4
Controle de motores de passo

O controle em malha aberta é o mais comum em motores de passo. Entretanto, o motor deve operar razoavelmente abaixo de sua capacidade para evitar a perda de passos. As limitações deste tipo de controle estimularam o desenvolvimento de técnicas de controle em malha fechada (MF) [22]. A forma tradicional de controle em MF utiliza um *encoder* diretamente acoplado ao eixo do motor, como dito no Capítulo 2, mas nem sempre isto é tecnicamente viável. Algumas novas técnicas, sem a necessidade de um sensor de posição, surgiram nos últimos anos [23]. Essas técnicas, chamadas *sensorless*, não apresentam ainda suficiente confiabilidade para algumas aplicações. Neste capítulo é proposta uma técnica baseada no controle da posição de um eixo ligado ao motor por um sistema de transmissão que pode apresentar perturbações ou flexibilidades. Ou seja, a posição do eixo do motor não pode ser determinada com precisão a partir do sensor de posição. A seção abaixo apresenta o controle proposto para aplicação em motores de passo.

4.1.
Malha de controle

A Figura 18 apresenta a malha de controle proposta. Nesta malha, como em malha aberta, um *driver* recebe pulsos de passo e direção e gera corrente nas fases do motor de passo. Este motor de passo é ligado a um redutor de velocidade mecânico. Este redutor é ligado a um *encoder* através de um par de polias.

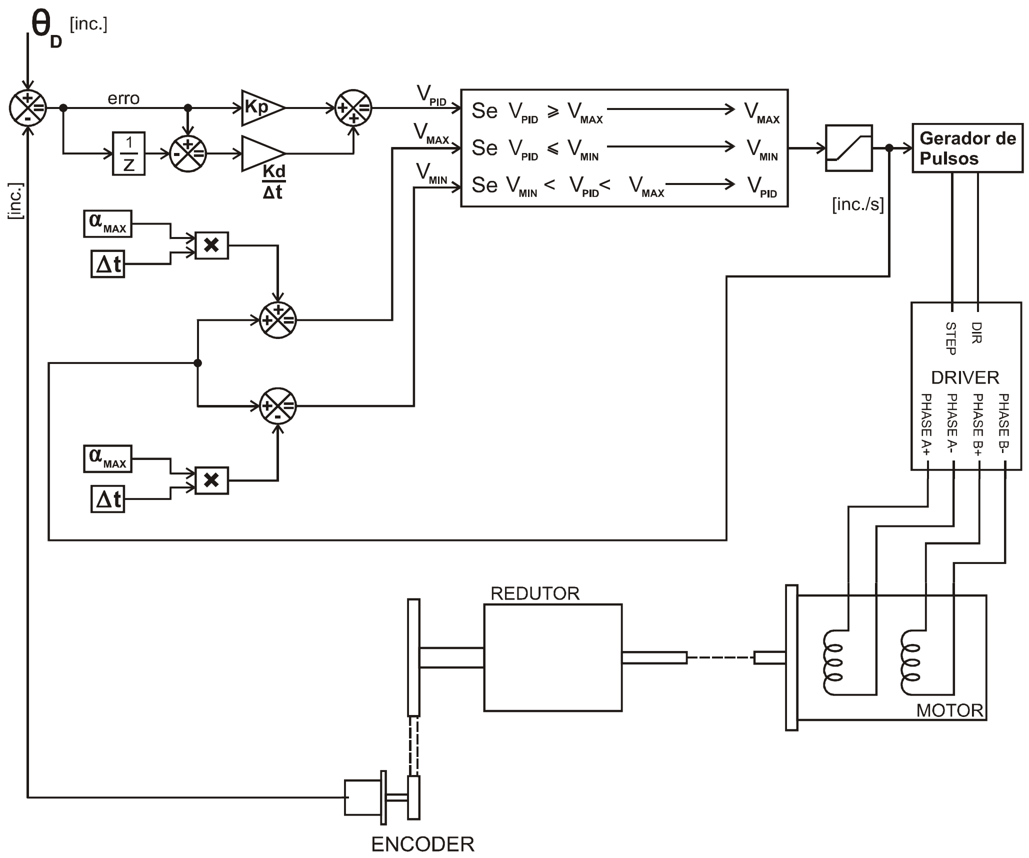

Figura 18 – Malha de controle proposta

A velocidade demandada ao motor depende da frequência dos pulsos de passo (*STEP*) na entrada do *driver*. Em malha aberta, essa frequência pode ser variada para gerar uma determinada aceleração [3, 24].

Neste trabalho, a frequência dos pulsos de passo enviados para *driver* é determinada por um gerador de pulsos, que envia também um sinal de direção. Este gerador de pulsos recebe na entrada a velocidade demandada para o motor e calcula a frequência de pulsos de passos. O gerador de pulsos calcula essa frequência através da relação

$$f = \frac{\omega}{\theta_S} \tag{4.1}$$

onde:

f - frequência dos pulsos de passo;

ω - velocidade angular do motor.

O valor da velocidade na entrada do gerador de pulsos corresponde à quantidade de passos por segundo que o controlador deve gerar. Logo, a saída do controlador V_C também possui esta mesma escala. Assim, o valor do parâmetro de aceleração α utiliza a unidade de *passos/segundo*^{2}.

O sinal de direção (DIR) é um binário com nível alto se a velocidade demandada no gerador é positiva, e nível baixo se é negativa.

A variável de entrada do gerador de pulsos – velocidade - é calculada a partir de um controlador. O controlador gera um perfil de velocidades suave, para prevenir a perda de passo no motor. Isto é feito calculando as velocidades máxima e mínima na saída que não gerem uma aceleração maior que a máxima. Esta aceleração máxima é constante, e é um dos parâmetros que devem ser ajustados quando o controlador é implementado em um sistema.

O controlador calcula também uma velocidade usando uma lei de controle proporcional-derivativa (PD). O erro é calculado pela diferença entre a posição desejada e a medida pelo *encoder*. Como o sistema é discreto, a derivada no tempo deste erro é aproximada por $\frac{erro(k) - erro(k-1)}{\Delta t}$. O erro é multiplicado por um ganho proporcional (K_P), a derivada do erro é multiplicada por um ganho derivativo (K_D), e assim é calculada a saída do algoritmo PD [25].

O controlador possui três velocidades calculadas: velocidade pela lei de controle PD (V_{PD}), velocidade mínima que não ultrapassa máxima desaceleração (V_{MIN}) e velocidade máxima que não ultrapassa máxima aceleração (V_{MAX}). O controlador decide, entre elas, qual a saída (V_C) através de uma base de regras. A seção seguinte apresenta esta base de regras.

4.2.
Base de regras

O perfil de velocidade demandado ao motor deve ser suave, para prevenir a perda de passo. A base de regras é formulada para evitar variações exageradas da velocidade na saída.

A base de regras utilizada é apresentada abaixo.

Se $V_{PD} \geq V_{MAX}$, *então* $V_C = V_{MAX}$.

Se $V_{PD} \leq V_{MIN}$, *então* $V_C = V_{MIN}$.

Se $V_{MIN} < V_{PD} < V_{MAX}$, *então* $V_C = V_{PD}$.

onde a velocidade mínima é calculada por

$$V_{MIN}(k) = V_C(k-1) - \alpha \cdot \Delta t \tag{4.2}$$

onde Δt é o período de controle. A velocidade máxima é calculada por

$$V_{MAX}(k) = V_C(k-1) + \alpha \cdot \Delta t \tag{4.3}$$

e a velocidade associada ao PD é calculada por

$$V_{PD}(k) = erro(k) \cdot K_P + \frac{erro(k) - erro(k-1)}{\Delta t} \cdot K_D \tag{4.4}$$

O torque em um motor de passo é inversamente proporcional à velocidade de rotação do rotor. A partir de um determinado limite, o torque disponível é muito baixo e o motor tende a perder passos. Então, a velocidade V_C também é limitada para não ultrapassar um determinado limite. O limite é dado pela velocidade de saturação da saída do controlador (V_S). Na seção seguinte é proposta uma rotina para estimar as constantes do controlador.

4.3. Estimativa das constantes do controlador

O controlador precisa que quatro constantes sejam fornecidas: α, V_S, K_P e K_D. A constante V_S pode ser estimada do gráfico de desempenho do motor, α por um ensaio simples do sistema, enquanto que K_D pode ser inicialmente estimado como um valor muito baixo, e ajustado conforme o comportamento do sistema. Finalmente, K_P pode ser estimado com base nos resultados dos ensaios.

Primeiramente, é recomendado estimar V_S a partir do gráfico de desempenho do motor de passo. O torque máximo disponível é inversamente proporcional à velocidade angular. Assim, sabendo o torque máximo demandado ao motor, a velocidade máxima pode ser extraída do gráfico de desempenho. A Figura 19 apresenta o gráfico de desempenho de um motor típico. Sabendo o torque necessário, basta obter no gráfico a velocidade máxima V_S (em *passos/s*).

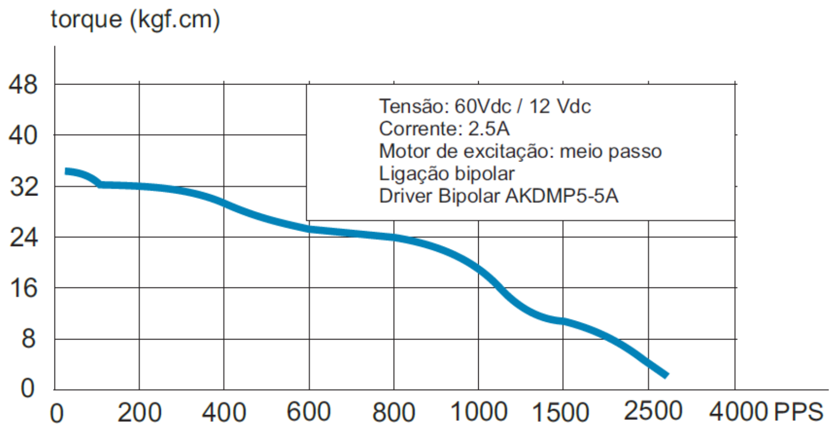

Figura 19 – Gráfico de desempenho de um motor de passo
(Fonte: Datasheet do motor AK85HY5.88-1.8)

A seguir, é proposto um ensaio para determinar o parâmetro α. Este parâmetro está relacionado à aceleração do sistema. Assumindo a constante K_P alta, e aplicando um degrau significativo na posição pelo controlador, a aceleração do motor é próxima a α. Assim, ao demandar um degrau na posição do sistema, o valor de saída do controlador depende inicialmente do valor de α. Este valor pode ser estimado como “baixo” inicialmente, e pode ser elevado gradativamente. Em algum momento a aceleração se torna excessiva e o motor começa a perder passos de forma contínua, logo o valor de α deve ser o valor anterior a este. Se o motor perder passos apenas a partir de uma velocidade alta, a constante V_S estimada pode ser reduzida.

Os valores de α e V_S encontrados podem ser usados para estimar a constante K_P. Se o motor for capaz de desacelerar de forma simétrico de como acelera, as constantes podem ser estimadas de modo a obter este resultado. A Figura 20 mostra o gráfico esquemático do erro da posição de um motor de passo com desaceleração constante.

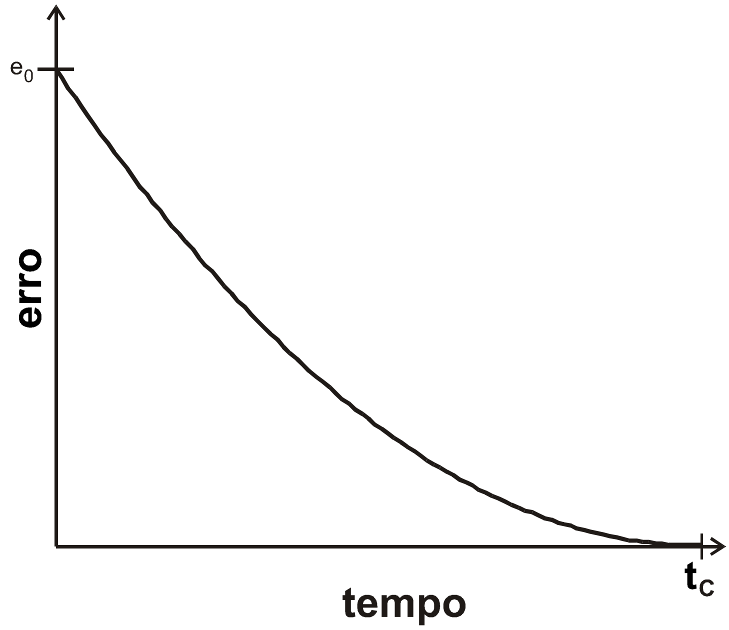

Figura 20 – Gráfico esquemático erro vs. tempo de um sistema

Neste gráfico, no instante inicial o motor está com velocidade máxima e o erro é e_0. Nos instantes seguintes, ele desacelera constantemente até parar no instante t_C, com erro nulo. Para que o erro do sistema se comporte desta forma, o controlador deve demandar um perfil de velocidade linear ao motor. A Figura 21 mostra o perfil de velocidade para esta condição.

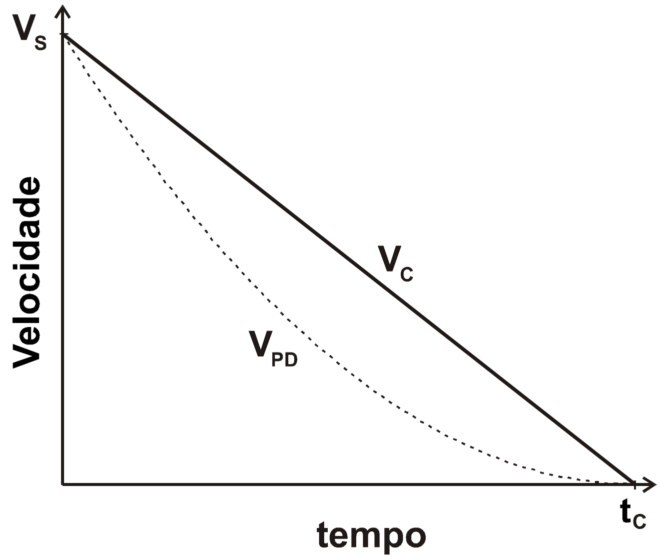

Figura 21 – Desaceleração constante do motor

Neste gráfico, o motor idealmente possui a velocidade exata que o controlador está demandando. Isto é razoável, desde que o motor não esteja perdendo passos. A linha V_{PD} mostra o valor da saída calculada pelo algoritmo

PD. O controlador utiliza V_{PD} em apenas dois instantes, $t=0$ e $t=t_C$. Entre estes dois instantes tem-se $V_{PD} \leq V_{MIN}$, logo pela base de regras calcula-se $V_C(k)=V_{MIN}(k)=V_C(k-1)-\alpha \cdot \Delta t$. Desse modo, o sistema deve gerar uma desaceleração constate igual a α. No instante inicial, a velocidade é máxima (V_S), e no instante final é nula. Logo, o erro em função do tempo pode ser determinado por

$$e(t)=\frac{\alpha \cdot t^2}{2}-V_S \cdot t+e_0 \tag{4.5}$$

e a derivada do erro com relação ao tempo é

$$\dot{e}(t)=\alpha \cdot t-V_S \tag{4.6}$$

No instante final, $t=t_C$, a derivada do erro é nula, pois a velocidade é igual a zero. Substituindo isso na eq. (4.6), obtém-se para o instante t_C:

$$t_C=\frac{V_S}{\alpha} \tag{4.7}$$

Substituindo este valor de t_C na eq.(4.5), o erro deve ser nulo. A partir disto, obtém-se o erro no instante inicial

$$e_0=\frac{{V_S}^2}{2 \cdot \alpha} \tag{4.8}$$

No caso de um sistema contínuo, a lei de controle PD é dada por

$$V_{PD}(e(t))=e(t) \cdot K_P+\dot{e}(t) \cdot K_D \tag{4.9}$$

onde V_{PD} no instante inicial deve ser igual a V_S. E, no instante inicial, $e(t=0)=e_0$. Substituindo isso na eq. (4.9), obtém-se o erro no instante inicial em função dos ganhos e da velocidade de saturação:

$$e_0=V_S \cdot \frac{(1+K_D)}{K_P} \tag{4.10}$$

Igualando as eqs. (4.8) e (4.10), obtém-se

$$\frac{(1+K_D)}{K_P}=\frac{2 \cdot \alpha}{V_S} \tag{4.11}$$

Supondo um ganho derivativo $K_D \approx 0$, obtém-se um valor aproximado do ganho K_P:

$$K_P \cong \frac{2 \cdot \alpha}{V_S} \tag{4.12}$$

Esta equação relaciona os parâmetros obtidos pelo ensaio proposto, V_S e α, com a constante K_P. O valor da constante K_D inicialmente deve ser estipulado como um valor "pequeno". A partir deste ponto, é esperado que controlador possa controlar a posição do motor de forma eficiente, sendo necessários apenas pequenas alterações dos parâmetros para um ajuste fino.

No capítulo seguinte, o sistema experimental utilizado para validar as técnicas de controle propostas é apresentado.