

CONTROLE DE MOTORES SEM ESCOVAS EM AMPLAS FAIXAS DE OPERAÇÃO

Bruno Marinotti Brostoline¹; Rodrigo Alvite Romano²

¹ Aluno de Iniciação Científica da Escola de Engenharia Mauá (EEM/CEUN-IMT);

² Professor da Escola de Engenharia Mauá (EEM/CEUN-IMT).

Resumo. *Motores sem escovas (brushless) de corrente contínua vêm sendo empregados em diversas áreas. Em muitas aplicações é necessário que a velocidade de rotação seja controlada em amplas faixas de operação. Todavia, os drivers disponíveis comercialmente operam a partir da ordem de centenas de rotações por minuto (RPM). O principal objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle para um motor brushless de modo a satisfazer um conjunto de requisitos de desempenho tanto em baixas quanto em altas rotações (isto é, desde algumas dezenas até a magnitude de alguns milhares de RPM). A pesquisa contempla o projeto de um controlador de ganhos variáveis baseado em um modelo matemático caracterizado a partir de dados operacionais do motor. Esse sistema de controle é implementado em uma plataforma embarcada baseada num processador dsPIC da família 33F. Diante de variações no sinal de referência na forma de degrau, o sistema de controle desenvolvido apresentou respostas suficientemente amortecidas (sobressinal inferior a 4%) e tempo de acomodação de até 2 segundos, que significa um comportamento até 10 vezes mais rápido do que o verificado no caso de operação em malha aberta.*

Introdução

Motores sem escovas de corrente contínua (conhecidos como *brushless* ou BLDCs) vêm sendo empregados em diversas áreas, como em sistemas de arfagem na indústria naval, em discos rígidos de computadores e em hélices de aeromodelos. O seu uso crescente ocorre, principalmente, por apresentar vantagens quando comparado a um motor com as escovas de comutação convencionais, dentre as quais se podem destacar a sua eficiência e rendimento mais elevados, o ruído reduzido, uma vida útil mais longa devido à ausência de desgaste da escova, a eliminação da ionização do comutador, e a redução total de interferência eletromagnética. No entanto seu uso ainda é evitado em muitas ocasiões por apresentar um preço mais elevado, suas bobinas serem de difícil construção e manufatura, e devido ao seu acionamento ser mais complexo que a de um motor com escovas, pois requer uma comutação eletrônica síncrona (é um BLDC trifásico) em relação ao rotor.

Por seu uso estar em ascensão, há cada vez mais pesquisas sobre formas de aperfeiçoar seu desempenho e dependência de algoritmos que possam controlá-lo eficientemente. Uma das aplicações que necessita do uso de BLDCs é a plataforma *Cubli*, um cubo formado por uma carcaça de metal capaz de se equilibrar em um dos seus vértices através da ação de motores *brushless* presentes em três de suas faces (Lunardi *et al.*, 2015). Um algoritmo apropriado de controle de um motor sem escovas torna-se peça chave no equilíbrio do *Cubli*, cuja aplicação requer um bom desempenho em baixas e altas velocidades, da magnitude de dezenas até milhares de rotações por minuto. O desempenho em baixas velocidades é outro ponto fraco da maioria dos BLDCs: devido seu acionamento necessitar de sensores apurados e também por conta de oscilações de torque que podem ocorrer, isto impõe um desafio, do ponto de vista de projeto de controladores por realimentação. A maioria das aplicações da indústria, que adotam *brushless*, operam em altas velocidades, não havendo um incentivo em utilizá-los em baixas, promovendo, somente, a disponibilidade de *drivers* que operam a partir de algumas centenas de rotações por minuto (rpm).

Este trabalho teve seu desenvolvimento visando um controle apropriado em diversas faixas de operação, desde dezenas até alguns milhares de rpm, utilizando um sistema micro

controlado, de modo que seu algoritmo possa ser implementado futuramente na plataforma *Cubli*, mas também em outras aplicações em que um *brushless* seja a melhor opção.

Para poder aplicá-lo no cubo, foram impostos alguns requisitos de desempenho que o controlador deverá seguir. Em seguida seu modelo matemático pôde ser caracterizado através de dados de operação coletados em malha aberta, e através desse modelo foi desenvolvido um controlador com ações Proporcional e Integral (PI).

Algumas das contribuições deste trabalho é a implementação do algoritmo em ponto flutuante em um sistema embarcado e uma estratégia de lidar com as não linearidades que o atuador (motor) apresenta.

Material e Métodos

Aparato Experimental

O aparato experimental consiste em: uma placa de desenvolvimento dsPICDEM MCLV-2, um disco de inércia e um motor sem escovas de 50W (modelo EC 45 flat 339285 da *Maxon*®), como mostra a Figura 1.



Figura 1 – Aparato experimental utilizado

O processador é um dsPIC33FJ32MC204, de arquitetura de 16 *bits*, possui 32KB de memória de programa e 2048 *Bytes* de dados, e contém três periféricos de temporização de 16 bits e um de 32. O micro controlador opera em uma frequência de 120 MHz, que implica em realizar até 60 milhões de instruções por segundo (*MIPS*). No algoritmo ocorre a execução de diversas interrupções (envio e recebimento de dados, acionamento, controle e temporizadores) que podem ser efetuadas pelo processador, sem haver interferência ou atraso entre as tarefas. A frequência de *clock* também permitiu que a lei de controle fosse implementada em ponto flutuante, esta representação numérica, ao contrário da maioria das aplicações que usam ponto fixo, exige maior esforço computacional. No entanto, por mitigar o efeito de arredondamentos, a notação de ponto flutuante não prejudica valores decimais que comprometam o algoritmo de controle.

A comunicação entre o usuário e o sistema embarcado ocorre pela porta serial (UART), interface de comunicação assíncrona. Através da UART o processador recebe o *set-point* informado pelo usuário e envia, simultaneamente, a velocidade de rotação do motor. A transferência e recebimento de dados têm uma periodicidade de 100ms e ocorrem com um *Baud Rate* de 115200bps (bits por segundo), configurações suficientes para não causar problemas em outras interrupções.

Motores sem escovas precisam utilizar um circuito de acionamento sequencial para que possam transformar a energia elétrica aplicada em energia mecânica; portanto utiliza-se sensores de efeito *Hall* para o sincronismo da comutação eletrônica do *brushless*. O estator do motor contém 8 pares de polos e em cada um estão presentes 3 destes sensores (A, B e C). Diante de qualquer alteração nos estados dos sensores, é gerada uma interrupção de prioridade máxima é gerada no programa, indicando em qual das bobinas houve a mudança de campo magnético. Com essa informação, pode-se enviar pulsos através de um inversor de frequência

trifásico (Microchip Technology®, 2008) para a bobina do polo seguinte, causando uma atração no rotor, e gerando torque no BLDC.

Requisitos de Desempenho

Será planejado um controlador que tenha, em um degrau, um tempo alvo de acomodação de 2 segundos e um erro máximo de sobressinal da velocidade inferior a 5%. O período de acomodação escolhido é baseado em requisitos de banda passante identificados em simulações da plataforma *Cubli*, desenvolvida recentemente. O sobressinal segue o mesmo raciocínio, pois em uma situação de equilíbrio é ideal que o erro estacionário, para um degrau, seja minimizado para não provocar oscilações. Vale lembrar que deseja-se obter tal desempenho em toda a faixa de operação do motor.

Caracterização

Para construir um projeto de controlador baseado em um modelo matemático é preciso caracterizar o comportamento da planta. Portanto foram realizados diversos testes, e através de análises das respostas, observou-se comportamento similar ao de sistemas dinâmicos de 1ª ordem com acionamentos na forma de degrau, que podem ser caracterizados por funções de transferência com a forma

$$G(s) = \frac{k_0}{\tau s + 1}, \quad (1)$$

em que k_0 é o ganho estático e τ a constante de tempo.

O motivo de ter sido feito vários ensaios foi avaliar a hipótese da linearidade ser razoável ao longo de toda a faixa de operação. No entanto os experimentos revelaram que o comportamento de resposta a um degrau (ganho estático e constante de tempo) muda em função da faixa de operação e do sentido do acionamento (aceleração positiva ou negativa). Os valores dessa variação serão mostrados adiante, na seção de resultados.

Uma possibilidade para lidar com essa não linearidade é admitir parâmetros distintos para cada mudança de comportamento do motor, podendo ser caracterizado em diferentes zonas de operação. Os intervalos dessas zonas foram escolhidos de acordo com as velocidades em que seus parâmetros se assimilam.

Escolha da estrutura do controlador

Para obter erro estacionário nulo para sinais de *set-point* na forma de degrau e ajustar o tempo de acomodação em cada uma dessas zonas, adota-se um controlador PI (Castrucci *et al.*, 2011) cuja função de transferência é dada por

$$G_c(s) = \frac{k_c(s + T_i^{-1})}{s}, \quad (2)$$

em que k_c e T_i denotam o ganho e o tempo integral do controlador.

Adotou-se um controlador com ações Proporcional e Integral porque apresenta um baixo erro estacionário e por não haver a necessidade de utilizar um termo derivativo devido o motor ser um sistema não oscilatório.

As zonas são distinguidas de acordo com a velocidade e o sentido de aceleração. Estas condições evidenciam uma estratégia de escalonamento de ganho (conhecido por *Gain Scheduling*), em que a não linearidade é solucionada por um modelo linear em diversos intervalos gerados por condições operacionais (Åström e Wittenmark, 1989). Outro benefício da utilização do *Gain Scheduling* é a possibilidade de sintonizar o controlador de acordo com o comportamento do motor em baixas rotações, podendo ocorrer um melhor controle do motor em velocidades de operação menores.

Sintonia do controlador

O escalonamento de ganho impactará na mudança dos valores de k_c e T_i em cada zona de operação que o controlador for sintonizado. Esse ajuste é realizado usando o método da sintonia baseado no modelo interno, *SIMC* (Skogestad, 2003), em que os parâmetros do controlador são

$$k_c = \frac{\tau}{k_0 \tau_{mf}}$$

e

$$T_i = \tau,$$

em que τ_{mf} denota a constante de tempo da malha fechada, cujo valor foi definido em função do tempo de acomodação planejado, ou seja

$$\tau_{mf} = 0,5 \text{ s.}$$

Ao aplicar a transformação bilinear (aproximação trapezoidal) na função de transferência (2) obtém-se

$$G_c(z) = \frac{\beta_0 z - \beta_1}{z - 1} = \frac{U(z)}{E(z)}, \quad (3)$$

sendo

$$\beta_0 = k_c \left(1 + \frac{T}{2\tau} \right) \quad (4)$$

$$\beta_1 = k_c \left(\frac{T}{2\tau} - 1 \right), \quad (5)$$

para um período de amostragem de T . Nesse trabalho adotou-se $T = 0,1\text{s}$, que é 5 vezes mais rápido do que τ_{mf} . Normalmente utiliza-se 10 vezes o τ_{mf} (Castrucci *et al.*, 2011), entretanto aplicou-se uma frequência de amostragem um pouco menor para não comprometer as demais funções do processador relacionadas à comunicação serial, cujo grau de prioridade para ser executado é menor que o do controle e do acionamento.

Implementação

Utiliza-se um periférico de temporização de 16 bits (Timer 3) para registrar a duração entre duas interrupções de Hall A de pares de polos consecutivos, sabendo-se a distância de ambos, a velocidade de rotação pode ser estimada por

$$V = \frac{\frac{360^\circ}{8}}{\Delta t_{TMR3}}.$$

Para aprimorar a exatidão dessa medida e evitar o estouro de registradores, mede-se a velocidade em uma volta elétrica, equivalente a 1/8 de uma volta mecânica.

Aplicando a transformada \mathcal{Z} inversa na equação (3) do controlador pode-se obter:

$$u_k = u_{k-1} + \beta_0 e_k + \beta_1 e_{k-1}, \quad (6)$$

cujo processo se repete no tempo de amostragem temporizado através de uma interrupção do Timer 1.

Resultados e Discussão

Caracterização

Caracterizando-se em toda sua faixa de operação, foi possível obter os ganhos estático do *brushless*, cujos valores variam de acordo com a velocidade do motor. A Figura 2 ilustra a mudança dos valores nos pontos médios das zonas de operação. Além do ganho, a constante de tempo também pode ser calculada, porém seu valor se altera, também, em função do sentido da aceleração. Esse comportamento pode ser visto na Figura 3.

Por meio dos gráficos, pode-se observar as não linearidades da planta, variando nas diversas zonas, que foram definidas a partir de onde houve variação do comportamento, sendo seus extremos mostrados nos gráficos.

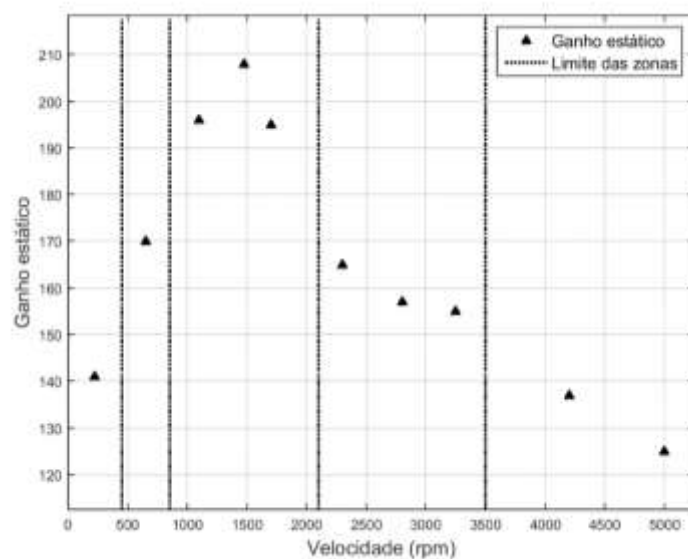


Figura 2 – Ganho estático em função da velocidade de rotação.

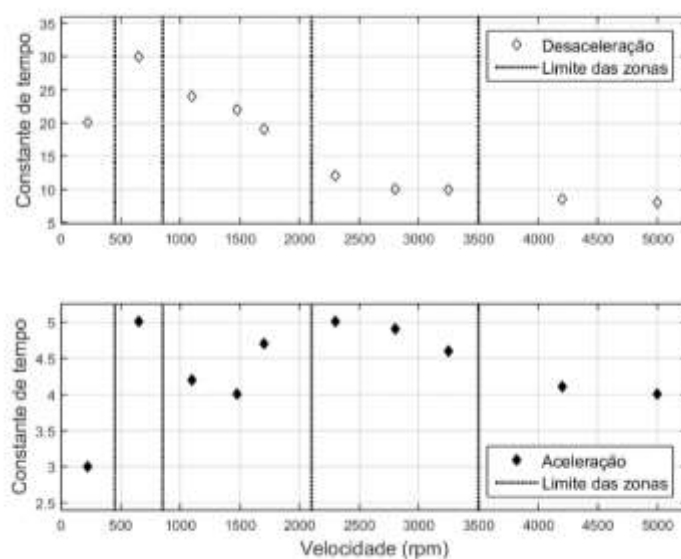


Figura 3 – Constante de tempo em função da velocidade e do sentido da aceleração.

A constante de tempo na subida de *set-point* foi menor que na descida, indicando que na aceleração o tempo de acomodação é mais rápido.

Controlador com ganho fixo

Um controlador com ganho fixo projetado, em função de um valor médio de k_0 e τ , pode operar de maneira satisfatória aos requisitos desejados em uma certa zona, porém em outra, devido seu comportamento ser diferente, ocorreria erro de sintonia, podendo apresentar sobressinais e demora na estabilidade da velocidade. As Figuras 3 e 4 ilustram ensaios realizados após sua implementação.

O controlador em questão teve seus parâmetros extraídos de uma média com todas as zonas representada nas Figura 2 e 3. Pela Figura 4, pode-se observar que o degrau para 200 rpm acomodou-se em menos de 2 segundos e sua velocidade ultrapassou a margem de erro estacionário estabelecida e na queda para 65 rpm houve uma acomodação de 4 segundos, o dobro do requisito planejado e com um sobressinal acima dos 5% desejados, alertando, assim um erro na sintonia do controlador.

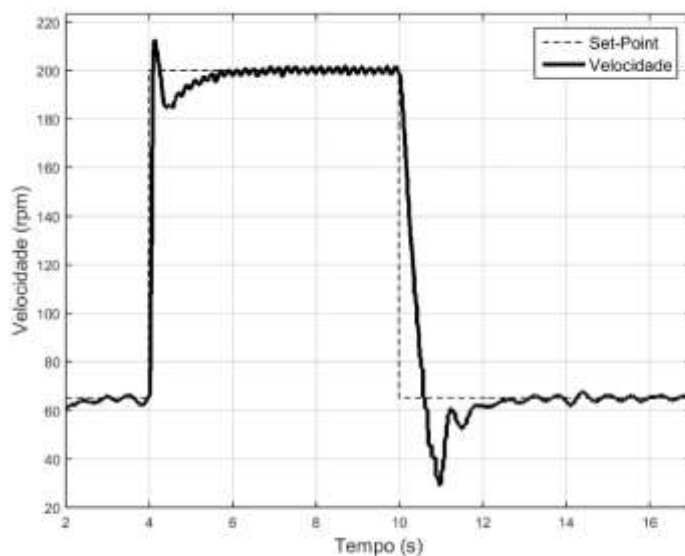


Figura 4 – Ensaio de dois degraus entre 65 e 200 rpm, com ganho fixo.

A Figura 5 ilustra uma mesma ocorrência, e por estar em uma zona com um comportamento distinto do ganho escolhido, também apresentou um sobressinal na subida. Nas duas figuras percebe-se como a variação do τ em função do sinal da aceleração pode prejudicar o

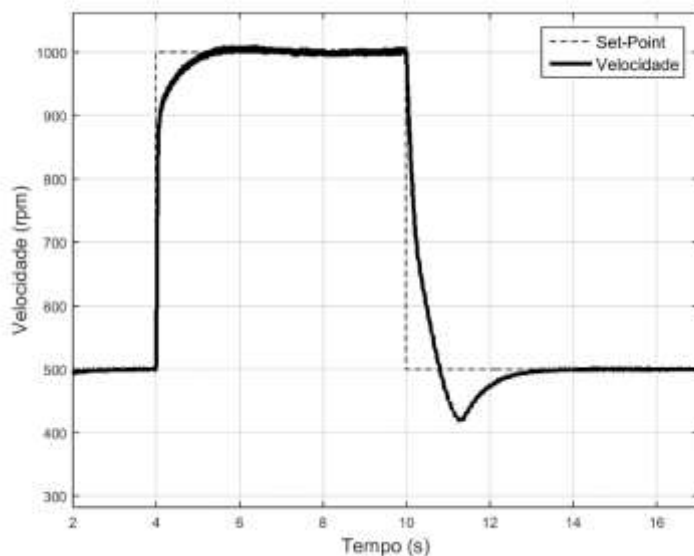


Figura 5 – Ensaio de dois degraus entre 500 e 1000 rpm, com ganho fixo.

desempenho do *brushless*, causando um erro de, aproximadamente, 30% do *set-point* estabelecido.

Mesmo com o controlador com ganho fixo não se mostrando eficiente e com sobressinalis que poderiam atingir uma zona morta, o motor conseguiu trabalhar até uma velocidade mínima de 45 rpm, uma quantidade muito baixa se comparada aos *drivers* disponíveis no mercado que operam até algumas centenas de rpm, graças à técnica de medição empregada, que foi alterado em relação ao AN957 (D'Souza, 2004).

Controlador com escalonamento de ganho

Como mencionado anteriormente, a sintonia num controlador é realizada no processador através dos coeficientes β_0 e β_1 , calculados pelas equações (4) e (5). Como são proporcionais ao ganho estático e à constante de tempo, os coeficientes também variam em função da velocidade e do sentido de aceleração do *BLDC*, portanto em cada mudança de zona ocorre uma nova sintonia, fazendo com que o controlador tenha ganho variável. A Tabela 1 associa os valores de β_0 e β_1 com as zonas.

Tabela 1 – Valores experimentais de β_0 e β_1 em função das zonas de operação.

β_0 (aceleração)	β_1 (aceleração)	β_0 (desaceleração)	β_1 (desaceleração)	Zonas (rpm)
0.0432624	-0.0418440	0.1283688	-0.1269503	0 a 450
0.0594118	-0.0582353	0.1182353	-0.1170588	450 a 850
0.0405000	-0.0395000	0.1105000	-0.1095000	850 a 2100
0.0643312	-0.0630573	0.1280255	-0.1267515	2100 a 3500
0.0648000	-0.0632000	0.1448000	-0.1432000	Acima de 3500

À rigor quanto mais zonas houverem, melhor será representado o comportamento do motor e, provavelmente, seu controle aprimoraria. No entanto quanto mais limitantes, mais complexa ficará sua implementação e mais sobrecarregado ficará o processador, por isso foram utilizadas 5 zonas de operação, em que o controle melhorou em relação ao ganho fixo e não houve problemas no processamento do algoritmo.

As Figuras 6, 7 e 8 ilustram a comparação entre o desempenho de um controlador com escalonamento de ganho e um com ganho fixo variando em todas as zonas de operação com velocidades baixas, médias e altas.

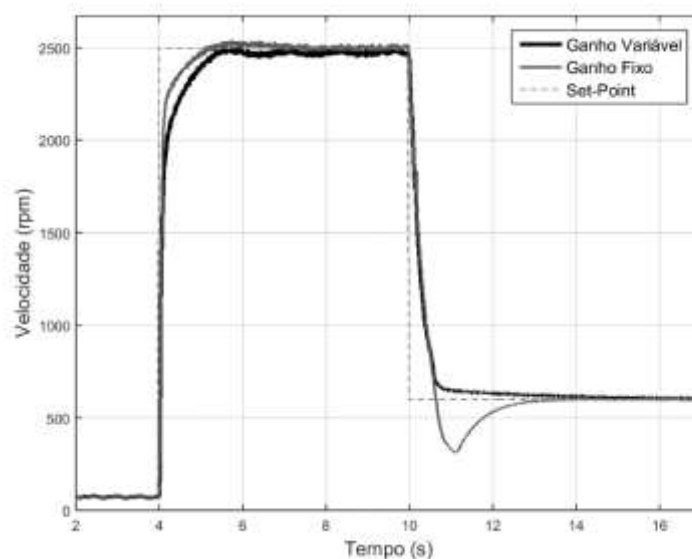


Figura 6 – Comparação entre ganho fixo e ganho variável com *set-points* baixos e médios.

Tabela 2 – Comparação quantitativa entre as estratégias na Figura 6.

Aceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 2
Ganho fixo	0	< 2
Desaceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 2
Ganho fixo	15,1	3

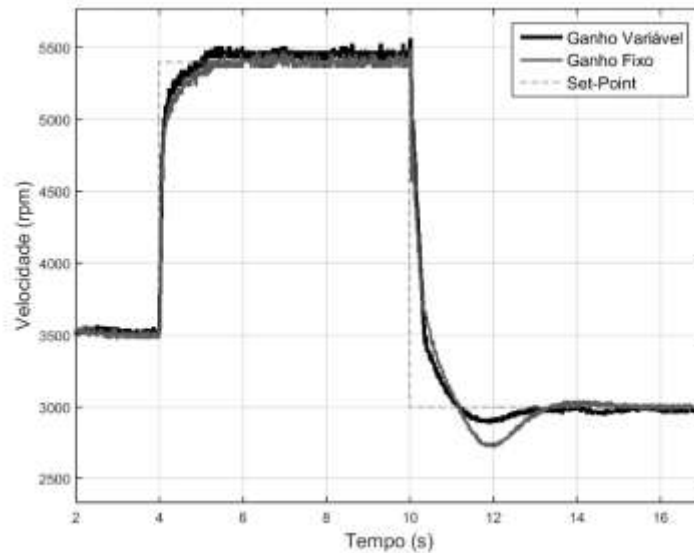


Figura 7 – Comparação entre ganho fixo e ganho variável com *set-points* médios e altos.

Tabela 3 – Comparação quantitativa entre as estratégias na Figura 7.

Aceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 2
Ganho fixo	0	< 2
Desaceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	3,50	≈ 2
Ganho fixo	11,8	3

Analisando os três gráficos acima, o controlador com ganho fixo não apresentou sobressinais ou erros estacionários acima da meta estabelecida e seu tempo de acomodação na subida de *set-point* foi igual ou menor que os 2 segundos desejados. Na descida, no entanto, o controlador demorou mais do que o tempo de acomodação requisitado e apresentou sobressinais muito maiores que a margem desejada de 5%.

Nas Tabelas 2, 3 e 4 verifica-se que o maior tempo de acomodação na subida e o sobressinal máximo usando o escalonamento de ganho ficou abaixo dos requisitos estabelecidos e revelaram um melhor desempenho em relação ao ganho fixo.

O ganho variável ao apresentar um erro estacionário praticamente nulo e ser sintonizado conforme o comportamento do motor em baixas rotações, não permite que em que o BLDC passe por uma zona morta, possibilitando velocidades de rotações até 30 rpm, aproximadamente. A Figura 9 revela outra comparação entre os controladores na região de baixas velocidades. Percebe-se um melhor desempenho do ganho variável, que além de acomodar-se em menos de 2 segundos, apresentou um erro estacionário praticamente nulo na desaceleração.

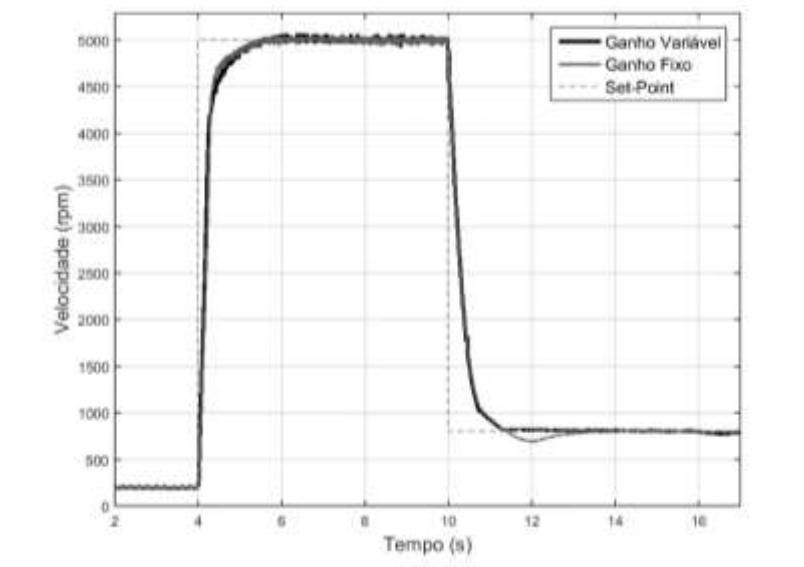


Figura 8 – Comparação entre ganho fixo e ganho variável em *set-points* baixos e altos.

Tabela 4 – Comparação quantitativa entre as estratégias na Figura 8.

Aceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 2
Ganho fixo	0	< 2
Desaceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 2
Ganho fixo	2,58	3

Pode-se perceber também no ensaio da Figura 9 (e através dos respectivos dados apresentados na Tabela 5) que a diferença no desempenho proporcionado pelo controlador com ganhos variáveis é ainda mais significativa na região de baixas rotações, pois diminui sensivelmente as oscilações e sobressinais em relação ao controlador com ganhos fixos.

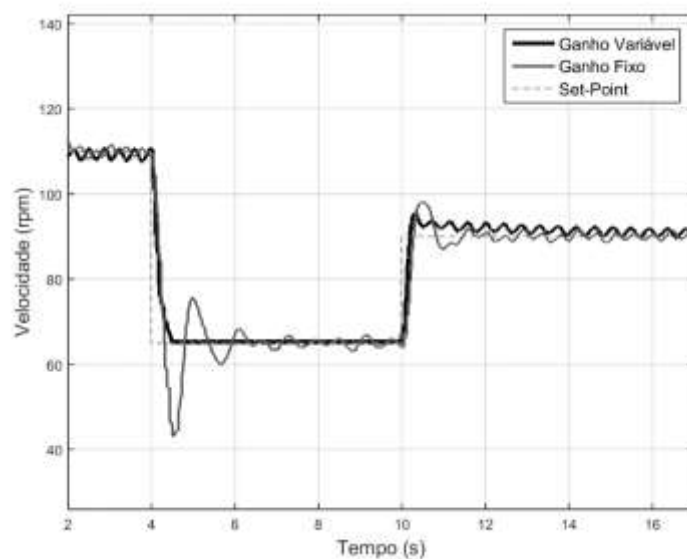


Figura 9 – Comparação entre ganho fixo e ganho variável em *set-points* baixos.

Tabela 5 – Comparação quantitativa entre as estratégias na Figura 9.

Aceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	4	< 2
Ganho fixo	8	< 2

Desaceleração	M_p (%)	t_s (s)
Ganho variável	0	< 1
Ganho fixo	48,5	2

Conclusões

Pela análise dos gráficos do controlador com ganho variável percebeu-se que o τ_{mf} pode ser menor ainda, tornando o sistema mais agressivo e diminuindo o tempo de acomodação em um degrau. Além disso o erro estacionário manteve-se abaixo de 5%, dentro da margem estabelecida inicialmente, mostrando a vantagem de se utilizar o *Gain Scheduling*.

O estudo e caracterização das não linearidades do motor possibilitou criar zonas de operação e utilizar uma estratégia de escalonamento de ganho para um melhor desempenho do *brushless*. A criação de mais divisões permite um controle mais aprimorado, reproduzindo cada vez mais detalhadamente o comportamento do motor em cada ponto de operação.

Através do uso de periféricos de temporização e de um controlador com *Gain Scheduling*, pôde-se obter baixas velocidades de rotação, podendo operar em até 30 rpm, atingindo o objetivo inicial de controlá-lo na magnitude de algumas dezenas de rpm.

A aplicação do algoritmo desenvolvido na plataforma *Cubli*, desempenhará uma importante parte no controle do equilíbrio do cubo, podendo, futuramente, ser adaptado e implementado para outros fins.

Referências Bibliográficas

- Åström, K.J.; Wittenmark, B. (1989) Gain Scheduling. *Adaptive Control*. 343-369. 1st edition. Reading, Addison-Wesley.
- Castrucci, P.L.; Bittar, A.; Sales, R.M. (2011) *Controle Automático*. 1st edition. Rio de Janeiro, LTC.
- Ohio Electric Motors®. (2012) *Brushless DC Motors Used in Industrial Applications*. Ohio.
- Lunardi, A.S.; Toledo, C.V.; Filho, F.F. (2015) *Cubo atuado por roda de reação*. Trabalho de Graduação – Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul.
- Maxon®. (2008) EC 45 flat brushless 50 W model 339285. *May 2008 catalogue*, p.203.
- Microchip Technology Inc. (2012) DS70283K. *dsPIC33FJ32MC204 Datasheet*. Revision K.
- Microchip Technology Inc. (2008) DS52080A. *dsPICDEMTM MCLV-2 Development Board User's Guide*. Revision A.
- Skogestad, S. (2003) Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. *Process Control*. 13, 291–309.
- D'Souza, S. (2004) AN957. *Sensored BLDC Motor Using dsPIC30F2010*. Revision A. Microchip Technology Inc.