração diferencial, em sua forma básica, são compostos por duas rodas motoras e uma livre. É comum, em projetos de robótica, utilizar um controlador de posição para comandar os motores nos percursos pré-determinados a se percorrer. Contudo, estes atuadores possuem características eletromecânicas particulares. Assim, é frequente que um dos motores possua uma resposta mais rápida que o outro, o que pode fazer com que o robô sem um controle adequado desvie da trajetória desejada. Neste artigo é apresentado o projeto e implementação de um controlador digital em cascata para um robô de tração diferencial. O controlador foi desenvolvido em duas camadas. A primeira camada é responsável por controlar a velocidade e a segunda a posição. Para se reduzir o desvio observado na trajetória desejada, o sistema de controle de velocidade foi concebido de forma a ser mais rápido, pelo menos em uma ordem de grandeza, do que o ciclo de controle de posição. Para a velocidade, foi escolhido um controlador digital de segunda ordem, adequado as características de projeto. Para a posição, utilizou-se um controlador proporcional digital. Como dados de entrada foram utilizados apenas as informações de um par de encoders de quadratura acoplados a cada motor. Esses encoders fornecerão diretamente informações sobre posição, e, por derivação do sinal, foi possível calcular a velocidade do robô. O projeto foi implementado utilizando um microcontrolador de baixo custo ARM Cortex M4 e uma plataforma de testes desenvolvida para tal. O método aplicado apresentou resultados satisfatórios às condições requeridas no projeto e se mostrou de rápida implementação.

Palavras-chave: Controlador digital, controlador em cascata, robótica móvel, controlador embarcado

1. INTRODUÇÃO

A aplicação de robótica no meio industrial já é hoje bem definida e estudada. Mas esta se aplica, em geral, em ambientes bem estruturados e com ações repetitivas. Com o progresso tecnológico novas aplicações e demandas para robótica estão sendo criadas em ambientes não estruturados. Assim, vários desafios são criados e tratados como o aumento de mobilidade, a redução e a otimização do consumo de energia e a comunicabilidade. Neste contexto, a robótica móvel encontra um lugar de destaque. Esta categoria de robôs consiste de máquinas automáticas capazes de se locomover de forma autônoma em diferentes ambientes.

Leonard e Durrant-Whyte (1991) resumem o problema geral da navegação em robótica móvel com três pontos chaves, através das seguintes perguntas: “Onde estou?”, “Para onde vou?” e “Como posso chegar lá?”. A terceira pergunta, em especial, envolve, basicamente, a definição de rota e o controle dos atuadores responsáveis pela locomoção. Quanto ao último, a aplicação mais comum é em motores de corrente contínua com escovas associados a uma redução ou motores sem escovas com controle de corrente.

O projeto de controladores para atuadores é muito demandado no desenvolvimento de robôs móveis, gerando um ambiente oportuno a diversas pesquisas. Lin et al. (1994) indicaram que os controladores mais utilizados nestas aplicações em ambiente digital são os controladores PID (Proporcional Integral- e Derivativo) e, mais recentemente, os controladores baseados em lógica Fuzzy.

Das e Banerjee (2009) propuseram e implementaram um controlador PID digital em uma FPGA para rápido controle de posição de servo motores, alimentando o sistema com a leitura da tensão reversa do motor. Já Tang (2001) utiliza, para prototipação rápida do controlador de servo motor, um processador digital de sinais (DSP) em interface direta com o Matlab garantindo o que assegurou grande flexibilidade de aplicação. Este controlador projetado foi capaz de eliminar o erro em regime permanente no controlador de velocidade e o sobressinal no controlador de posição. Por fim, Bethencourt et al (2011), implementaram um controlador PID em um microcontrolador modelando e escolhendo ganhos do sistema de forma empírica e aplicando em um robô móvel com direção diferencial. Diferentes percursos de prova foram testados e em todos os testes o resultado se apresentou satisfatório.

Neste trabalho é apresentada uma metodologia para o desenvolvimento rápido de um controlador em cascata, para o controle da velocidade e da posição em um microcontrolador ARM Cortex M4 em uma plataforma de baixo custo da fabricante TEXAS Instruments. A metodologia apresentada foi empregada em um robô móvel, projetado e construído para este estudo.

2. APARATO EXPERIMENTAL

Na Fig. 1 é apresentada uma imagem do sistema móvel autônomo projetado e construído para validar a metodologia apresentada neste trabalho. O sistema consiste de uma plataforma de testes circular de 280mm de diâmetro com duas rodas motoras e uma terceira roda de apoio. Os dois motores utilizados são modelo Pololu 37D, com redução de 50:1. Acoplado ao eixo de cada motor, existe um encoder de quadratura de efeito Hall com 16 linhas de resolução, de forma que são percebidas 3200 linhas de resolução na saída da caixa de redução. A alimentação do robô é feita por uma bateria de lítio-polímero com 3 células de carga de 11,1V. Para reduzir interferências externas nos motores um conversor CC-CC é utilizado fornecendo 3,3V regulados a parte lógica da montagem. O microcontrolador utilizado foi um ARM Cortex M4 TM4C123G presente na plataforma de desenvolvimento TIVA-C do fabricante Texas Instruments. A ponte-H utilizada é uma VNH2SP30 capaz de trabalhar em até 20KHz e com corrente máxima de 9A contínua. Os dados experimentais são enviados ao computador através do módulo bluetooth.

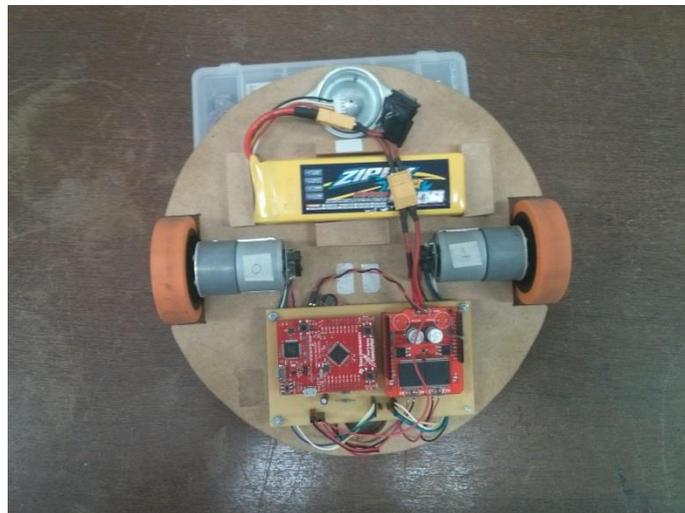


Figura 1: Foto do Protótipo utilizado.

3. MODELAGEM

Para ajustar a velocidade do motor foi utilizado um sinal de PWM amplificado por uma ponte-H. Como o monitoramento da tensão recebida pelo motor se mostrou inviável devido a um elevado ruído associado, foi utilizada a tensão da bateria como referência para se definir uma relação que fornecesse, de forma aproximada, o valor da tensão aplicada aos motores. O maior valor obtido pela modulação de PWM foi associado à tensão atual da bateria, e os valores intermediários foram adotados segundo um padrão linear partindo do 0V. Para tanto, as perdas de tensão na ponte-H foram desprezadas.

A medição de velocidade foi feita com intervalos regulares (T) e estimada a partir do incremento do encoder no intervalo, na Eq. (1) indica esta velocidade no instante atual, $\omega(t)$ (Brown, 1992). Para este tipo de sistema, o erro de discretização pode ser obtido pelas Eq. (1) e Eq. (2) (Bellini, 2003).

$$\omega(t) = \frac{2\pi n}{n_{tic} T} \quad (1)$$

$$\Delta\omega(t) = \frac{2\pi}{n_{tic} T} \quad (2)$$

Um motor de corrente contínua com escovas pode ser representado pela Fig. 2.

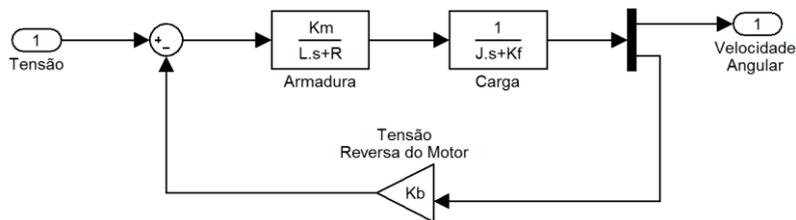


Figura 2: Representação em diagrama de blocos de um motor de corrente contínua com escovas.

Nota-se que este modelo é constituído de dois termos: um relacionado a características eletromagnéticas da armadura do motor, e outro relacionado à carga do sistema. Segundo Petras (2009) este modelo pode ser simplificado para um sistema de primeira ordem, pois o valor da constante de tempo relacionado à armadura é insignificante quando comparado com a constante de tempo relacionada ao carregamento. Esta aproximação é adotada neste artigo.

Para se estimar a função de transferência dos motores, degraus de tensão de 2-4-6-8-10V foram aplicados. Os dados de velocidade obtidos, utilizando o encoder, foram medidos à frequência de 100Hz e transmitidos via comunicação bluetooth ao computador. Assim a função de transferência de cada motor foi estimada.

Vários degraus foram utilizados na criação do modelo para minimizar imprecisões e não linearidades que possam existir na planta, de forma que o ganho e a constante de tempo encontrado são valores médios obtidos durante os testes realizados. Para verificar a validade do modelo encontrado, os motores foram submetidos a degraus de 3-5-7-9-11V, e a resposta comparada com a prevista pelo modelo escolhido. Na Fig. 3 é apresentada uma comparação entre os dados experimentais e os dados gerados pelo modelo obtido, conforme descrito no início desta seção. A mesma avaliação foi realizada para o motor direito e os resultados obtidos foram similares aos apresentados na Fig. 3. Os coeficientes de correlação foram obtidos para cada motor. Para o motor esquerdo o valor determinado foi de 91,43%, e para o direito o valor foi de 89,36%. As funções de transferência obtidas para o motor esquerdo e para o motor direito são apresentadas na Eq.(3) e Eq. (4):

$$M_d(s) = \frac{10,5277}{0,1023s + 1} \tag{3}$$

$$M_e(s) = \frac{9,5246}{0,1402s + 1} \tag{4}$$

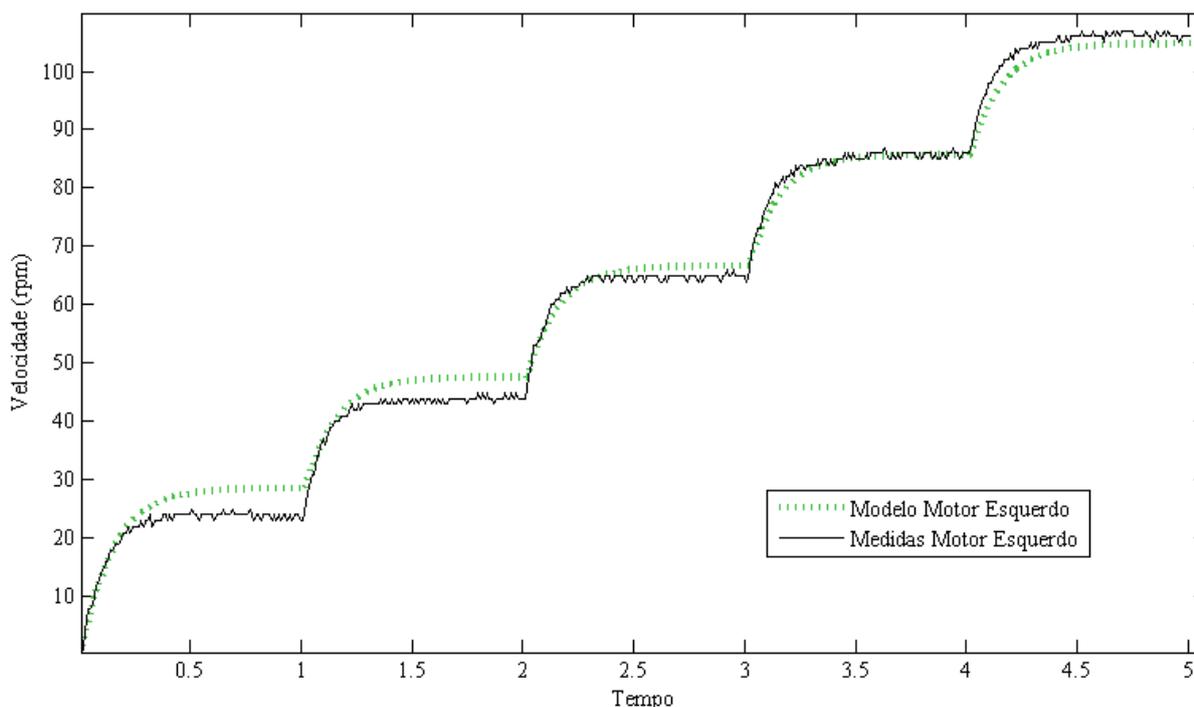


Figura 3: Resposta aos degraus de teste do motor esquerdo e do modelo obtido para este motor.

4. PROJETO DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

No projeto do sistema de controle foi adotado um modelo em cascata, com um controlador de velocidade com compensadores no loop interno e um controlador de posição com módulos proporcionais para deslocamentos lineares e angulares no loop externo. O diagrama de blocos do sistema está representado na Fig. 4.

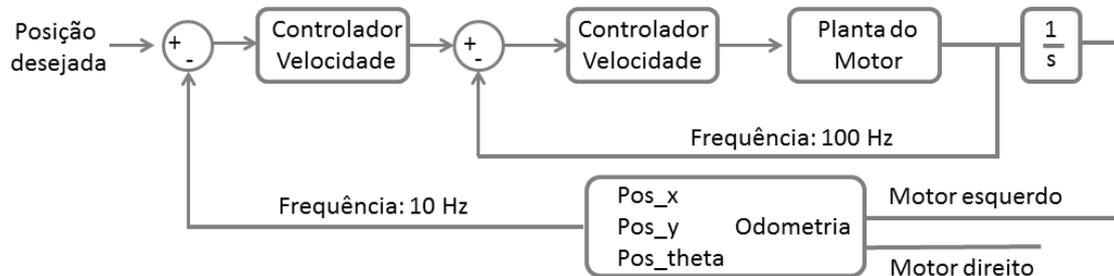


Figura 4: Diagrama de blocos do controlador.

O sistema de controle de velocidade consiste em um atuador agindo diretamente na planta. A função de transferência do sistema foi determinada durante a aplicação dos degraus de tensão no motor conforme descrito anteriormente. Segundo Bethencourt et. al. (2011), a função de transferência em malha fechada do sistema pode ser aproximada satisfatoriamente por um sistema de segunda ordem e, assim, é importante determinar corretamente a taxa amostral. Segundo Bethencourt, o critério do tempo de subida é o mais crítico, sendo um valor de taxa amostral de 0,01s razoável já que o tempo de estabelecimento foi projetado para 0,1s para garantir rápida correção na velocidade. É desejado um sobressinal de, no máximo, 10%, para evitar variações na trajetória devido à inércia do sistema, e um ganho unitário, pois não é necessário que a velocidade seja amplificada. Com estas especificações pode-se obter a função de transferência do loop interno. A Eq. (5) representa esta função para o motor esquerdo:

$$T_e(s) = \frac{29,81}{s^2 + 80s + 29,81} \quad (5)$$

Assim, o controlador requerido pode ser estimado pela Eq. (6) através de uma simples manipulação de blocos (Ibrahim, 2006):

$$D(s) = \frac{T(s)}{M(s) \cdot (1 - T(s))} \quad (6)$$

O resultado desta equação obtido para o motor esquerdo, já no espaço Z, está representado pela Eq. (7).

$$D_e(z) = \frac{0,1731 - 0,02878z^{-1} - 0,1233z^{-2}}{1 - 1,363z^{-1} + 0,3626z^{-2}} \quad (7)$$

Este controlador pode, então, ser implementado como:

$$\text{saída}(k) = 1,363 \cdot \text{saída}(k-1) - 0,3626 \cdot \text{saída}(k-2) + 0,1731 \cdot \text{erro}(k) - 0,02878 \cdot \text{erro}(k-1) - 0,1233 \cdot \text{erro}(k-2) \quad (8)$$

5. PROJETO DO CONTROLADOR DE POSIÇÃO

O loop externo é o controlador de posição e, conforme mostrado na Fig. 4, à resposta do controle de velocidade passa pelo cálculo de odometria fornecendo as coordenadas x, y e θ que são alimentadas ao controlador de posição.

Segundo Ibrahim(2006), a taxa amostral do controlador de posição deve ser, pelo menos, 10 vezes maior que a taxa do controlador de velocidade, dessa forma a taxa amostral foi fixada em 0,1s. O controlador de posição recebe as coordenadas da entrada, compara com o set point, e gera um vetor com a magnitude representando o deslocamento linear. Já o ângulo deste vetor representa o deslocamento angular. O controlador é então dividido em duas camadas de posição: linear e angular, e o valor do ganho de cada uma pode ser estimado em função da resposta esperada para o

sistema ao final do percurso. Seguindo uma métrica simples em função da distância ao ponto final, tem-se que o ganho proporcional é dado pela Eq. (9):

$$k_p = \frac{vel_{\min}}{erro_{\min}} \quad (9)$$

No qual o erro mínimo foi adotado como 5mm no caso linear e 0,01 radianos no caso angular devido a folgas do eixo e a vel_{\min} como 10% da velocidade máxima esperada.

Como a determinação da localização do robô envolve a integração consecutiva dos sinais enviados pelos encoders, para o controle do robô foi necessário adotar certas simplificações de forma a não sobrecarregar o microcontrolador devido as diversas operações trigonométricas normalmente requeridas.

A Fig. 5 representa o modelo do robô diferencial.

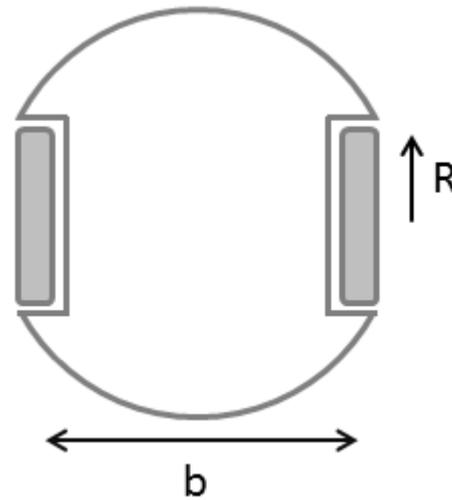


Figura 5: Modelo do robô diferencial.

No modelo utilizado, as rodas tem raio constante R e o sistema completo é considerado uma massa pontual. A distância entre o ponto de contato com o solo de cada roda motora é indicada por b.

Considerando a odometria, o movimento de um robô diferencial pode ser descrito como um arco conforme representado na Fig. 6, se os ângulos forem pequenos. Tem-se que D_e e D_d representam a distância percorrida por cada roda motora, e D_c representa o movimento do centro do robô.

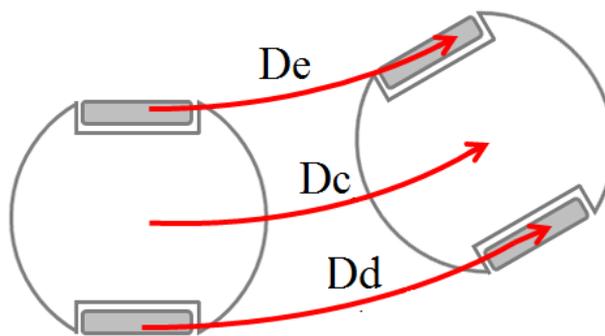


Figura 6: Movimento do robô descrito por arcos.

Para um intervalo amostral i , os encoders de cada motor recebem um incremento de N_d e N_e respectivamente. Como os encoders registram pulsos, faz-se necessário o uso de um fator de conversão para uma unidade de comprimento. Adotando C_e a resolução do encoder, em pulsos por revolução, temos que o fator de conversão cm , dos dados do encoder para a distância percorrida, é:

$$cm = \frac{\pi D_n}{C_e} \quad (10)$$

Assim a distância percorrida por cada roda pode ser expressa como:

$$\Delta U_{d,e} = cm. N_{d,e_i} \quad (11)$$

O deslocamento linear do ponto central do robô ΔU_i é dado por:

$$\Delta U_i = \frac{\Delta U_{d_i} + \Delta U_{e_i}}{2} \quad (12)$$

Já o incremento angular é dado por:

$$\Delta \theta_i = \frac{\Delta U_{d_i} + \Delta U_{e_i}}{L} \quad (13)$$

Assim, o novo ângulo relativo é:

$$\theta_i = \Delta \theta_i + \theta_{(i-1)} \quad (14)$$

Por fim, utilizando-se relações trigonométricas, obtêm-se a posição relativa do robô em um determinado instante, x_i e y_i , periodicamente, utilizando as equações:

$$x_i = x_{(i-1)} + \Delta U_i \cdot \cos \theta_i \quad (15)$$

$$y_i = y_{(i-1)} + \Delta U_i \cdot \sin \theta_i \quad (16)$$

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para avaliar o controle de velocidade foram realizados dois testes. O robô teve a velocidade desejada definida. Em seguida, foram avaliadas as velocidades de saída com e sem o controlador de velocidade. Os resultados do motor direito estão mostrados na Fig. 7, o motor esquerdo apresentou comportamento semelhante.

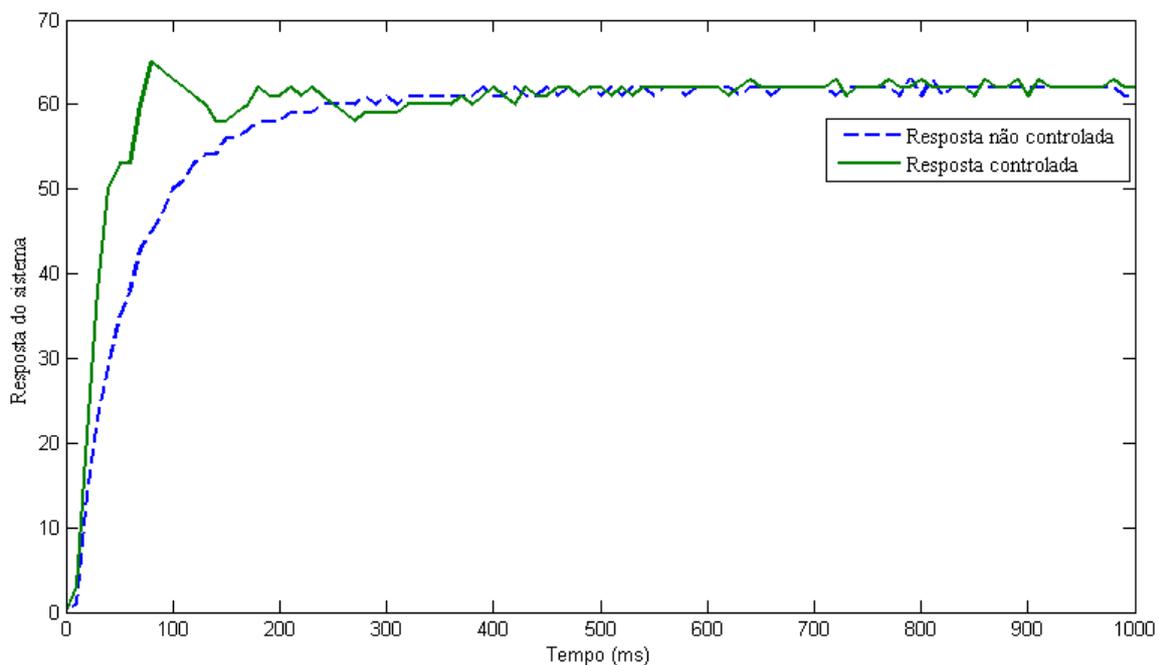


Figura 7. Resposta de velocidade com e sem controlador

Percebe-se que com o controle de velocidade, foi possível obter uma resposta para o sistema aproximadamente 2,5 vezes mais rápida do que na planta não controlada. Assim, mostra-se válido o loop de controle de posição em uma frequência de 10Hz já que a cada ciclo de controle a velocidade anteriormente comandada já se encontra estabelecida. No sistema controlado, o sobressinal foi estimado como 6,6% e o tempo de estabelecimento, a 5%, de 110ms. Ambos os valores encontram-se próximos ao desejado, uma vez que a curva apresentada não foi filtrada.

Para a medição de posição, o robô foi programado para percorrer cinco metros em linha reta e sua trajetória foi analisada em três testes diferentes. O primeiro teste sem o controlador, o segundo teste apenas com o controlador de

velocidade, e o terceiro teste com o controle em cascata completo (velocidade e posição). Os resultados são apresentados na Fig. 8.

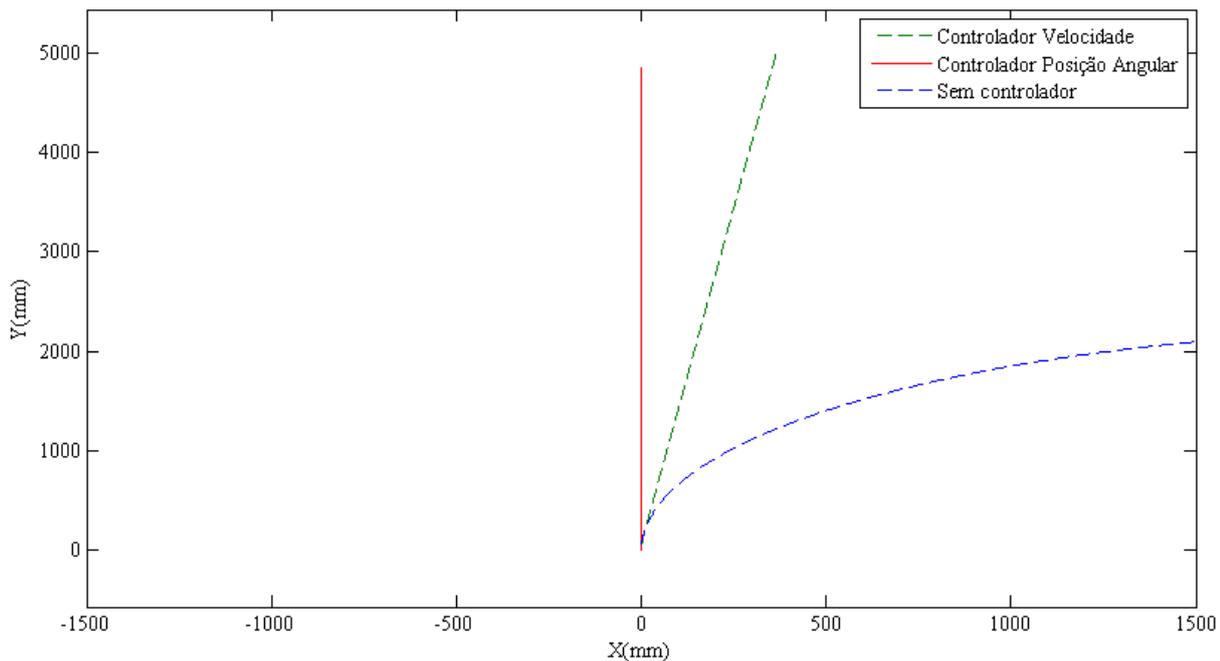


Figura 8. Trajetória percorrida com e sem controle

A Fig. 8 indica a necessidade de controle da velocidade dos motores. No experimento sem este controle, o movimento do robô se apresenta com formato curvilíneo. Isto ocorre uma vez que os motores apresentam comportamentos distintos quando submetidos a uma mesma tensão.

O segundo teste já apresenta um resultado uniforme em relação às velocidades dos motores. O movimento curvilíneo é claramente suprimido. Contudo, como não houve nenhum controle de corrente, os motores apresentam um comportamento distinto ao partirem. Isto imprime um erro angular inicial que se mantém constante pelo percurso.

No terceiro experimento observa-se a correção deste erro angular inicial. Isto porque o ângulo relativo do robô é constantemente controlado. Assim, obteve-se um desvio máximo de, aproximadamente, 14 mm durante o percurso. Vale a ressalva que os resultados foram obtidos tendo como base os próprios valores fornecidos pelos encoders. Um teste mais abrangente demandaria um conjunto de sensores externos fugindo do escopo deste artigo.

7. CONCLUSÃO

Neste artigo, uma metodologia ágil na prototipação de controladores foi apresentada e implementada. Com informações mínimas do sistema, esta metodologia se apresentou viável tanto no controle de velocidade quanto no controle de posição. Assim, foi possível modelar o sistema e projetar os controladores em menos de um dia. Esta técnica foi aplicada no robô vencedor do Campeonato de Robótica Livre na Campus Party Brasil 2014 devido a esta agilidade de implementação.

Esta metodologia habilita qualquer um com conhecimento básico de controle implementar um controlador em cascata que facilita o estudo e pesquisa de algoritmos de planejamento de trajetórias assim como desvio de obstáculos. Maior acurácia deste sistema pode ser obtida por uma subsequente implementação de fusão sensorial com sensores de posição locais ou externos.

8. AGRADECIMENTOS

Ao meu amigo e colega Fernando Neves Quintino dos Santos que me ajudou na estruturação das ideias e revisão do texto.

9. REFERÊNCIAS

- Banerjee, K., 2009, "Fast prototyping of a digital PID controller on a FPGA based soft-core microcontroller for precision control of a brushed DC servo motor", Proc. 35Th Annu, Conf. IEEE Ind, Electron, 2825-2830.
- Bellini, A., 2003, "A Digital Speed Filter for Motion Control Drives with a Low Resolution Position Encoder" AUTOMATIKA: Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications, 67-74.

- Bethencourt, J. V., 2011, "Controller design and implementation for a differential drive wheeled mobile robot", Control and Decision Conference, 4038-4043.
- Brown, R. H., 1992, "Analysis of Algorithms for Velocity Estimation from Discrete Position Versus Time Data", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 11-19.
- Cohen, G. H., Coon, G., 1953 "Theoretical consideration of retarded control", Trans. ASME, 827-834.
- DURRANT-WHYTE, 1991, "Mobile Robot Localization by Tracking Geometric Beacons", Transactions on Robotics and Automation IEEE, 376-382.
- Ibrahim, D., 2006, "Microcontroller Based Applied Digital Control", Cyprus: John Wiley & Sons.
- Lin, P.-I.-H., 1994, "Comparison on fuzzy logic and PID controls for a DC motor position controller", Industry Applications Society Annual Meeting, 1930-1935.
- Petrás, Ivo, 2009, "FRACTIONAL – ORDER FEEDBACK CONTROL OF A DC MOTOR", Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, 117-128.
- Tang, J, 2001, "PID Controller Using the TMS320C31 DSK with On-line Parameter Adjustment for Real-time DC Motor speed and Position Control", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 786-791.

10. RESPONSABILIDADE AUTORAL

Os autores são os únicos responsáveis pelo conteúdo deste trabalho.

PROJECT AND IMPLEMENTATION OF A CASCADE DIGITAL CONTROLLER FOR DIFFERENTIAL DRIVE WHEELED MOBILE ROBOTS

Júlio César Bragança da Matta Machado, julio.matta.machado@gmail.com
Antônio Augusto Torres Maia, aamaia@ufmg.br

Universidade Federal de Minas Gerais, Departamento de Engenharia Mecânica, Av. Antônio Carlos, 6627 – Pampulha – Belo Horizonte – MG. CEP 31270-901

Abstract. *Differential drive wheeled mobile robot, in its basics form, are composed by two drive wheels and one caster for support. It is common practice, in robotic projects, to use a position controller to command the engines in setted pathways. However, the wheels possess their own transfer functions with distinct gains and time constants. That way, one wheel answer faster than the other, which leads the robot to travel in a curvilinear manner, although it was meant to follow in a straight line. In this article it is presented the project and implementation of a cascade digital controller for a differential drive wheeled mobile robot. The controller was developed in two layers. The first is responsible for the velocity control. The second, for the position control. To reduce errors in the set path, the velocity control system was designed to be faster, in at least one order of magnitude, than the position controller. For velocity it was chosen a second order digital filter based controller, appropriated to the project specificities. For position it was used a digital proportional controller. As entry orders, only data recorded by a pair of hall effect quadrature encoders linked to the motor's shafts were used. Those encoders directly provided informations of the position, and by derivating the signal it was possible to calculate the velocity. The project was implemented using a low-cost ARM Cortex M4 microcontroller and a mobile robot test platform was especially designed for this project. It is expected with this work, to acquire a simple, robust system of easy implementation to control differential drive wheeled mobile robots similar to the one developed here. The methodology presented satisfactory results to the required conditions in the design showed rapid implementation.*

Keywords: *Digital controller, cascade controller, mobile robots, embedded controller*