

## 3 Controle

### 3.1. Introdução

Neste capítulo serão abordadas algumas técnicas para a obtenção das tensões fornecidas aos motores, que são as variáveis de controle do sistema de acompanhamento de alvos.

As tensões fornecidas aos motores são obtidas por controladores que serão modelados a seguir. No programa de simulação dispõe-se, durante a integração numérica das equações de movimento, dos estados dos corpos que compõem o sistema, das correntes nos motores e dos movimentos prescritos do alvo e do corpo 0, que são definidos previamente à execução do programa. No entanto, em sistemas reais os controladores só irão dispor dos dados obtidos com os sensores (se houver observadores de estados, [43] e [44], outros dados além dos medidos pelos sensores poderão ser estimados), sujeitos a erros, atrasos de tempo, etc. Assim, na modelagem dos controladores todos estes aspectos devem ser considerados.

O objetivo do controle é fornecer tensões adequadas aos motores elétricos de modo a manter o eixo central do mecanismo apontado para o alvo. Isto significa manter os erros angulares de azimute ( $\hat{e}_{az}$ ) e elevação ( $\hat{e}_{el}$ ), Fig. 3.1, o mais próximos de zero possível.

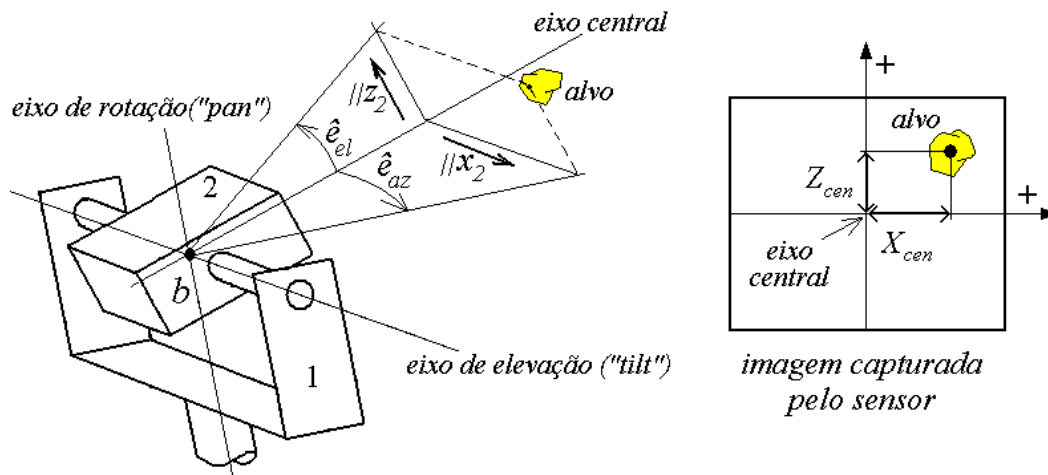


Figura 3.1- Erros angulares e imagem capturada pelo sensor de visão.

Nos sistemas reais de acompanhamento de alvos com sensores de visão, os erros angulares de azimute e elevação são obtidos geralmente pelo seguinte processo:

- i) a imagem é capturada por algum equipamento de visão;
- ii) em seguida é processada de modo a se diferenciar o alvo do restante da imagem;

iii) as coordenadas  $X_{cen}$  e  $Z_{cen}$  do centróide do alvo no plano da imagem capturada são calculadas (as coordenadas são medidas em eixos paralelos aos eixos  $z_2$  e  $x_2$  do sistema de coordenadas fixo no corpo 2). Com estas coordenadas obtém-se  $\hat{e}_{az}$  e  $\hat{e}_{el}$ . Cabe aqui lembrar que, se o sensor possuir lentes, haverá distorções na imagem obtida causada pela ótica [40] na medida em que se afasta do centro no plano da imagem. Assim, ao invés de considerar simplesmente que  $X_{cen}$  e  $Z_{cen}$  são proporcionais a  $\hat{e}_{az}$  e  $\hat{e}_{el}$ , é recomendável obter os valores dos erros angulares em função das referidas coordenadas através de procedimentos de calibração (para diferentes erros angulares de azimute e elevação conhecidos deve-se verificar quais são os valores correspondentes de  $X_{cen}$  e  $Z_{cen}$ ). Nas simulações que serão feitas será considerado que o sensor encontra-se sempre devidamente calibrado;

- iv) os valores dos erros angulares de azimute e elevação são encaminhados para os controladores que irão calcular os sinais de controle.

O processo acima dura um tempo  $\Delta t$ , ou seja, os controladores fornecem os sinais de controle calculados com uma informação a respeito da posição do alvo

defasada de  $\Delta t$  segundos. Para se obter resultados realistas, este atraso de tempo deve estar presente na simulação, conforme discutido na seção 2.5.

Neste trabalho considera-se que o sensor de visão é montado adequadamente de modo que seu eixo ótico coincide com o eixo central e que os erros angulares são medidos a partir da interseção dos eixos central, de elevação e de rotação do sistema (ponto  $b$ ).

O campo de visão do sensor é definido pelos ângulos de abertura em azimute ( $\hat{\rho}_{az}$ ) e elevação ( $\hat{\rho}_{el}$ ), Fig. 3.2.

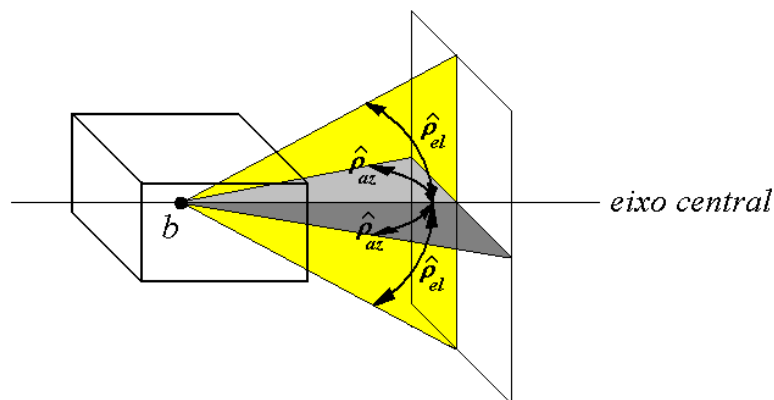


Figura 3.2 - Campo de visão do sensor.

Durante a simulação os erros angulares de azimute e elevação podem ser obtidos com as componentes do vetor posição do alvo com respeito ao ponto  $b$  expresso em coordenadas do sistema fixo no corpo 2 ( ${}^2_b \mathbf{d}_{alvo}$ ), Fig. 3.3.

$${}^2_b \mathbf{d}_{alvo} = \begin{bmatrix} d_{x_2} \\ d_{y_2} \\ d_{z_2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

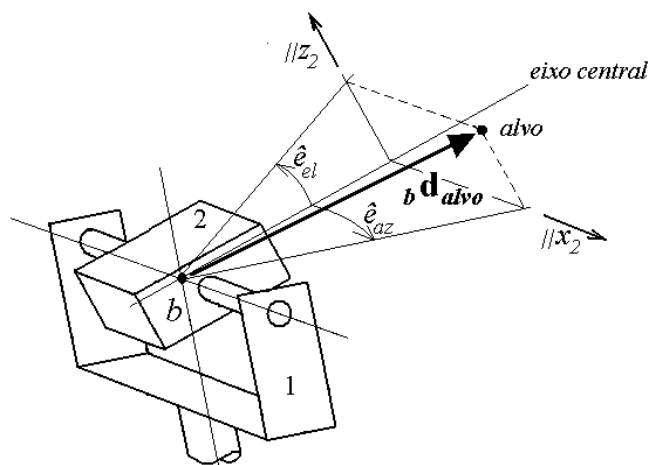


Figura 3.3 - Vetor posição do alvo com respeito ao ponto  $b$ .

Se o alvo estiver fora do campo de visão da câmera será considerado que os erros angulares de elevação e azimute serão iguais a zero, para que o controlador não mova a câmera. Esta situação ocorrerá nas seguintes condições:

$$d_{y_2} \leq 0 \quad \text{OU} \quad \left| \frac{d_{z_2}}{d_{y_2}} \right| > \text{tg}(\hat{\rho}_{el}) \quad \text{OU} \quad \left| \frac{d_{x_2}}{d_{y_2}} \right| > \text{tg}(\hat{\rho}_{az}) \quad (3.2)$$

Caso contrário, obtêm-se os erros angulares de azimute e elevação com as equações abaixo:

$$\hat{e}_{az} = \text{arc tg} \left( \frac{d_{x_2}}{d_{y_2}} \right) \quad (3.3)$$

$$\hat{e}_{el} = \text{arc tg} \left( \frac{d_{z_2}}{d_{y_2}} \right) \quad (3.4)$$

O vetor posição do alvo com respeito ao ponto  $b$  expresso em coordenadas do sistema fixo no corpo 2 ( ${}^2\mathbf{d}_{alvo}$ ) pode ser obtido durante a simulação com as equações apresentadas a seguir, obtidas com auxílio da Fig. 3.4.

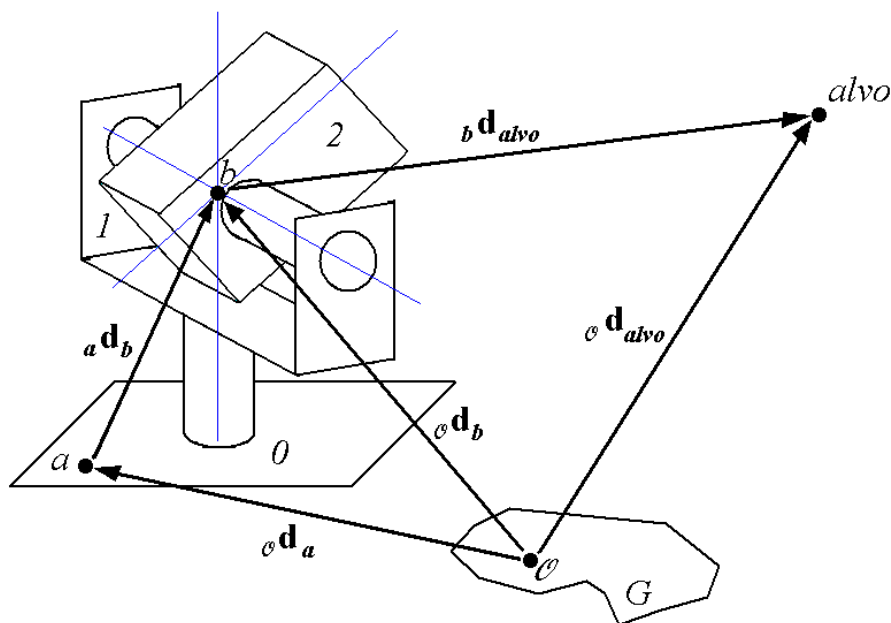


Figura 3.4 - Obtenção do vetor posição do alvo com respeito ao ponto  $b$  durante a simulação.

$${}^2\mathbf{d}_{alvo} = {}^2\mathbf{d}_{alvo} - {}^2\mathbf{d}_b = {}^2T^{11}T^{00}T^{G G} \mathbf{d}_{alvo} - {}^2T^{11}T^{00} \mathbf{d}_b \quad (3.5)$$

Considerando o alvo como um ponto e seus movimentos como sendo prescritos - pois não é escopo deste trabalho estudar a sua dinâmica - sua

localização estará sempre disponível ao longo da simulação. Seu vetor posição com respeito à origem do sistema fixo no referencial inercial ( $\mathcal{C}$ ), em coordenadas deste sistema, é dado por:

$${}^{\mathcal{C}}\mathbf{d}_{\text{alvo}} = \begin{bmatrix} x_{\text{alvo}} \\ y_{\text{alvo}} \\ z_{\text{alvo}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

O vetor posição do ponto  $b$  com respeito ao ponto  $\mathcal{C}$ , escrito em coordenadas do sistema fixo no corpo 0, é dado por:

$${}^0\mathbf{d}_b = {}^0\mathbf{d}_a + {}^a\mathbf{d}_b = {}^0T^G {}^{\mathcal{C}}\mathbf{d}_a + {}^a\mathbf{d}_b = {}^0T^G \begin{bmatrix} x_a \\ y_a \\ z_a \end{bmatrix} + {}^a\mathbf{d}_b \quad (3.7)$$

A matriz  ${}^0T^G$ , conforme visto no capítulo anterior, depende apenas das coordenadas de orientação do corpo 0, que são prescritas. As coordenadas  $x_a$ ,  $y_a$  e  $z_a$  também são prescritas. O vetor  ${}^a\mathbf{d}_b$  é um parâmetro constante do sistema. Conforme foi visto no capítulo anterior, as matrizes  ${}^1T^0$  e  ${}^2T^1$  dependem, respectivamente, das coordenadas independentes  $\alpha$  e  $\beta$ , que são obtidas durante a integração numérica das equações de movimento do sistema.

Dependendo dos sensores que são utilizados no sistema real (ou na simulação deste sistema), e considerando que não serão utilizados observadores de estado, pode-se empregar diferentes arquiteturas de controle, que serão discutidas a seguir.

## 3.2. Sistema apenas com sensor de visão

### 3.2.1. Arquitetura de controle

Neste caso, a realimentação para a malha de controle é feita apenas pelo sensor de visão e as variáveis de realimentação são os erros angulares de azimute e elevação. Também conhecido como controle servo-visual direto [41] é a configuração mais simples para o sistema. Sua maior desvantagem é que as tensões de controle são atualizadas somente após a obtenção dos erros angulares de azimute e elevação, que é um processo feito em frequências relativamente

baixas devido ao processamento de imagem requerido. O maior tempo para a atualização do sinal de controle torna o controlador menos eficiente, [41] e [42].

O controlador deve manter os erros angulares de azimute e elevação em zero para que o eixo central do mecanismo aponte para o ponto desejado.

Se for utilizado um controlador independente para cada motor do sistema e, considerando  $U_L$  a tensão máxima que pode ser fornecida aos atuadores, tem-se a arquitetura de controle esquematizada na Fig. 3.5, que neste trabalho será chamada de arquitetura de controle do tipo 1.

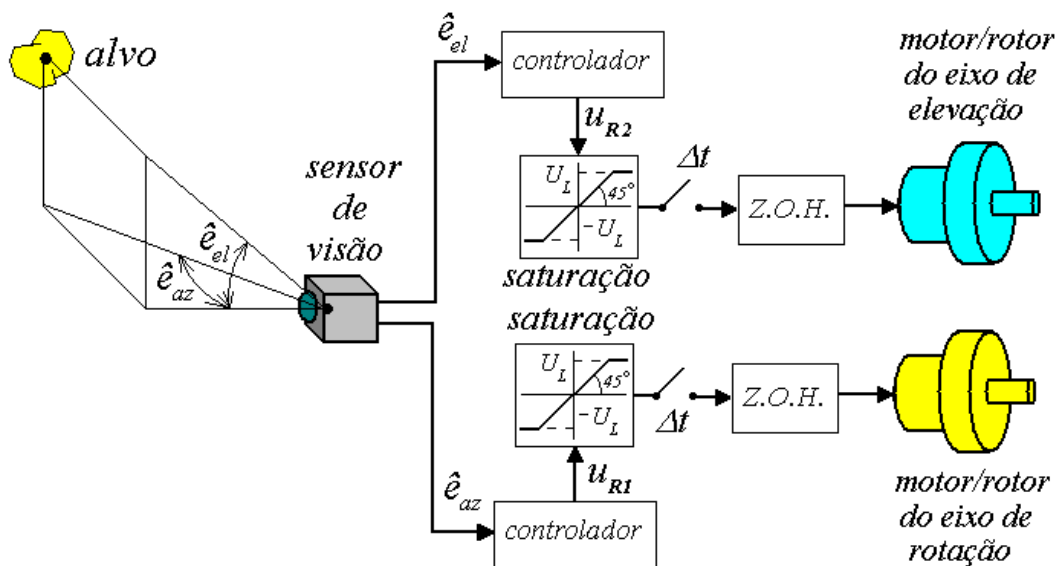


Figura 3.5 - Arquitetura de controle do tipo 1.

### 3.2.2. Controladores utilizados

Um dos controladores mais utilizados nos sistemas de controle em geral é o PID (Proporcional-Integral-Derivativo), [43] e [44], especialmente em robótica e sistemas servo-visuais [40]. O controle PID é de fácil implementação e não requer o conhecimento da dinâmica do sistema. A saída deste controlador, que para o caso do mecanismo em tela é a tensão do motor, é obtida pela soma de um termo proporcional, um integral e outro derivativo:

$$u = k_p \cdot e + k_i \cdot \int_0^t e \cdot dt + k_d \cdot \dot{e} \quad (3.8)$$

onde  $e$ ,  $k_p$ ,  $k_i$  e  $k_d$  são, respectivamente, o erro, o ganho proporcional, o ganho integral e o ganho derivativo. No entanto, como o sistema de controle não é analógico, as integrais e derivadas do erro precisam ser aproximadas. Além disso,

há uma defasem de  $\Delta t$  segundos entre a captura da imagem e a atualização do sinal de controle, conforme já foi discutido na seção 2.5. Então o sinal de controle que será aplicado no intervalo  $[t, t+\Delta t]$  é dado por:

$$u([t, t + \Delta t]) = k_p \cdot e(t - \Delta t) + k_i \cdot \sum_0^{t-\Delta t} e(t - \Delta t) \cdot \Delta t + k_d \cdot \frac{e(t - \Delta t) - e(t - 2 \cdot \Delta t)}{\Delta t} \quad (3.9)$$

Se o erro demorar a chegar a zero, o somatório da equação acima pode se tornar excessivamente grande e continuar a crescer mesmo que  $u$  fique saturado (isto é, atingir seu limite superior ou inferior). O sinal de controle permanecerá saturado quando o erro mudar de sinal e pode levar bastante tempo antes que o somatório e  $u$  adentrem nos limites de saturação. Este problema chama-se “integrator windup” e pode ser evitado se uma ação “anti-windup” for implementada no controlador. Uma estratégia “anti-windup” comumente encontrada na literatura é a chamada “back-calculation” [44], que apesar de ser bastante eficiente introduz no controlador mais um ganho que precisa ser ajustado. Assim será utilizado um método mais simples que consiste em simplesmente interromper somatório se:

- i)  $u$  atingir seu valor máximo e o erro for positivo; **ou**
- ii)  $u$  atingir seu valor mínimo e o erro for negativo.

A Eq. (3.9), escrita para cada controlador, fica:

$$\begin{aligned} u_{R1}([t, t + \Delta t]) &= k_{p,R1} \cdot \{-\hat{e}_{az}(t - \Delta t)\} \\ &+ k_{i,R1} \cdot \sum_0^{t-\Delta t} \{-\hat{e}_{az}(t - \Delta t)\} \cdot \Delta t \\ &+ k_{d,R1} \cdot \frac{\{-\hat{e}_{az}(t - \Delta t)\} - \{-\hat{e}_{az}(t - 2 \cdot \Delta t)\}}{\Delta t} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} u_{R2}([t, t + \Delta t]) &= k_{p,R2} \cdot \hat{e}_{el}(t - \Delta t) \\ &+ k_{i,R2} \cdot \sum_0^{t-\Delta t} \hat{e}_{el}(t - \Delta t) \cdot \Delta t \\ &+ k_{d,R2} \cdot \frac{\hat{e}_{el}(t - \Delta t) - \hat{e}_{el}(t - 2 \cdot \Delta t)}{\Delta t} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Observa-se a multiplicação de  $\hat{e}_{az}$  por  $-1$ . Isto ocorre, pois se convencionou neste trabalho considerar que o erro angular em azimuth é positivo quando ocorrer no sentido horário em torno do eixo  $z_2$ , porém considera-se uma rotação positiva

para *RI* quando se dá no sentido anti-horário em torno do eixo de rotação do sistema (para se ter uma rotação positiva se fornece uma tensão positiva).

Quando o alvo sair do campo de visão do sensor pode-se zerar as tensões de controle para não haver o risco de o sistema permanecer girando até danificar a fiação ou se chocar com batentes, caso o sistema os possua. Nesta situação também se deve zerar os termos integrais para que estes reiniciem do zero caso o alvo retorne para o interior do campo de visão do sensor. A saída do alvo do campo de visão do sensor ao longo da simulação é verificada com a Eq. (3.2).

### 3.2.2.1.

#### Ajuste dos ganhos dos controladores

Existem várias técnicas conhecidas para se ajustar o valor dos ganhos de um controlador PID. Quando o usuário não dispõe do modelo matemático do sistema deve fazer uso de alguma técnica experimental. Uma das mais utilizadas foi desenvolvida por Ziegler e Nichols, [43]-[45].

O método da resposta em frequência de Ziegler-Nichols, também conhecido como segundo método de Ziegler-Nichols, consiste em se enviar um sinal de referencia ( $r$ ) constante para um controlador proporcional conforme se observa na Fig. 3.6.

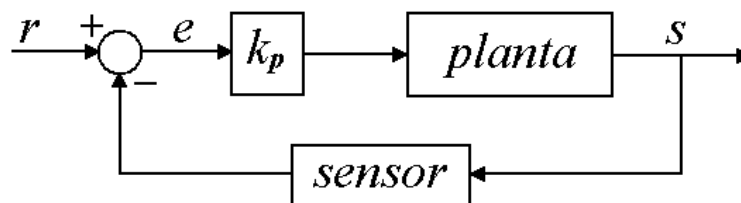


Figura 3.6 - Controlador proporcional genérico

Em seguida o ganho proporcional é aumentado até a resposta da planta ( $s$ ) tornar-se uma oscilação sustentada pela primeira vez, Fig.3.7. O referido ganho é chamado de ganho crítico ( $k_{crit}$ ) e o período de oscilação é chamado período crítico ( $T_{crit}$ ). Com os valores de  $k_{crit}$  e  $T_{crit}$  obtêm-se os ganhos do controlador da Tabela 3.1.



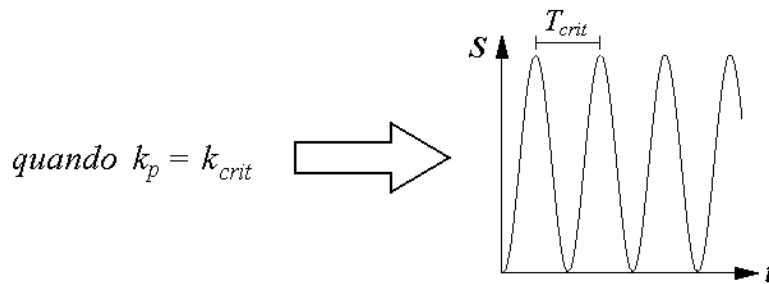


Figura 3.7 - Ganho e período críticos

Tabela 3.1 Ganhos do controlador PID (ou PI ou P) em função de  $k_{crit}$  e  $T_{crit}$

		GANHO		
		$k_p$	$k_i$	$k_d$
CONTROLE	P	$0,5 k_{crit}$	---	---
	PI	$0,4 k_{crit}$	$0,5 k_{crit} / T_{crit}$	---
	PID	$0,6 k_{crit}$	$1,2 k_{crit} / T_{crit}$	$0,075 k_{crit} T_{crit}$

No caso do sistema de acompanhamento de alvos, o ajuste dos ganhos deve ser feito independentemente para cada eixo. Quando se ajustar os ganhos do controlador do motor 1, o corpo 0 e o eixo de elevação devem permanecer fixos ( $\beta$  pode ser mantido fixo em  $0^\circ$  por exemplo). Quando se ajustar os ganhos do controlador do motor 2, o corpo 0 e o eixo de rotação devem permanecer fixos. Para se realizar o ajuste o alvo deve ser mantido fixo. Assim, os sinais de referência  $r_1$  e  $r_2$  que são utilizados para se ajustar os ganhos do controlador do motor 1 e motor 2, respectivamente, corresponderão aos ângulos representados na Fig. 3.8, obtidos antes do início do movimento do sistema. O sensor de visão, que está na malha de realimentação, fornece diretamente o erro angular.

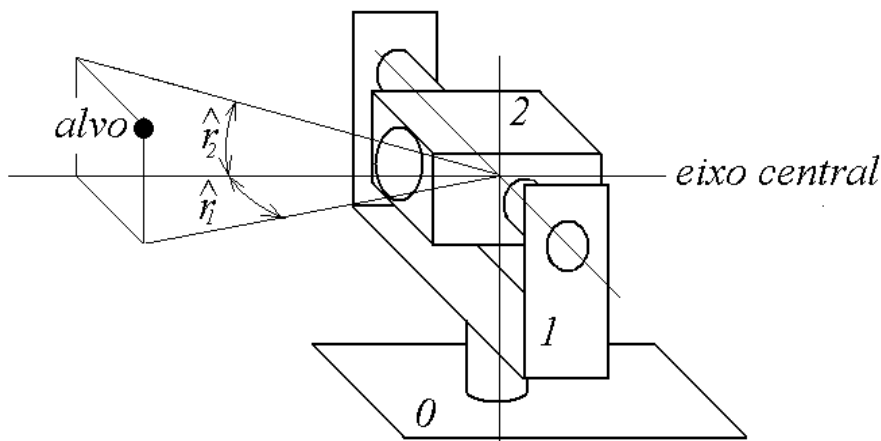


Figura 3.8 - Sistema parado antes de se iniciar o procedimento de Ziegler-Nichols.

### 3.3.

#### Sistema com sensor de visão e sensores para medir os ângulos $\alpha$ e $\beta$

##### 3.3.1.

##### Arquitetura de controle

Se o sistema também possuir sensores que meçam os ângulos relativos de rotação do corpo 1 ( $\alpha$ ) e do corpo 2 ( $\beta$ ), Fig. 3.9, como, por exemplo, potenciômetros, resolvers ou encoders, é possível utilizar uma arquitetura de controle mais eficiente, Fig. 3.10, uma vez que estes sensores realizam as medições com frequências mais altas do que o sensor de visão. Esta arquitetura será chamada ao longo deste trabalho de arquitetura de controle do tipo 2.

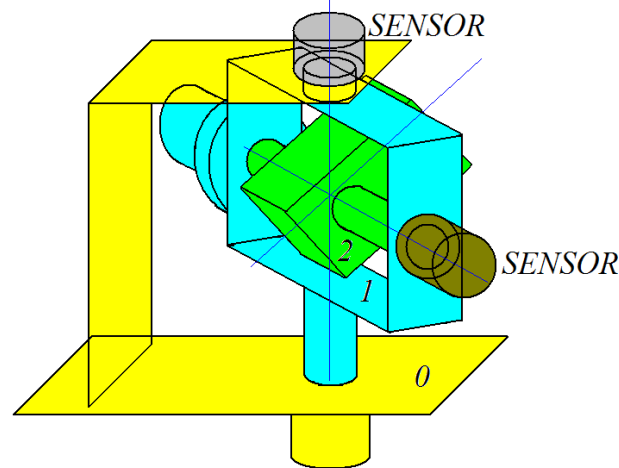


Figura 3.9 - Sistema com sensor de visão e encoders

Pode-se, então, atualizar as tensões de controle mais rapidamente do que o tempo de atualização dos dados fornecidos pelo sensor de visão. Para isso deve-se utilizar duas malhas de controle, uma externa e outra interna, Fig. 3.10. Na malha externa, com os erros angulares de azimute e elevação obtidos pelo sensor de visão e com  $\alpha$  e  $\beta$  obtidos pelos sensores de posição angular, pode-se calcular os valores que estes ângulos devem ter para que o eixo central aponte para o alvo. Estes ângulos serão chamados de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  (posteriormente será visto como eles podem ser obtidos). A malha externa fornece os valores de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  para a malha interna a cada  $\Delta t_1$  segundos. Nas malhas internas utilizam-se controladores (como PID, por exemplo) que, de posse dos erros dados pela diferença entre os valores dos ângulos desejados e os ângulos dos corpos ( $\alpha$  e  $\beta$ ), fornecem tensões de controle para os motores elétricos, atualizadas a cada  $\Delta t_2$  segundos ( $\Delta t_2 < \Delta t_1$ ).

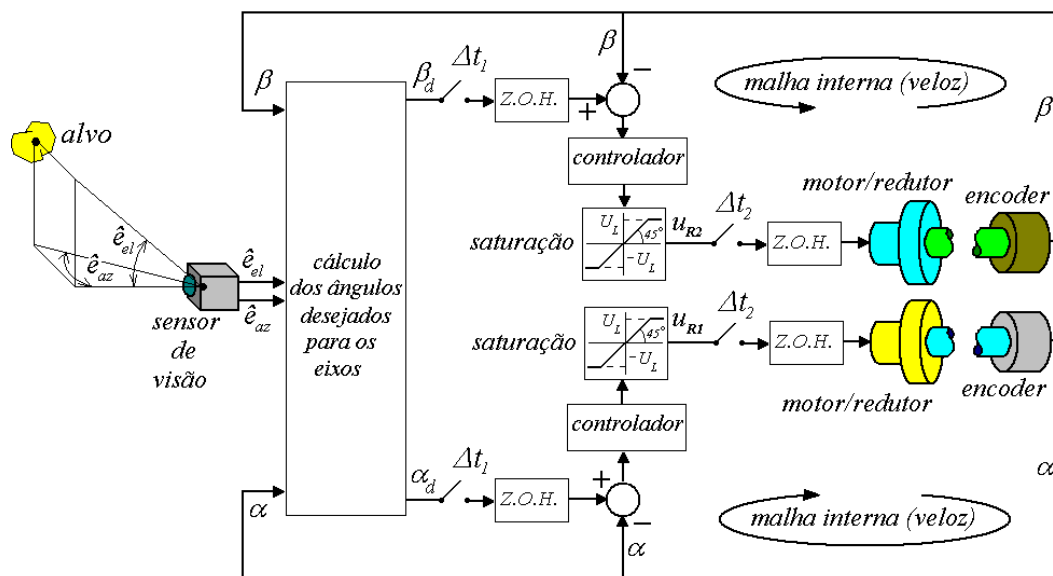


Figura 3.10 - Arquitetura de controle do tipo 2.

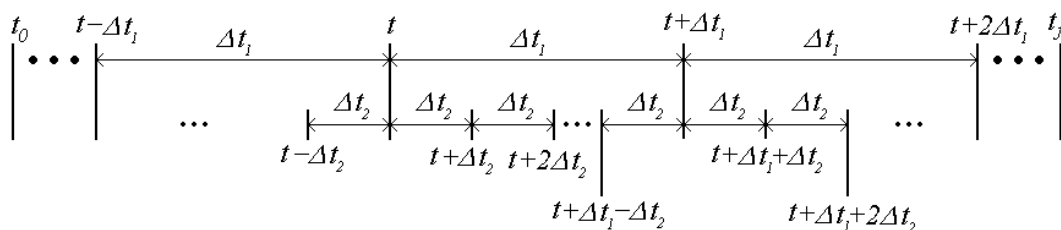


Figura 3.11- Atrasos das malhas que devem ser considerados na integração numérica.

Deve-se ressaltar que, quando esta arquitetura de controle é adotada, a atualização das tensões de controle durante a integração numérica das equações de movimento (discutida na seção 2.5) deverá ser feita da forma que se segue:

i) entre os instantes  $t$  e  $(t+\Delta t_1)$ :

i.1) em um instante  $t$ , Fig. 3.11, com os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  neste instante e os valores de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  no instante  $(t-\Delta t_1)$ , as tensões de controle são calculadas;

i.2) as EDOs são integradas de  $t$  até  $(t+\Delta t_2)$ , utilizando as tensões constantes (“zero order hold”) que foram calculadas em  $(t-\Delta t_2)$ , (repare o atraso de  $\Delta t_2$ );

i.3) no instante  $(t+\Delta t_2)$ , com os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  neste instante e os valores de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  em um instante  $(t-\Delta t_1)$ , as tensões de controle são calculadas;

i.4) o processo de integração continua de  $(t+\Delta t_2)$  até  $(t+2\Delta t_2)$ , utilizando tensões constantes que foram calculadas em  $t$  (novamente um atraso de  $\Delta t_2$ );

- i.5) o processo é repetido até se chegar em  $(t+\Delta t_1)$ ;
- ii) entre os instantes  $(t+\Delta t_1)$  e  $(t+2\Delta t_1)$ :
- ii.1) em um instante  $(t+\Delta t_1)$ , com os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  neste instante e os valores de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  no instante  $t$ , as tensões de controle são calculadas;
- ii.2) as EDOs são integradas de  $(t+\Delta t_1)$  até  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$ , utilizando as tensões constantes (“zero order hold”) que foram calculadas em  $(t+\Delta t_1-\Delta t_2)$ , (repare o atraso de  $\Delta t_2$ );
- ii.3) no instante  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$ , com os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  neste instante e os valores de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$  no instante  $t$ , as tensões de controle são calculadas;
- ii.4) o processo de integração continua de  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$  até  $(t+\Delta t_1+2\Delta t_2)$ , utilizando tensões constantes que foram calculadas em  $(t+\Delta t_1)$  (novamente um atraso de  $\Delta t_2$ );
- ii.5) o processo é repetido até se chegar em  $(t+2\Delta t_1)$ ;
- iii) o processo é repetido até o instante final da simulação  $(t_f)$ .

### 3.3.2.

#### Cálculo de $\alpha_d$ e $\beta_d$

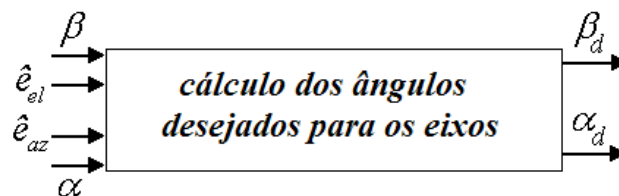


Figura - 3.12 Entradas para o cálculo de  $\alpha_d$  e  $\beta_d$

$$\alpha_d = \alpha + \alpha' \quad (3.12)$$

$$\beta_d = \beta + \beta' \quad (3.13)$$

Somando-se  $\alpha'$  e  $\beta'$  aos ângulos dos eixos, obtêm-se os valores desejados para que o eixo central aponte para o alvo. A seguir será visto um método para se obter  $\alpha'$  e  $\beta'$ .

Com  $\hat{e}_{az}$  e  $\hat{e}_{el}$  obtêm-se as coordenadas do vetor posição do alvo com respeito ao ponto  $b$ , Fig. 3.3, em coordenadas do sistema fixo no corpo 2. Pode-se reparar que as coordenadas de posição do ponto  $b$  com respeito ao ponto  $\mathcal{O}$  e do

alvo com respeito ao ponto  $\mathcal{O}$  não precisam ser conhecidas pelo controlador, Fig. 3.4.

$${}^2\mathbf{d}_{\text{alvo}} = \begin{bmatrix} l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{az}) \\ l \\ l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{el}) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

onde  $l$  é a distância de  $b$  ao alvo ao longo do eixo central.

É importante enfatizar que, conforme discutido anteriormente, no programa de simulação se dispõe das coordenadas de posição do ponto  $b$  com respeito ao ponto  $\mathcal{O}$  e do alvo com respeito ao ponto  $\mathcal{O}$ . No entanto, no sistema real estas coordenadas não seriam conhecidas, assim sua obtenção precisa ser feita a partir das informações proveniente do sensor de visão. Por isso, o algoritmo precisa utilizar a equação acima. Como  $l$  não é fornecido ao controlador deve-se normalizar  ${}^2\mathbf{d}_{\text{alvo}}$ :

$${}^2\mathbf{n} = \frac{{}^2\mathbf{d}_{\text{alvo}}}{\|{}^2\mathbf{d}_{\text{alvo}}\|} = \frac{1}{\sqrt{(l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{el}))^2 + (l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{az}))^2 + l^2}} \begin{bmatrix} l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{az}) \\ l \\ l \cdot \text{tg}(\hat{e}_{el}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$${}^2\mathbf{n} = \frac{1}{\sqrt{\text{tg}^2(\hat{e}_{el}) + \text{tg}^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \begin{bmatrix} \text{tg}(\hat{e}_{az}) \\ 1 \\ \text{tg}(\hat{e}_{el}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Escrevendo o vetor unitário  $\mathbf{n}$ , Fig. 3.13, em coordenadas do sistema solidário ao corpo 1:

$${}^1\mathbf{n} = {}^1T^{22}\mathbf{n} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta) & -\text{sen}(\beta) \\ 0 & \text{sen}(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix} {}^2\mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_{x_1} \\ n_{y_1} \\ n_{z_1} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

onde:

$$n_{x_1} = \frac{\text{tg}(\hat{e}_{az})}{\sqrt{\text{tg}^2(\hat{e}_{el}) + \text{tg}^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.18)$$

$$n_{y_1} = \frac{\cos(\beta) - \text{tg}(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta)}{\sqrt{\text{tg}^2(\hat{e}_{el}) + \text{tg}^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.19)$$

$$n_{z_1} = \frac{\text{sen}(\beta) + \text{tg}(\hat{e}_{el}) \cdot \cos(\beta)}{\sqrt{\text{tg}^2(\hat{e}_{el}) + \text{tg}^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.20)$$

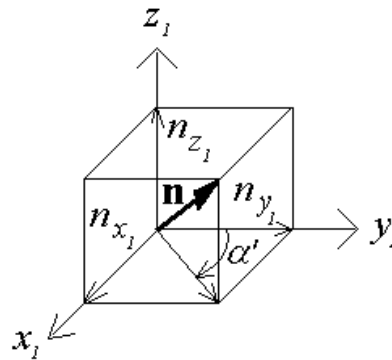


Figura 3.13 - Componentes do vetor  $\mathbf{n}$  no sistema de coordenadas solidário ao corpo 1

Pode-se agora calcular  $\alpha'$ :

$$\alpha' = -\arctg\left(\frac{n_{x_1}}{n_{y_1}}\right) = -\arctg\left(\frac{\text{tg}(\hat{e}_{az})}{\cos(\beta) - \text{tg}(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta)}\right) \quad (3.21)$$

Para obtenção de  $\beta'$ , Fig 3.14, que corresponde ao ângulo que o corpo 2 deve girar em relação a sua posição atual para o eixo central apontar para o alvo (considerando que o corpo 1 irá girar  $\alpha'$  em relação a seu ângulo atual), supõe-se inicialmente que o corpo 1 girou  $\alpha'$ . Em seguida se expressa o vetor  $\mathbf{n}$  neste sistema de coordenadas (chamado de  $l'$ ):

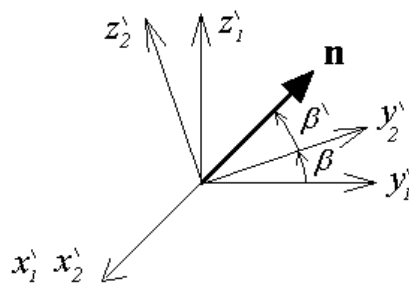


Figura 3.14 - Sistemas de coordenadas 1' e 2'

$${}^1\mathbf{n} = {}^1T^1\mathbf{n} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha') & \text{sen}(\alpha') & 0 \\ -\text{sen}(\alpha') & \cos(\alpha') & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} {}^1\mathbf{n}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\alpha') & \text{sen}(\alpha') & 0 \\ -\text{sen}(\alpha') & \cos(\alpha') & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{x_1} \\ n_{y_1} \\ n_{z_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{x_1'} \\ n_{y_1'} \\ n_{z_1'} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

onde:

$$n_{x'_1} = \frac{tg(\hat{e}_{az}) \cdot \cos(\alpha') + \text{sen}(\alpha') \cdot (\cos(\beta) - tg(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.23)$$

$$n_{y'_1} = \frac{-tg(\hat{e}_{az}) \cdot \text{sen}(\alpha') + \cos(\alpha') \cdot (\cos(\beta) - tg(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.24)$$

$$n_{z'_1} = \frac{\text{sen}(\beta) + tg(\hat{e}_{az}) \cdot \cos(\beta)}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.25)$$

Em seguida, escreve-se  $\mathbf{n}$  em coordenadas do sistema solidário ao corpo 2 considerando que o corpo 1 girou  $\alpha'$ :

$${}^2\mathbf{n} = {}^2T^1 \cdot {}^1\mathbf{n} = {}^2T^1 \cdot {}^1\mathbf{n} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\beta) & \text{sen}(\beta) \\ 0 & -\text{sen}(\beta) & \cos(\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_{x'_1} \\ n_{y'_1} \\ n_{z'_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_{x'_2} \\ n_{y'_2} \\ n_{z'_2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde:

$$n_{x'_2} = \frac{tg(\hat{e}_{az}) \cdot \cos(\alpha') + \text{sen}(\alpha') \cdot (\cos(\beta) - tg(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.27)$$

$$n_{y'_2} = \frac{\cos(\beta) \cdot (-tg(\hat{e}_{az}) \cdot \text{sen}(\alpha') + \cos(\alpha') \cdot (\cos(\beta) - tg(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta)))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} + \frac{\text{sen}(\beta) \cdot (\text{sen}(\beta) + tg(\hat{e}_{el}) \cdot \cos(\beta))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.28)$$

$$n_{z'_2} = \frac{-\text{sen}(\beta) \cdot (-tg(\hat{e}_{az}) \cdot \text{sen}(\alpha') + \cos(\alpha') \cdot (\cos(\beta) - tg(\hat{e}_{el}) \cdot \text{sen}(\beta)))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} + \frac{\cos(\beta) \cdot (\text{sen}(\beta) + tg(\hat{e}_{el}) \cdot \cos(\beta))}{\sqrt{tg^2(\hat{e}_{el}) + tg^2(\hat{e}_{az}) + 1}} \quad (3.29)$$

Calcula-se agora  $\beta'$ :

$$\beta' = \arctg\left(\frac{n_{z'_2}}{n_{y'_2}}\right) \quad (3.30)$$

Se o alvo sair do campo de visão deve-se considerar  $\alpha' = \beta' = 0$ .

### 3.3.2.1. Controladores utilizados nas malhas internas

Pode-se utilizar, mais uma vez, controladores PID com ação “anti-windup”. No entanto, os erros agora correspondem às diferenças entre os ângulos desejados e os ângulos das juntas e o tempo de atualização das tensões de controle é dado por  $\Delta t_2$ . Assim, os sinais de controle aplicados num intervalo  $[t, t+\Delta t_2]$  serão dados por:

$$u_{R1}([t, t + \Delta t_2]) = k_{p,R1} \cdot e_1(t - \Delta t_2) + k_{i,R1} \cdot \sum_0^{t-\Delta t_2} e_1(t - \Delta t_2) \cdot \Delta t_2 + k_{d,R1} \cdot \frac{e_1(t - \Delta t_2) - e_1(t - 2 \cdot \Delta t_2)}{\Delta t_2} \quad (3.31)$$

$$u_{R2}([t, t + \Delta t_2]) = k_{p,R2} \cdot e_2(t - \Delta t_2) + k_{i,R2} \cdot \sum_0^{t-\Delta t_2} e_2(t - \Delta t_2) \cdot \Delta t_2 + k_{d,R2} \cdot \frac{e_2(t - \Delta t_2) - e_2(t - 2 \cdot \Delta t_2)}{\Delta t_2} \quad (3.32)$$

onde:

$$e_1(t) = \alpha_d - \alpha(t) \quad (3.33)$$

$$e_2(t) = \beta_d - \beta(t) \quad (3.34)$$

Da mesma forma que para a arquitetura de controle do tipo 1, é também recomendável zerar as tensões de controle e os termos integrais quando o alvo sair do campo de visão do sensor.

### 3.3.2.2. Ajuste dos ganhos dos controladores utilizados nas malhas internas

Pode-se utilizar o método da resposta em frequência de Ziegler-Nichols, porém o sinal de referência, Fig. 3.6, deverá ser uma posição angular desejada para o corpo atuado pelo motor cujo controlador está sendo ajustado. O sensor apresentado na Fig. 3.6 agora corresponde ao encoder. O sensor de visão não é mais utilizado para se realizar o ajuste dos ganhos.



### 3.4. Sistema com sensor de visão, girômetros e sensores para medir $\alpha$ e $\beta$

#### 3.4.1. Arquitetura de controle

Se forem utilizados sensores mais rápidos do que o sensor de visão para medir as componentes da velocidade angular inercial do corpo 2 como, por exemplo, girômetros (“rate-gyro”), giroscópios de fibra ótica, etc, [46], uma outra arquitetura de controle poderá ser empregada. Esta terá duas malhas em cada controlador, similar ao utilizado em [7], [8], [9], [47]-[50], com o girômetro na malha interna e o sensor de visão na externa. Esta arquitetura será chamada ao longo deste trabalho de arquitetura de controle do tipo 3.

As componentes da velocidade angular inercial do corpo 2 podem ser medidas montando os girômetros diretamente no próprio corpo. Se, por razões de projeto, não for possível fixar os girômetros no corpo 2, pode-se prendê-los no corpo 0 e medir indiretamente as componentes da velocidade angular inercial de 2. Neste caso deve-se utilizar, também, sensores que meçam as velocidades angulares relativas (como tacômetros) entre os corpos 0 e 1 e entre 1 e 2. Em [8] discute-se as implicações no desempenho do sistema quando se mede indiretamente a velocidade angular. Neste trabalho será considerado que dois girômetros são montados diretamente no corpo 2, um para medir a velocidade angular inercial na direção de  $x_2$  ( $\omega_{x_2}$ ) e o outro na direção de  $z_2$  ( $\omega_{z_2}$ ), Fig. 3.15. Como o sistema de controle tem por finalidade apontar o eixo central para o alvo, não é necessário controlar a velocidade angular inercial do corpo 2 na direção deste eixo.

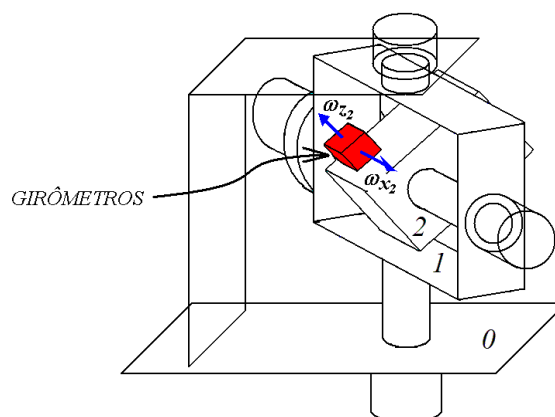


Figura 3.15 - Sensor com girômetros montado no corpo 2.

Com as informações obtidas pelos girômetros, os controladores podem comandar os motores de modo a compensar as perturbações (movimentos angulares) transmitidas ao corpo 2, ou seja, manter a orientação do eixo central no referencial inercial. Porém, de posse das informações providas pelo sensor de visão, os controladores devem fazer com que o sistema persiga o alvo. O que parece uma tarefa antagônica – manter o eixo central com a orientação estabilizada inercialmente e fazê-lo acompanhar um alvo – na verdade não é, já que ambas as ações podem ser combinadas de forma eficiente em controladores com duas malhas. Nas malhas externas (malhas de perseguição), com os erros angulares fornecidos pelo sensor de visão, calculam-se as componentes desejadas da velocidade angular inercial do corpo 2 nas direções dos eixos  $x_2$  ( $\omega d_{x_2}$ ) e  $z_2$  ( $\omega d_{z_2}$ ) de modo que o eixo central mantenha-se perseguindo o alvo eficazmente. Nas malhas internas (malhas de estabilização), que são mais velozes que as externas, busca-se manter as componentes da velocidade angular inercial do corpo 2 nos valores desejados, comparando-se os valores vindos das malhas externas com os valores obtidos pelos girômetros. A figura 3.16 apresenta, em linhas gerais, a arquitetura de controle abordada. Observa-se que as saídas das malhas externas são atualizadas a cada  $\Delta t_1$  segundos e as saídas das malhas internas a cada  $\Delta t_2$  segundos (onde  $\Delta t_1 > \Delta t_2$ ). Posteriormente cada uma das malhas de controle será apresentada em maiores detalhes.

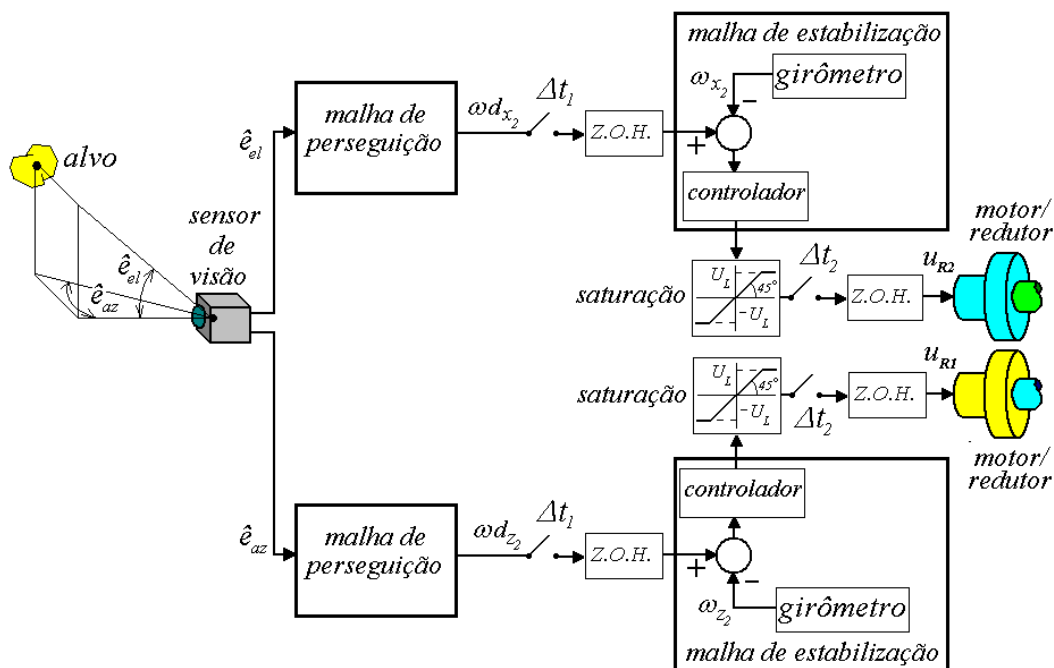


Figura 3.16 - Arquitetura de controle do tipo 3 em linhas gerais.

Quando a arquitetura de controle acima é adotada, a atualização das tensões de controle durante a integração numérica das equações de movimento (discutida na seção 2.5) deverá ser feita da forma que se segue:

i) entre os instantes  $t$  e  $(t+\Delta t_1)$ :

i.1) em um instante  $t$ , com os valores de  $\omega_{x_2}$  e  $\omega_{z_2}$  neste instante e os valores de  $\omega d_{x_2}$  e  $\omega d_{z_2}$  no instante  $(t-\Delta t_1)$ , as tensões de controle são calculadas;

i.2) as EDOs são integradas de  $t$  até  $(t+\Delta t_2)$ , utilizando as tensões constantes (“zero order hold”) que foram calculadas em  $(t-\Delta t_2)$ , (repare o atraso de  $\Delta t_2$ );

i.3) no instante  $(t+\Delta t_2)$ , com os valores de  $\omega_{x_2}$  e  $\omega_{z_2}$  neste instante e os valores de  $\omega d_{x_2}$  e  $\omega d_{z_2}$  em um instante  $(t-\Delta t_1)$ , as tensões de controle são calculadas;

i.4) o processo de integração continua de  $(t+\Delta t_2)$  até  $(t+2\Delta t_2)$ , utilizando tensões constantes que foram calculadas em  $t$  (novamente um atraso de  $\Delta t_2$ );

i.5) o processo é repetido até se chegar em  $(t+\Delta t_1)$ ;

ii) entre os instantes  $(t+\Delta t_1)$  e  $(t+2\Delta t_1)$ :

ii.1) em um instante  $(t+\Delta t_1)$ , com os valores de  $\omega_{x_2}$  e  $\omega_{z_2}$  neste instante e os valores de  $\omega d_{x_2}$  e  $\omega d_{z_2}$  no instante  $t$ , as tensões de controle são calculadas;

ii.2) as EDOs são integradas de  $(t+\Delta t_1)$  até  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$ , utilizando as tensões constantes (“zero order hold”) que foram calculadas em  $(t+\Delta t_1-\Delta t_2)$ , (repare o atraso de  $\Delta t_2$ );

ii.3) no instante  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$ , com os valores de  $\omega_{x_2}$  e  $\omega_{z_2}$  neste instante e os valores de  $\omega d_{x_2}$  e  $\omega d_{z_2}$  no instante  $t$ , as tensões de controle são calculadas;

ii.4) o processo de integração continua de  $(t+\Delta t_1+\Delta t_2)$  até  $(t+\Delta t_1+2\Delta t_2)$ , utilizando tensões constantes que foram calculadas em  $(t+\Delta t_1)$  (novamente um atraso de  $\Delta t_2$ );

ii.5) o processo é repetido até se chegar em  $(t+2\Delta t_1)$ ;

iii) o processo é repetido até o instante final da simulação ( $t_f$ ).

### 3.4.2. Malha interna (malha de estabilização)

Controladores PID com ação “anti-windup” podem ser utilizados nesta malha. No entanto, os erros agora correspondem às diferenças entre as componentes desejadas da velocidade angular inercial e as componentes obtidas pelos girômetros. O tempo de atualização das tensões de controle é dado por  $\Delta t_2$ . Assim, os sinais de controle aplicados num intervalo  $[t, t+\Delta t_2]$  serão dados por:

$$u_{R1}([t, t + \Delta t_2]) = k_{p,R1} \cdot e_1(t - \Delta t_2) + k_{i,R1} \cdot \sum_0^{t-\Delta t_2} e_1(t - \Delta t_2) \cdot \Delta t_2 + k_{d,R1} \cdot \frac{e_1(t - \Delta t_2) - e_1(t - 2 \cdot \Delta t_2)}{\Delta t_2} \quad (3.35)$$

$$u_{R2}([t, t + \Delta t_2]) = k_{p,R2} \cdot e_2(t - \Delta t_2) + k_{i,R2} \cdot \sum_0^{t-\Delta t_2} e_2(t - \Delta t_2) \cdot \Delta t_2 + k_{d,R2} \cdot \frac{e_2(t - \Delta t_2) - e_2(t - 2 \cdot \Delta t_2)}{\Delta t_2} \quad (3.36)$$

onde:

$$e_1(t) = \frac{\omega d_{z_2} - \omega_{z_2}}{\cos(\beta)} \quad (3.37)$$

$$e_2(t) = \omega d_{x_2} - \omega_{x_2} \quad (3.38)$$

Como o eixo axial de  $RI$  é paralelo a  $z_1$  e não a  $z_2$ , Fig. 2.2, o erro dado por  $\omega d_{z_2}$  menos  $\omega_{z_2}$  deve ser dividido pelo cosseno de  $\beta$ . Se o espaço de trabalho do sistema for limitado em  $-90^\circ < \beta < +90^\circ$  não haverá o risco de se ter uma divisão por zero.

#### 3.4.2.1. Ajuste dos ganhos da malha interna

Pode-se novamente utilizar o método da resposta em frequência de Ziegler-Nichols, porém o sinal de referência ( $r$ ), Fig. 3.6, deverá ser a componente da velocidade angular inercial desejada. O sensor representado na Fig. 3.6 agora corresponde ao girômetro. O sensor de visão não é utilizado para se realizar o ajuste.

### 3.4.3. Malha externa (malha de perseguição)

Controladores PID podem ser utilizados nas malhas externas, onde são calculadas as componentes da velocidade inercial desejada para o corpo 2. Se o modelo dinâmico do sistema estiver disponível, métodos analíticos podem ser empregados para se ajustar os ganhos do controlador (assim como os ganhos do controlador da malha interna). Caso contrário utiliza-se algum procedimento experimental. No entanto, dada a complexidade da relação entre a entrada do controlador da malha externa e a saída do sistema (após a malha interna), os métodos experimentais de Ziegler-Nichols podem não ser adequados para o ajuste dos ganhos. A opção que resta é, então, ajustar os ganhos do controlador desta malha por tentativa e erro (após se concluir o ajuste dos ganhos da malha interna pelo método de Ziegler-Nichols), o que pode ser uma tarefa demorada.

Assim, uma alternativa atraente ao PID é buscar algum controlador baseado em heurística na malha externa, como o controlador de lógica fuzzy (FLC) do tipo Mamdani, apresentado detalhadamente em [51]-[53]. Este controlador é bastante flexível, pois permite implementar um mapeamento não linear entre as entradas e saídas e, devido à sua natureza heurística, aproxima-se mais da forma de pensar humana do que os sistemas de lógica tradicional. Nos FLC, uma estratégia de controle lingüística, baseada nos conhecimentos de algum especialista, é convertida em uma estratégia de controle automático. Na figura 3.17 representam-se, em linhas gerais, os diversos blocos presentes em um FLC.

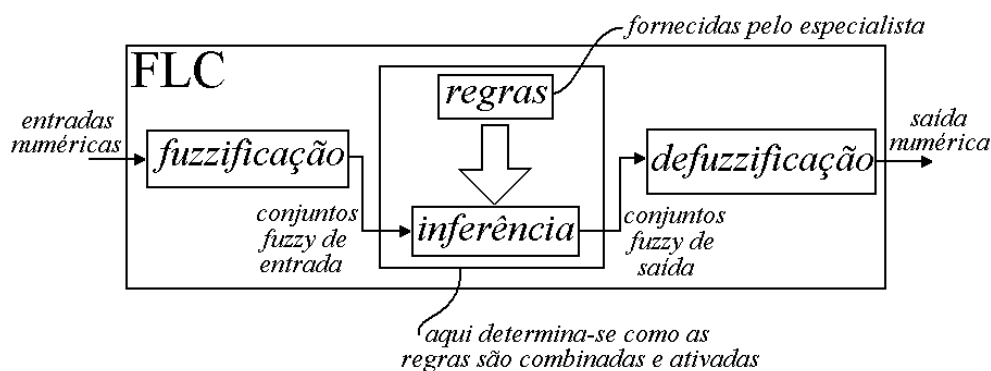


Figura 3.17 - Blocos de um controlador de lógica fuzzy.

Neste trabalho serão utilizados controladores cujas entradas são os erros angulares obtidos pelo sensor de visão e suas derivadas com respeito ao tempo,

Fig. 3.18. Para se evitar erros em regime permanente, as saídas dos FLC podem ser incrementos para as componentes desejadas da velocidade angular inercial do corpo 2 ( $\omega d_{inc}$ ), assemelhando-se a uma ação integral [53].

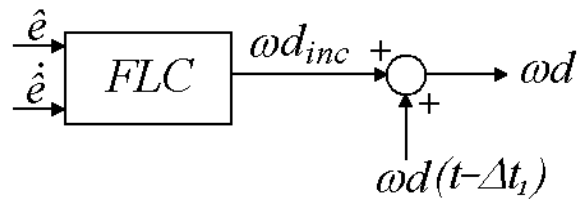


Figura 3.18 - Entradas e saída do controlador fuzzy utilizado.

Quando o alvo sair do campo de visão do sensor pode-se igualar a zero os valores das componentes desejadas da velocidade inercial do corpo 2.

Os conjuntos fuzzy correspondentes às variáveis de entrada  $\hat{e}$  (erro angular) e  $\dot{\hat{e}}$  (derivada do erro angular), bem como de saída  $\omega d_{inc}$  (incremento para a componente da velocidade angular desejada do corpo 2) estão representados por suas funções de pertinência, Fig. 3.19. Nos três casos serão utilizadas sete funções de pertinência relativas aos conjuntos fuzzy chamados de NG (negativo grande), NM (negativo médio), NP (negativo pequeno), Z (zero), PP (positivo pequeno), PM (positivo médio) e PG (positivo grande).

Observa-se que as funções de pertinência correspondentes ao erro angular são achatadas nas proximidades de zero, que é o valor desejável do erro. Isso permite um ajuste mais fino quando se está próximo de zero. Observa-se também que as dimensões das funções de pertinência, no eixo horizontal, encontram-se em função das constantes  $\hat{e}_M$ ,  $\dot{\hat{e}}_M$  e  $\omega d_{inc_M}$ . Estas constantes podem ser definidas por um especialista e correspondem a valores considerados muito grandes para cada uma das variáveis. Os eixos verticais das funções de entrada correspondem ao grau de pertinência ( $\mu$ ) de cada função de pertinência, que variam de 0 a 1. A base de regras utilizada encontra-se na Tab. 3.2.

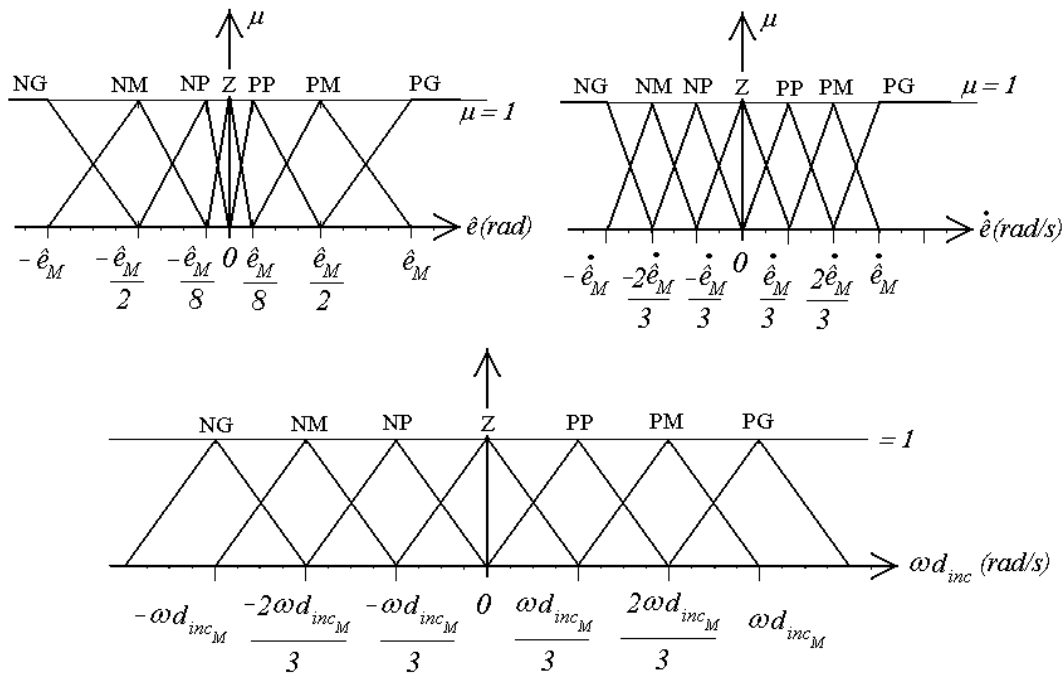


Figura 3.19 - Funções de pertinência.

Tabela 3.2 Base de regras para o FLC com duas entradas ( $\hat{e}$ ,  $\dot{\hat{e}}$ ).

		$\dot{\hat{e}}$						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$\hat{e}$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Para que não seja necessário refazer todas as funções de pertinência quando se alterar os valores  $\hat{e}_M$ ,  $\dot{\hat{e}}_M$  ou  $\omega d_{inc_M}$ , pode-se normalizá-las e utilizar os ganhos  $M1$ ,  $M2$  e  $M3$  nas entradas e na saída do FLC, Fig. 3.20, que sofrerão os ajustes necessários.

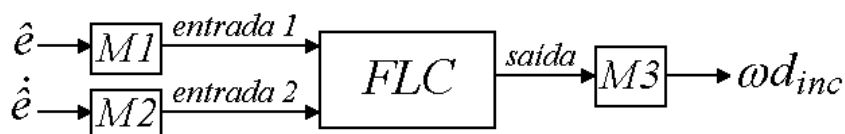


Figura 3.20 - Utilização de ganhos para se evitar alterações nas funções de pertinência.

onde:

$$M1 = \frac{1}{\hat{e}_M} \quad (3.39)$$

$$M2 = \frac{1}{\dot{\hat{e}}_M} \quad (3.40)$$

$$M3 = \varpi d_{inc_M} \quad (3.41)$$

As funções de pertinência normalizadas encontram-se na Fig. 3.21.

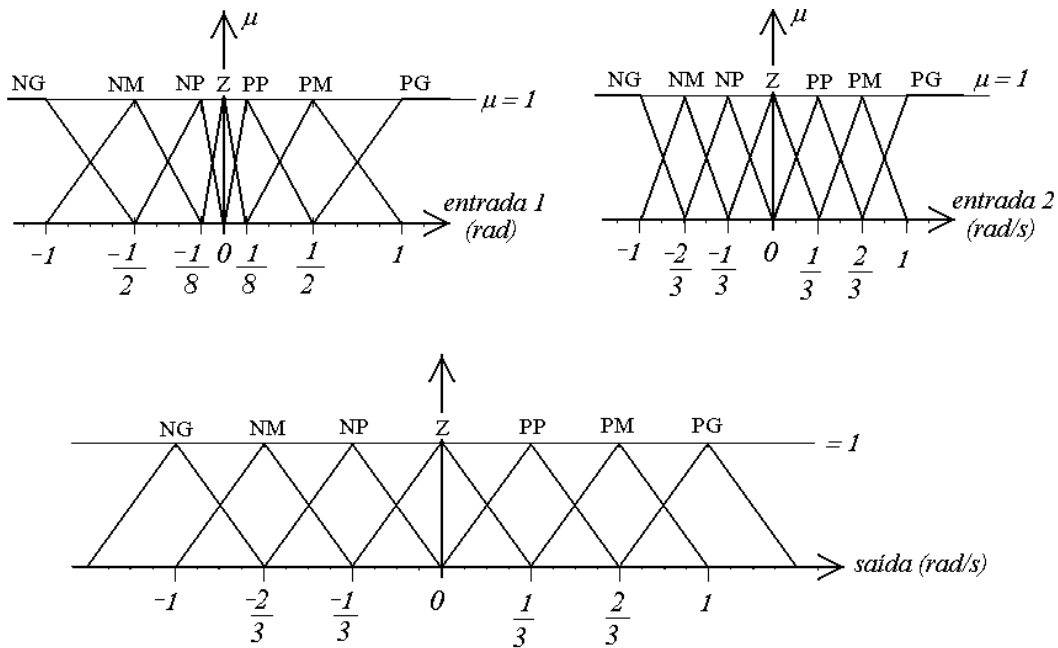


Figura 3.21 - Funções de pertinência normalizadas.

Com as funções de pertinência acima e as regras da Tab. 3.2, pode-se traçar o gráfico da superfície de controle para as funções de pertinência normalizadas, Fig. 3.22.

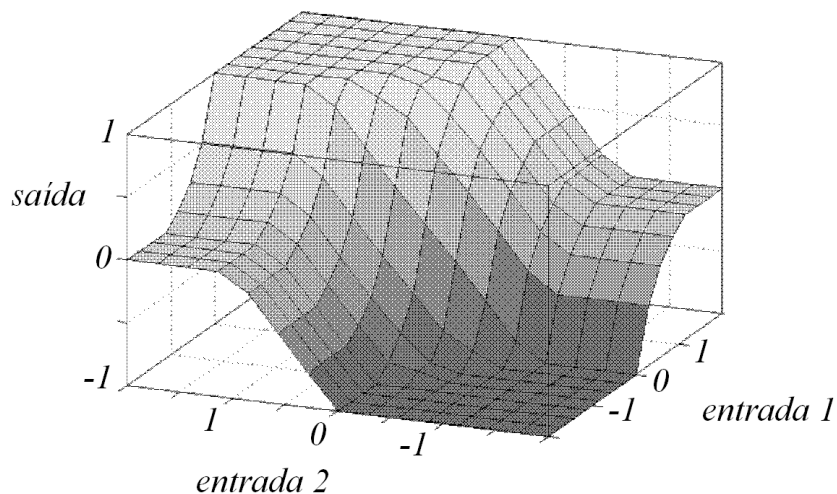


Figura 3.22 - Superfície de controle.



Como a saída do controlador é incremental pode haver um problema semelhante ao que ocorre com os controladores PID sem ação “anti-windup” (devido ao termo integral) caso a tensão de controle do motor elétrico esteja no seu limite superior (ou muito próxima a ele) e o FLC continuar a gerar incrementos para a componente da velocidade angular inercial desejada, ou, caso a tensão de controle do motor elétrico esteja no seu limite inferior (ou muito próxima a ele) e o FLC continuar a gerar decrementos. Para evitar isto, utiliza-se mais uma variável de entrada para o FLC chamada de nível de saturação ( $NiS$ ), que indica o nível de saturação da tensão do atuador e é adimensional. As variáveis  $NiS$  utilizadas para o controle dos motores 1 e 2 são dadas, respectivamente, por:

$$NiS_{R1} = -\frac{u_{R1}}{U_L} \quad (3.42)$$

$$NiS_{R2} = \frac{u_{R2}}{U_L} \quad (3.43)$$

Observa-se a multiplicação de  $NiS_{R1}$  por menos 1. Isto ocorre, pois se convencionou neste trabalho considerar que o erro angular em azimuth é positivo quando ocorrer no sentido horário em torno do eixo  $z_2$ , porém considera-se uma rotação positiva para o rotor e corpo 1 quando se dá no sentido anti-horário em torno do eixo de rotação do sistema.

A variável  $NiS$  é utilizada para se garantir que a saída do FLC não seja positiva quando a tensão estiver saturada no seu limite superior ou negativa quando a tensão estiver saturada no seu limite inferior. Os conjuntos fuzzy, chamados de N(negativo), Z(zero) e P(positivo), correspondentes à variável de entrada  $NiS$  encontram-se na Fig. 3.23.

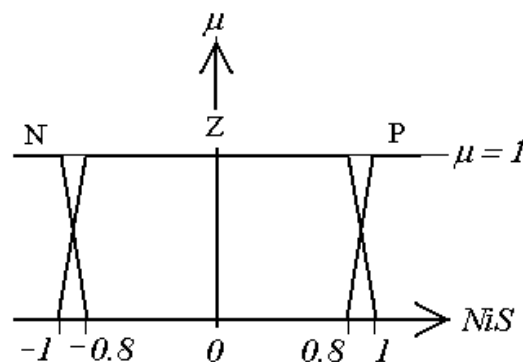


Figura 3.23 - Funções de pertinência de  $NiS$ .

A nova base de regras encontra-se na tabela 3.3.

Tabela 3.3 Base de regras para o FLC com três entradas (entrada 1, entrada 2,  $NiS$ ).

		entrada 2							
		entrada 1	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$NiS=N$	NG	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	
	NM	Z	Z	Z	Z	Z	Z	PP	
	NP	Z	Z	Z	Z	Z	PP	PM	
	Z	Z	Z	Z	Z	PP	PM	PG	
	PP	Z	Z	Z	PP	PM	PG	PG	
	PM	Z	Z	PP	PM	PG	PG	PG	
	PM	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG	
$NiS=Z$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z	
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP	
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM	
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG	
	PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	
	PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG	
	PM	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG	
$NiS=P$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z	
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	Z	
	NP	NG	NG	NM	NP	Z	Z	Z	
	Z	NG	NM	NP	Z	Z	Z	Z	
	PP	NM	NP	Z	Z	Z	Z	Z	
	PM	NP	Z	Z	Z	Z	Z	Z	
	PM	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	

Em  $NiS = Z$  tem-se valores idênticos aos apresentados na Tab. 3.2.

A regra de inferência e o método de defuzzificação adotados são, respectivamente, a composição max-min e o método do centro de área, [51] e [52].

Aproximações para as derivadas dos erros angulares em um instante  $t$ , que são utilizadas no FLC, podem ser obtidas pelas equações abaixo.

$$\dot{\hat{e}}_{az}(t) = \frac{\hat{e}_{az}(t) - \hat{e}_{az}(t - \Delta t_1)}{\Delta t_1} \quad (3.44)$$

$$\dot{\hat{e}}_{el}(t) = \frac{\hat{e}_{el}(t) - \hat{e}_{el}(t - \Delta t_1)}{\Delta t_1} \quad (3.45)$$

Na Fig. 3.24 a equação para obtenção aproximada da derivada do erro angular no instante  $t$  encontra-se uma representada esquematicamente.

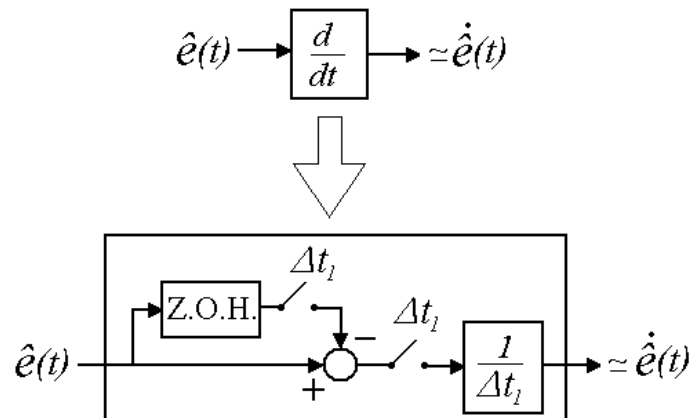


Figura 3.24 - Representação esquemática da aproximação para a derivada do erro.

### 3.4.3.1.

#### Ajuste dos ganhos utilizados para o controlador da malha externa

Utilizando as funções de pertinência e base de regras apresentadas anteriormente, os únicos parâmetros a serem ajustados são os ganhos  $M_1$ ,  $M_2$  e  $M_3$ . Estes ganhos dependem, conforme se viu na seção 3.4.3 de valores considerados grandes para as variáveis  $\hat{e}$ ,  $\dot{\hat{e}}$  e  $\varpi d_{inc}$ , chamados, respectivamente, de  $\hat{e}_M$ ,  $\dot{\hat{e}}_M$  ou  $\varpi d_{inc_M}$ .

Uma escolha natural para o valor de  $\hat{e}_M$  seria o próprio ângulo de abertura  $\hat{\rho}$ , Fig. 3.2. Assim, pode-se sugerir:

$$\hat{e}_M = \hat{\rho} \text{ rad} \quad (3.46)$$

A definição de  $\dot{\hat{e}}_M$  depende do tempo de execução da malha externa (dado por  $\Delta t_1$ ) e da variação do erro angular que se admite após  $\Delta t_1$  segundos. Pode-se considerar, por exemplo, que uma variação do erro angular de  $\hat{\rho}/4$  rad em  $\Delta t_1$  segundos será excessiva. O motivo disso é que com esta variação um alvo localizado a, por exemplo,  $\hat{\rho}/2$  rad do centro da imagem (que corresponde a metade de  $\hat{e}_M$ ) poderá sair do campo de visão do sensor após duas execuções da malha externa, conforme demonstrado na Fig. 3.25.

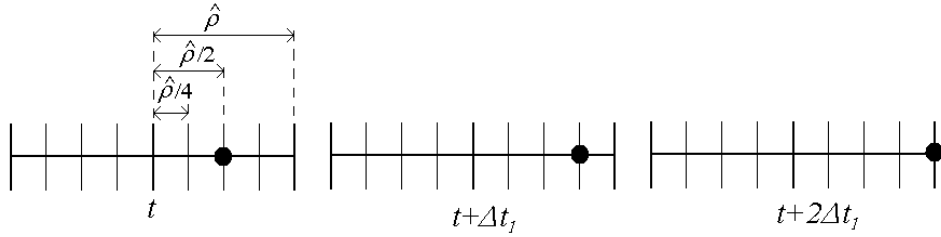


Figura 3.25 - Visão do alvo em três instantes.

Assim, pode-se sugerir que:

$$\dot{\hat{e}}_M = \frac{\hat{\rho}/4}{\Delta t_1} = \frac{\hat{\rho}}{4 \cdot \Delta t_1} \text{ rad/s} \quad (3.47)$$

Como o valor de acima foi considerado como sendo excessivamente alto para a variação do erro angular, não seria coerente fornecer incrementos para as componentes da velocidade angular do corpo 2 neste valor. Assim, pode-se sugerir como  $\omega d_{inc_M}$  a metade de  $\dot{\hat{e}}_M$ .

$$\omega d_{inc_M} = \frac{\dot{\hat{e}}_M}{2} = \frac{\hat{\rho}}{8 \cdot \Delta t_1} \text{ rad/s} \quad (3.48)$$

Com os valores sugeridos para  $\hat{e}_M$ ,  $\dot{\hat{e}}_M$  e  $\omega d_{inc_M}$  encontram-se os seguintes ganhos  $M1$ ,  $M2$  e  $M3$ , escritos a seguir com as notações relativas aos controladores do motor 1 e do motor 2:

$$M1_{R1} = \frac{1}{\hat{e}_{M,R1}} = \frac{1}{\hat{\rho}_{az}} \quad (3.49)$$

$$M1_{R2} = \frac{1}{\hat{e}_{M,R2}} = \frac{1}{\hat{\rho}_{el}} \quad (3.50)$$

$$M2_{R1} = \frac{1}{\dot{\hat{e}}_{M,R1}} = \frac{1}{\hat{\rho}_{az}/4\Delta t_1} = \frac{4\Delta t_1}{\hat{\rho}_{az}} \quad (3.51)$$

$$M2_{R2} = \frac{1}{\dot{\hat{e}}_{M,R2}} = \frac{1}{\hat{\rho}_{el}/4\Delta t_1} = \frac{4\Delta t_1}{\hat{\rho}_{el}} \quad (3.52)$$

$$M3_{R1} = \omega d_{inc_{z_2 M}} = \frac{\hat{\rho}_{az}}{8 \cdot \Delta t_1} \quad (3.53)$$

$$M3_{R2} = \omega d_{inc_{x_2 M}} = \frac{\hat{\rho}_{el}}{8 \cdot \Delta t_1} \quad (3.54)$$

Um ajuste fino destes ganhos pode ser necessário, tendo em vista que os métodos sugeridos para sua obtenção trazem apenas uma primeira estimativa.

Observa-se que o modelo dinâmico do sistema não foi utilizado para a obtenção de  $M1$ ,  $M2$  e  $M3$ . No entanto, para a escolha dos ganhos acima foram consideradas características do sensor de visão ( $\hat{\rho}_{az}$  e  $\hat{\rho}_{el}$ ) e da velocidade malha externa ( $\Delta t_1$ ).

### 3.4.4. Arquitetura completa com malhas internas e externas detalhadas

Com o maior detalhamento da malha externa (malha de perseguição) e da malha interna (malha de estabilização) feito nas seções anteriores pode-se refazer o esquema da Fig. 3.26. Os retângulos em vermelho correspondem às malhas de perseguição e os retângulos em azul correspondem às malhas de estabilização.

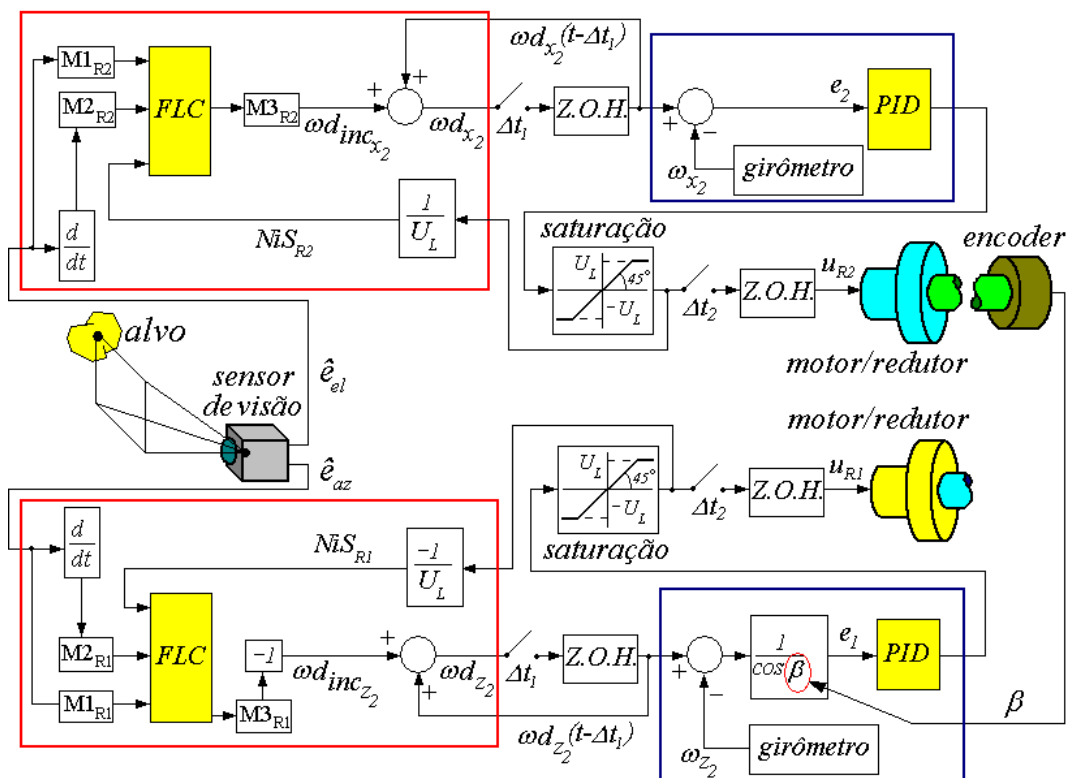


Figura 3.26 - Detalhamento da arquitetura de controle do tipo 3 completa.

Observa-se na Fig. 3.26 que a saída do FLC do motor 1 é multiplicada por  $-1$ . Isto ocorre, pois se convencionou neste trabalho considerar que o erro angular em azimute é positivo quando ocorrer no sentido horário em torno do eixo  $z_2$ , porém considera-se que  $\omega_{z_2}$  é positiva quando se dá no sentido anti-horário em torno do eixo  $z_2$ .

### 3.5. Erros nos sensores

Até agora considerou-se que os controladores utilizam as informações obtidas pelos sensores sem erros. No entanto, em qualquer sensor erros de medição estão sempre presentes. Em consequência, para se ter uma simulação mais realista os erros devem ser considerados. Para isso, ao invés de se utilizar as variáveis obtidas diretamente da resolução das equações de movimento nos controladores, deve-se adicionar a elas um erro do sensor.

Considerando, então, uma variável qualquer  $\xi$ , o valor utilizado pelo controlador ( $\bar{\xi}$ ) será dado por:

$$\bar{\xi} = \xi + e_{\xi} \quad (3.55)$$

onde  $\xi$  corresponde ao valor real da variável, obtido da resolução numérica das equações de movimento, e,  $e_{\xi}$  corresponde ao erro de medição [54], composto por sua vez de um erro um erro aleatório ( $e_{\xi\_AL}$ ) e um erro sistemático ( $e_{\xi\_OFF}$ ), conhecido também como “offset” ou “bias” do sensor.

$$e_{\xi} = e_{\xi\_OFF} + e_{\xi\_AL} \quad (3.56)$$

O erro aleatório pode ser representado por uma função distribuição de probabilidade (*fdp*). Pode-se utilizar, por exemplo, uma *fdp* retangular, também chamada de uniforme, onde os intervalos da função correspondem à incerteza do sensor que é informada pelo fabricante ( $\pm \Delta$ ), Fig. 3.27.

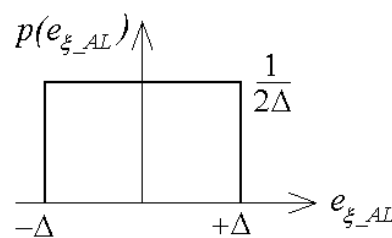


Figura 3.27 - Curva de probabilidade de uma variável aleatória uniforme.

$$p(e_{\xi\_AL}) = \begin{cases} 0 & \text{se } e_{\xi\_AL} \notin [-\Delta, +\Delta] \\ \frac{1}{2\Delta} & \text{se } e_{\xi\_AL} \in [-\Delta, +\Delta] \end{cases} \quad (3.57)$$

Quando não se dispuser da incerteza fornecida pelo fabricante, ou quando houver dúvidas quanto ao valor informado, pode-se utilizar uma *fdp* normal

(gaussiana), Fig. 3.28, montada a partir de dados estatísticos obtidos experimentalmente com o sensor.

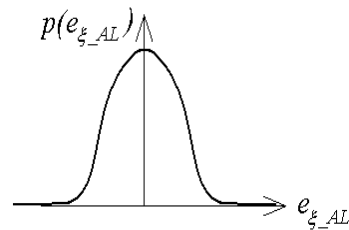


Figura 3.28 - Curva de probabilidade de uma variável aleatória gaussiana.

$$p(e_{\xi\_AL}) = \frac{e^{-\frac{(e_{\xi\_AL})^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \quad (3.58)$$

onde  $\sigma$  é o desvio-padrão.

Quando se utilizam encoders óticos incrementais no sistema pode-se realizar uma modelagem determinística de seus erros de medição, pois estes constituem-se principalmente dos erros de quantização. Caso o sistema utilize outros tipos de sensores para medição das posições angulares dos corpos 1 e 2, como potenciômetros ou resolvers, haverá erros aleatórios que poderão ser modelados com as equações 3.57 ou 3.58.

Os encoders óticos incrementais são sensores digitais constituídos por um disco com fendas idênticas conectado a um eixo, um sensor fotoelétrico e uma fonte de luz, Fig. 3.29. Como o ângulo entre cada fenda é conhecido, a posição angular do eixo é determinada contando-se o número de fendas que passam pelo sensor.

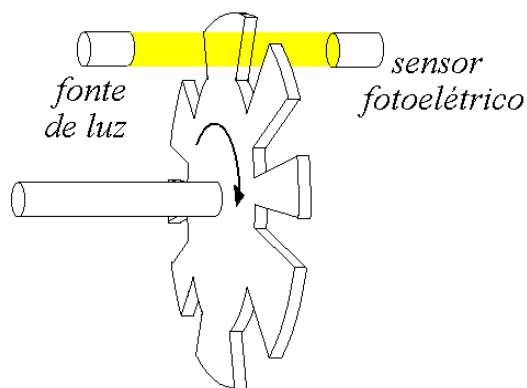


Figura 3.29 - Encoder ótico incremental com 8 fendas.

A resolução do encoder ( $P$ ) depende da quantidade de fendas ( $N_F$ ) que houver no disco.

$$P = \frac{2\pi}{N_F} \text{rad} \quad \text{ou} \quad P = \frac{360^\circ}{N_F} \quad (3.59)$$

Utilizando-se dois sensores fotoelétricos e duas fontes de luz consegue-se obter também o sentido de rotação do eixo.

Partindo de um ângulo igual a zero, observa-se que enquanto o eixo girar menos do que  $P$  rad no sentido positivo o sensor não irá acusar qualquer movimento (quando a rotação se der no sentido negativo o sensor irá acusar um movimento de  $-P$  rad mesmo antes de o eixo ter girado este ângulo). O problema se repete enquanto o eixo permanece girando, isto é, o sensor só acusará uma variação de  $P$  rad após o eixo girar mais um incremento deste ângulo. Assim, quando os ângulos de rotação dos corpos 1 e 2 forem obtidos por encoders, os valores destes ângulos utilizados pelos controladores na simulação serão dados pelas equações. 3.60 e 3.61.

$$\text{Se} \begin{cases} \alpha \geq 0 \rightarrow \bar{\alpha} = \text{ParteInteira} \left( \frac{\alpha}{P_\alpha} \right) \cdot P_\alpha \\ \alpha < 0 \rightarrow \bar{\alpha} = \text{ParteInteira} \left( \frac{\alpha}{P_\alpha} \right) \cdot P_\alpha - P_\alpha \end{cases} \quad (3.60)$$

$$\text{Se} \begin{cases} \beta \geq 0 \rightarrow \bar{\beta} = \text{ParteInteira} \left( \frac{\beta}{P_\beta} \right) \cdot P_\beta \\ \beta < 0 \rightarrow \bar{\beta} = \text{ParteInteira} \left( \frac{\beta}{P_\beta} \right) \cdot P_\beta - P_\beta \end{cases} \quad (3.61)$$

onde  $P_\alpha$  e  $P_\beta$  são as resoluções dos encoders acoplados aos corpos 1 e 2, respectivamente, e, os ângulos verdadeiros do sistema ( $\alpha$  e  $\beta$ ) são obtidos, durante a simulação, dos resultados da resolução numérica das equações de movimento.

Os gráficos da figura 3.30 apresentam um exemplo onde se utiliza um encoder com 36 fendas ( $N_F = 36$ ), Fig. 3.30.a, e um de 1024 fendas ( $N_F = 1024$ ), Fig. 3.30.b, para medir a posição angular do corpo 1, cujo movimento é dado por  $\alpha = \text{sen}(t)$ . As curvas azuis correspondem a  $\alpha$  (ângulo verdadeiro do corpo 1) e as curvas vermelhas a  $\bar{\alpha}$  (ângulo medido pelo encoder). Observa-se que com o encoder de 36 fendas (gráfico da esquerda) há uma discrepância relevante entre o valor real e o valor medido.



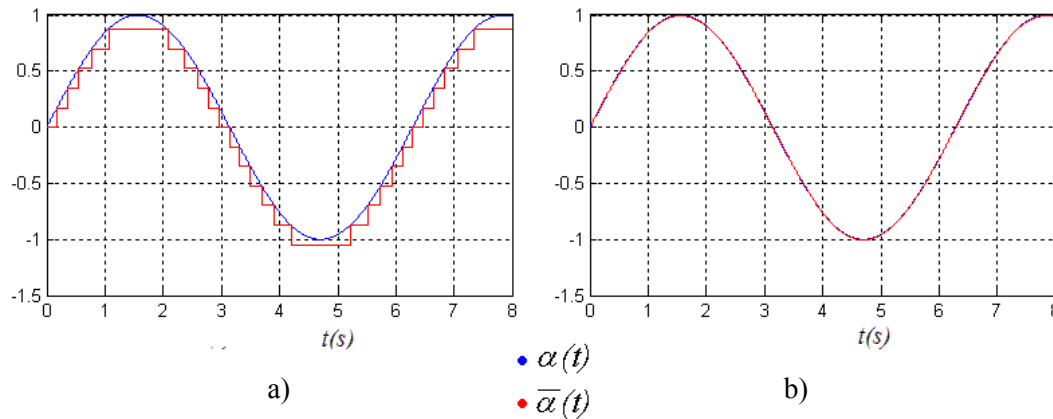


Figura 3.30 - Ângulos verdadeiros (curvas azuis) e ângulos medidos (curvas vermelhas).

### 3.6. Considerações finais

Diferentes arquiteturas de controle foram consideradas dependendo dos sensores disponíveis no sistema. Em todas elas utilizou-se como variável de controle a tensão fornecida aos motores. Foram considerados apenas controladores que não requerem o conhecimento do modelo dinâmico do sistema a ser controlado, como o PID e o FLC. Estes tipos de controladores são comumente utilizados quando se tem um sistema altamente não linear e complexo cuja modelagem exige o conhecimento de diversos parâmetros do sistema difíceis de serem obtidos e não se exige grande precisão.

Se o modelo dinâmico do sistema for conhecido (com um grau satisfatório de precisão) pode-se fazer uso de controladores que dependem do modelo. Na literatura há diversos exemplos onde estes controladores são empregados para o controle de sistemas “pan-tilt”. Em [21] utiliza-se o controle robusto por inversão da dinâmica e o controle adaptativo, cujas saídas são valores para os torques que devem ser aplicados pelos atuadores e não a tensão fornecida a cada motor. Em [55], para se aumentar a eficiência do controlador, além de se utilizar o modelo dinâmico do sistema “pan-tilt”, considera-se também o modelo do veículo no qual o sistema é montado. Em [56] utiliza-se um controle por “Backstepping” para estabilizar uma câmera montada em um mecanismo “pan-tilt”. No trabalho, além do modelo do mecanismo é necessário se estimar com exatidão a atitude do veículo no qual o sistema é montado.

Outros autores linearizam o modelo dinâmico do sistema para empregar controladores que requerem modelos lineares, conforme se observa em [57], onde é utilizado o controle Linear Quadrático.

Quando se admite trabalhar com o modelo linearizado do sistema pode-se fazer uso de métodos de controle no domínio da frequência, com controladores contínuos, [9] e [22], ou discretos, [10] e [58], estes mais adequados para sistemas onde há atrasos de tempo significativos.

Folgas e atrito seco prejudicam o desempenho do controlador, conforme se observa em [59]. No entanto, como o sistema estudado neste trabalho não tem como principal objetivo manter o alvo fixo no plano da imagem captada pelo sensor de visão nem exatamente no seu centro, mas sim dentro de seu campo de visão, pequenas folgas e atrito seco costumam ser toleráveis. Para limitar seus efeitos devem-se utilizar motores com pouco atrito seco e redutores com poucas folgas (redutores de precisão costumam ter folga total inferior a  $0,1^\circ$ ). Quando isso não for possível, pode ser necessário utilizar métodos específicos para compensar seus efeitos.

Para se evitar folgas, muitos projetistas, [22], [60] e [61], optam simplesmente em utilizar atuação direta (i.é., não utilizar redutores). No entanto, esta solução nem sempre é viável, pois serão necessários atuadores mais fortes e que poderão ser grandes ou pesados demais para o sistema. Assim, quando o redutor for imprescindível, outras técnicas de projeto podem ser empregadas para se evitar os problemas causados pelas folgas como, por exemplo, o sistema de atuação do tipo “drive anti-drive” [62], que consiste em se utilizar dois motores para cada eixo do sistema. Como cada motor atua apenas em um sentido os efeitos da folga são eliminados, porém, o motor que estiver atuando no sistema, além de mover o eixo terá também que girar o outro motor. Em [63] propõe-se a utilização de freios auxiliares, acionados eletricamente, para eliminar as oscilações causadas pela folga. Apesar da eficiência destas técnicas, elas aumentam a complexidade e o peso do mecanismo uma vez que componentes adicionais precisam ser montados no sistema.

Pode-se também compensar os efeitos da folga com o controlador, tornando-o evidentemente bem mais complexo. Há na literatura inúmeros exemplos de controladores projetados especificamente para sistemas mecânicos com folgas [17], [18], [64]-[74]. Uma parte destes controladores requer o modelo

dinâmico do sistema e outra parte não. Pode-se tentar adaptar estes controladores para o sistema “pan-tilt” deste trabalho. Caso se deseje manter os controladores apresentados nas seções 3.2, 3.3 e 3.4, pode-se utilizar a estratégia apresentada em [47]. Em [47] utilizam-se algoritmos compensadores de folgas, um para cada controlador do sistema, baseados em lógica fuzzy (não necessitam do modelo do sistema), que atuam paralelamente aos controladores principais, fornecendo tensões extras aos motores. Assim, não seria necessário realizar modificações nos controladores originais, que são mais adequados para sistemas com folgas desprezíveis. A desvantagem do referido algoritmo é que para sua implementação é necessário se conhecer as posições e velocidades angulares dos corpos atuados pelos motores, bem como de seus rotores.

Com relação ao atrito seco, podem-se utilizar métodos em malha aberta para minimizar seus efeitos, como o “dithering”, [75] e [76], que consiste em se induzir, independentemente do controle do motor, uma vibração senoidal de baixa amplitude e alta frequência no torque do atuador. Evita-se com isso que o rotor entre no regime de “stick”. A utilização de tensão com modulação por largura de pulso (PWM – “pulse width modulation”) para o controle dos motores, ao invés de tensão analógica, também pode minimizar os efeitos do atrito seco [76]. Isso ocorre, pois a combinação da indutância dos motores elétricos com o fornecimento de tensão na forma de pulsos leva a pequenas oscilações na corrente da armadura (quanto menores forem a frequência dos pulsos e a indutância da armadura, maior será a oscilação) e conseqüentemente pequenas oscilações no torque dos motores elétricos, produzindo efeito similar ao que se busca com o “dithering”.

Pode-se também utilizar controladores projetados especificamente para sistemas mecânicos com atrito seco, conforme se observa em [48] e [77]-[84]. Apesar de na maioria desses controladores compensarem-se os efeitos do atrito seco através da adição de torques extras e não tensões extras para os motores, eles poderiam ser adaptados para o sistema pan-tilt deste trabalho.

É importante ressaltar que, quando além de atrito seco, o sistema possui folgas significativas, o acréscimo de torque nos atuadores para compensar o atrito pode piorar os problemas devido às folgas (vibrações, impactos, ciclos limite, etc). Além disso, caso se esteja utilizando um controlador projetado para sistemas com folgas (ou com algum algoritmo de compensação de folgas), a adição desses

torques pode interferir no seu desempenho. Assim, nesse caso é recomendável utilizar controladores que compensam os efeitos do atrito seco e folgas de forma conjunta. Alguns exemplos desses controladores encontram-se em [85]-[87], e poderiam ser adaptados para o sistema “pan-tilt” deste trabalho.