

Ajuste de Parâmetros de Reguladores de Velocidade de Turbinas Hidráulicas

Antonio Simões Costa

Agosto, 2002

1. Introdução

Este documento descreve técnicas de ajuste de parâmetros de reguladores de velocidade para turbinas hidráulicas. Durante todo o documento, será considerado que a função de transferência do regulador de velocidade convencional é da forma:

$$\frac{\eta(s)}{\sigma(s)} = -\frac{1}{R} \times \frac{1 + sT_r}{(1 + sT_1)(1 + s\frac{r}{R}T_r)} \quad (1.1)$$

onde $\eta(s)$ é a posição do servomotor que aciona a turbina e $\sigma(s)$ é o desvio de velocidade em *p.u.* da velocidade nominal da máquina.

Inicialmente são apresentadas algumas fórmulas gerais para ajuste do estatismo transitório r e parâmetro do zero do regulador, T_r , de uso corrente na indústria. Na seqüência é abordada na Seção 3.4 a técnica de projeto baseada na resposta em frequência. Nesta seção mostra-se que as fórmulas gerais de ajuste convencional da Seção 2 são obtidas como aproximações do ajuste mais rigoroso descrito na Seção 3.4. Finalmente, a Seção 4 mostra como os parâmetros do regulador podem ser ajustados usando a técnica de Ziegler-Nichols.

2. Ajuste Convencional

Os parâmetros do compensador a serem ajustadas para se obter um bom comportamento transitório são r e T_r . Este ajuste é em geral feito para o caso de sistema isolado, usando-se por exemplo técnicas de resposta em frequência para se obter valores adequados de margens de ganho e fase do sistema compensado.

A partir de um projeto generalístico, onde são feitas aproximações conservativas, chega-se aos seguintes valores para um ajuste de r e T_r :

$$r = 2,5 \frac{T_w}{M} \quad (2.1)$$

$$T_r = \left[\frac{(r/R) - 1}{0,536(r/R)} + \sqrt{\left(\frac{(r/R) - 1}{0,536(r/R)}\right)^2 - \frac{R}{r}} \right] \times \frac{T_w}{0,4} \quad (2.2)$$

onde:

T_w = constante de tempo de partida da água;

$M = 2H$ constante de inércia da máquina, e

R = estatismo permanente.

A dedução das fórmulas (2.1) e (2.2) acima será vista na Seção 3.4, como caso particular do procedimento de ajuste de parâmetros de reguladores de velocidade no domínio da frequência.

3. Projeto no Domínio da Frequência

3.1. Introdução

As condições de operação do sistema determinam os requisitos de operação de reguladores de velocidade para turbinas hidráulicas. Em especial, as seguintes condições de operação devem ser consideradas:

- operação a vazio, incluindo a fase de partida e a sincronização ao sistema;
- operação alimentando carga isolada (rede isolada);
- operação em carga com conexão a um grande sistema em regulação primária e eventualmente em regulação secundária.

Cada condição de operação tem seus requisitos e os parâmetros do regulador que atendem a uma condição de operação podem não atender a outra. A comutação de parâmetros é uma forma de atender aos requisitos de todas aquelas condições.

O procedimento adotado geralmente para o projeto é considerar a condição de sistema isolado, que impõe os requisitos mais severos de operação e que garante que em caso de ilhamento a estabilidade é mantida. Considera-se ainda que a

otimização do ajuste para cada sistema considerado isoladamente leva a um bom desempenho do sistema interligado.

Métodos de controle clássico são geralmente empregados para o projeto de reguladores de velocidade de unidades na condição de operação isolada. Duas abordagens são usadas a seguir com este objetivo:

- projeto no domínio da frequência usando diagramas de Bode;
- projeto usando o método de Ziegler-Nichols.

3.2. Compensação usando compensador de atraso de fase

A função de transferência de um compensador de atraso de fase é dada por:

$$G_c(s) = K \frac{1 + s\tau}{1 + s\alpha\tau}$$

com $\alpha > 1$. A resposta em frequência do compensador é mostrada na Figura 3.1.

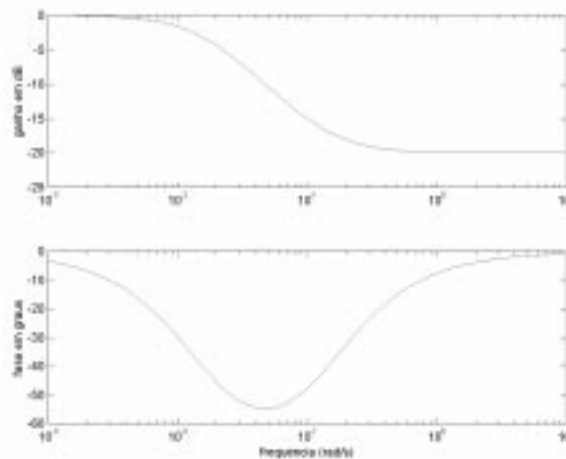


Figura 3.1: Resposta em frequência do compensador de atraso de fase

A compensação usando o compensador de atraso de fase é feita colocando o compensador em cascata com o processo (Fig. 3.2).

Suponhamos que o sistema não-compensado tenha a resposta em frequência mostrada na figura 3.3, e que sua margem de fase seja insuficiente.

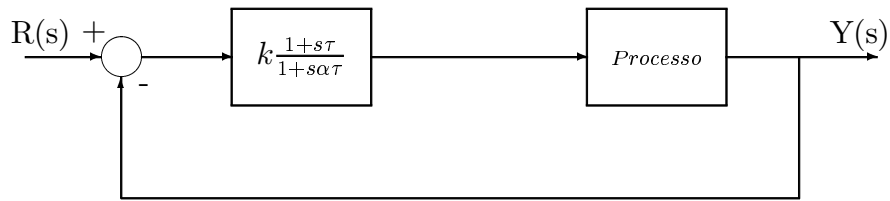


Figura 3.2: Compensador de atraso de fase e processo

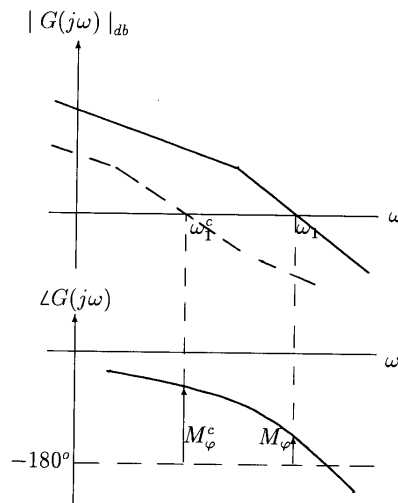


Figura 3.3: Compensação por atraso de fase.

Na compensação usando o compensador de atraso de fase, tenta-se reduzir a frequência de corte de ganho do sistema não-compensado, utilizando-se a atenuação de $G_c(s)$ a altas frequências, de modo que a nova frequência de corte de ganho ω_1^c propicie a margem de fase desejada.

Para proceder à descrição do procedimento de projeto, considere que a função de transferência do controlador re-escrita na forma:

$$C(s) = \bar{K} \frac{1 + (s/\omega_z)}{1 + \alpha (s/\omega_z)} \quad (3.1)$$

As etapas do projeto podem ser resumidas nos seguintes passos:

1. Traçar os diagramas de Bode do sistema não-compensado com ganho já ajustado para a precisão desejada;

2. Se M_φ não é suficiente, determinar a freq. ω_1^c na qual a M_φ especificada seria satisfeita se a curva de ganho cortasse 0 dB em ω_1^c (deixar folga $\Delta\varphi$ de 5° a 15° para acomodar o atraso de fase do compensador);
3. Medir a atenuação necessária em ω_1^c para que a curva de ganho corte 0 dB nesta frequência;
4. Calcular α , usando o fato de que $-20 \log \alpha$ (em dB) ou $1/\alpha$ (em unids. físicas) deve ser igual à atenuação obtida no passo 3;
5. Posicionar o zero do compensador em uma frequência $\omega_z < \omega_1^c$, tal que a contribuição de fase do compensador em ω_1^c seja compatível com a folga do item 2, ou seja, $\angle C(j\omega_1^c) = -\Delta\varphi$;
6. Calcular o pólo como $\omega_p = \omega_z/\alpha$.

3.3. Exemplo Ilustrativo

Deseja-se controlar em malha fechada o processo cuja função de transferência é:

$$G(s) = \frac{20}{s(1 + 0,5s)} \quad (3.2)$$

tal que a margem de fase do sistema compensado seja de 45° . Entretanto, se calcularmos a margem de fase sem a utilização de compensação verificaremos que se obtém apenas $M_\varphi = 20^\circ$, o que evidencia a necessidade de compensação. Utilizaremos portanto um compensador do tipo atraso de fase, cuja função de transferência é dada pela Eq. (3.1). Como se supõe que o ganho na Eq. (3.2) já está adequadamente ajustado para cumprir as especificações de regime permanente, o ganho \bar{K} do compensador será considerado unitário.

Permitindo-se um atraso do compensador de 5° na nova frequência de cruzamento de ganho, vemos que esta frequência será determinada a partir de:

$$\angle G(j\omega_1^c) = -(180^\circ + 45^\circ + 5^\circ) = -130^\circ,$$

o que fornece $\omega_1^c = 1,68 \text{ rad/s}$. Nesta frequência, verificamos que $|G(j\omega_1^c)| = 9,1$. Logo, $\alpha = 9,1$. A frequência do zero do compensador é obtida impondo-se:

$$\angle C(j\omega_1^c) = \text{tg}^{-1}(\omega_1^c/\omega_z) - \text{tg}^{-1}(\alpha \omega_1^c/\omega_z) = -5^\circ$$

Definindo

$$X = \frac{\omega_1^c}{\omega_z} \quad (3.3)$$

temos que:

$$tg^{-1} X - tg^{-1}(\alpha X) = -5^\circ$$

Calculando a tangente dos dois lados da equação acima e usando a fórmula da tangente da diferença entre dois ângulos, temos:

$$\frac{X - 9,1 X}{1 + 9,1 X^2} = -0,0875$$

o que se reduz à equação do segundo grau $0,7961 X^2 - 8,1 X + 0,0875 = 0$, cuja raiz relevante neste caso é $X = 10,164$. Usando a Eq. (3.3), obtemos finalmente:

$$\omega_z = \frac{\omega_1^c}{10,164} = 0,165 \text{ rad/s}$$

e

$$\omega_p = \frac{\omega_z}{\alpha} = 0,018 \text{ rad/s}$$

Finalmente:

$$C(j\omega) = \frac{1 + j(\omega/0,165)}{1 + j(\omega/0,018)}$$

É fácil verificar que a especificação é cumprida, isto é:

$$M_\varphi^c = 180^\circ + \angle C(j\omega_1^c) \quad G(j\omega_1^c) = 45^\circ$$

A Fig. 3.4 apresenta as curvas de resposta em frequência para os sistemas não-compensado e compensado e também do compensador.

3.4. Aplicação ao projeto de parâmetros de reguladores de velocidade para hidrogeradores

A parte ajustável da função de transferência em malha fechada do sistema de controle primário de velocidade de um hidrogerador é dada por:

$$F_{aj}(s) = \frac{1}{R} \frac{1 + sT_r}{1 + s\frac{r}{R}T_r}$$

A derivação a seguir permite o cálculo aproximado de T_r e r .

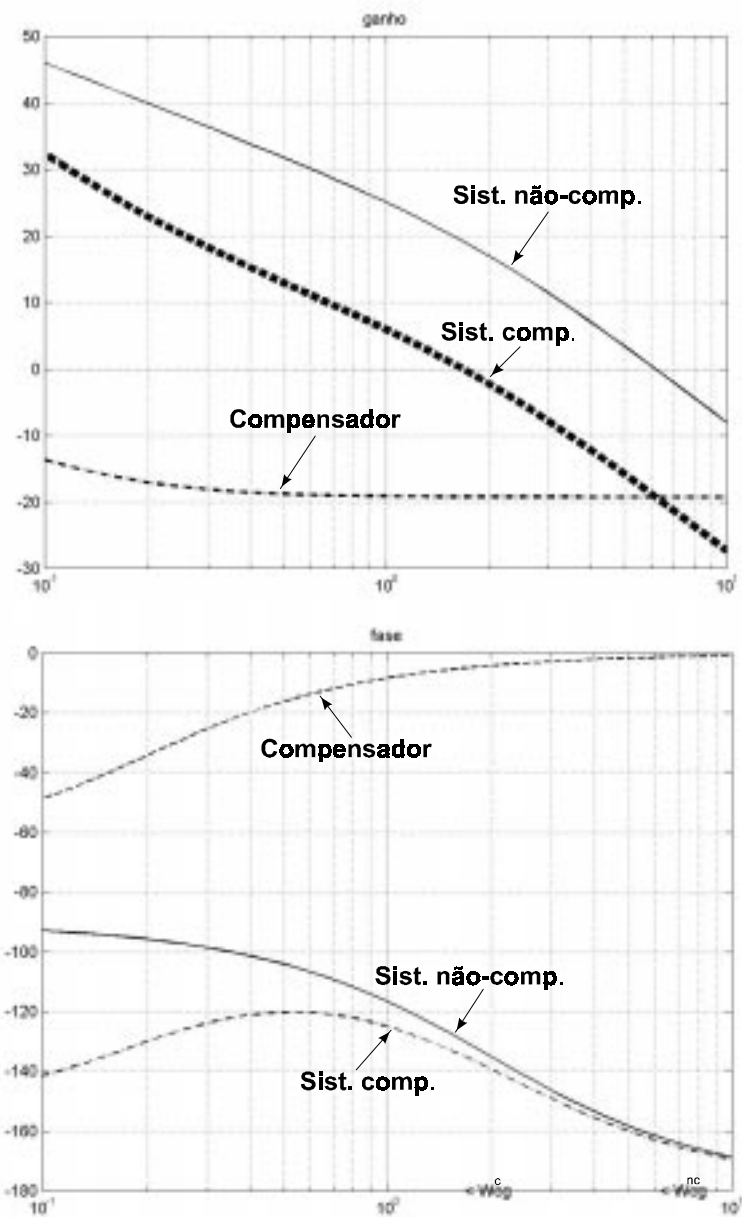


Figura 3.4: Curvas de resposta em freqüência de ganho e fase para compensador, sistema compensado e sistema não-compensado.

Em regime permanente ($s \approx 0$) tem-se:

$$F_{aj} = \frac{1}{R}$$

Como para altas frequências $w \frac{r}{R} T_r \gg 1$, ou $w \gg \frac{R}{r} T_r$, tem-se um ganho

$$\frac{1}{R} \frac{s T_r}{s \frac{r}{R} T_r} = \frac{1}{r}$$

ou $\frac{R}{r}$ vezes o ganho $\frac{1}{R}$ na frequência zero. Também nas altas frequências o ângulo de fase se aproxima de zero.

Portanto, para altas frequências pode-se considerar:

$$F_{aj}(s) \simeq \frac{1}{r}$$

Este é o motivo pelo qual r é chamado *estatismo transitório*. Como $r > R$ (compensador de atraso de fase), o ganho nas frequências mais altas é menor que o ganho em regime permanente.

Normalmente R é fixado em um valor compatível com a operação do sistema interligado ($R = 4\%$ ou 5%). Portanto os parâmetros a ajustar são r e T_r .

Para assegurar uma boa resposta e estabilidade, projeta-se uma margem de fase do sistema compensado de cerca de 40° . Considerando um atraso de cerca 15° introduzido pela função $(1 + T_r s)/(1 + \frac{r}{R} T_r s)$, a função compensada

$$\frac{(1 - T_w s)}{r(1 + s T_1)(1 + s \frac{T_w}{2})(1 + s \frac{M}{D})D}$$

deve ter um ângulo de fase de -125° (já que $-125^\circ - 40^\circ - 15^\circ = -180^\circ$).

Deve-se observar que a função ajustável $F_{aj}(s)$ foi aproximada por seu ganho a altas frequências, $(\frac{1}{r})$.

Considerando-se a parcela $\frac{1}{1 + s \frac{M}{D}}$ tem-se que a relação $\frac{M}{D}$ é pequena, ou seja, a frequência de corte $\frac{D}{M}$ é bem menor do que ω_1^c . Portanto o ângulo em ω_1^c é

$$\theta(\omega_1^c) = -\tan^{-1}\left(\frac{w_1^c M}{D}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{w_1^c}{D/M}\right)$$

e $\frac{D}{M} < w_1^c$. Então $\theta(w_1^c) \approx -90^\circ$.

Portanto os termos restantes devem contribuir com -35° . Uma aproximação adicional é feita desprezando-se a contribuição de fase do termo que depende de

T_1 . Isto equivale a considerar que a frequência de corte $\frac{1}{T_1}$ é tal que $\frac{1}{T_1} \gg \omega_1^c$, ou seja a contribuição em fase de $\frac{1}{1+sT_1}$ em ω_1^c é 0° .

Então a fase de

$$\frac{1 - T_w s}{1 + s \frac{T_w}{2}}$$

deve ser -35° . Então:

$$-\tan^{-1}(T_w \omega_1^c) - \tan^{-1}\left(\frac{T_w}{2} \omega_1^c\right) = -35^\circ$$

ou

$$\tan^{-1}(T_w \omega_1^c) + \tan^{-1}\left(\frac{T_w}{2} \omega_1^c\right) = 35^\circ$$

Fazendo $\tan \theta \approx \theta$ tem-se:

$$T_w \omega_1^c + \frac{T_w}{2} \omega_1^c = 35 \times \frac{\pi}{180^\circ}$$

ou

$$\omega_1^c = \frac{0.4}{T_w}$$

Esta frequência deve corresponder à passagem por 0 dB , ou seja

$$|F^c(j\omega_1^c)| = 1$$

A função de transferência com o compensador aproximado por um ganho $\frac{1}{r}$ tem a forma já vista:

$$\frac{1}{rD} \frac{(1 - sT_w)}{(1 + s\frac{M}{D})(1 + s\frac{T_w}{2})(1 + sT_1)}$$

Usando o fato de que $T_1 \omega_1^c \ll 1$ tem-se que:

$$\left| \frac{1}{1 + j\omega_1^c T_1} \right| \simeq 1.0$$

e a condição fica:

$$\left| \frac{1}{rD} \frac{(1 - j0.4)}{(1 + j\frac{0.4M}{T_w D})(1 + j0.2)} \right| = 1$$

Ou aproximadamente:

$$\left| \frac{1}{rD} \frac{1 - j0.4}{j \frac{0.4M}{T_w D} (1 + j0.2)} \right| = 1$$

onde foi suposto que:

$$\left| 1 + jw_1^c \frac{M}{D} \right| \approx w_1^c \frac{M}{D}$$

já que $w_1^c \frac{M}{D} \gg 1$. Adicionalmente, supondo que:

$$\frac{\left| 1 - jw_1^c T_w \right|}{\left| 1 + jw_1^c \frac{T_w}{2} \right|} \approx 1.0$$

tem-se:

$$\left| \frac{1}{rD} \frac{1}{j \frac{0.4M}{T_w D}} \right| = 1$$

Então $\frac{T_w}{0.4Mr} = 1$ e

$$r = 2.5 \frac{T_w}{M}$$

Determinação de T_r :

A função de transferência

$$\frac{1 + sT_r}{1 + s \frac{r}{R} T_r} \quad (3.4)$$

deve ter um ângulo de fase de -15° na frequência de corte de ganho $w_1^c = \frac{0.4}{T_w}$. Então

$$\tan^{-1} \frac{0.4T_r}{T_w} - \tan^{-1} \frac{0.4rT_r}{T_w R} = -15^\circ$$

Usando-se

$$\tan(\alpha - \beta) = \frac{\tan \alpha - \tan \beta}{1 + \tan \alpha \tan \beta}$$

com

$$\tan(-15^\circ) = -\tan 15^\circ = -0.268$$

e fazendo-se $X = \frac{0.4T_r}{T_w}$, tem-se:

$$\frac{X - \frac{r}{R}X}{1 + X^2 \frac{r}{R}} = -0.268 \quad (3.5)$$

ou

$$X^2 + \frac{(1 - \frac{r}{R})}{0.268 \frac{r}{R}} + \frac{R}{r} = 0$$

A solução é:

$$X = \frac{-\frac{1 - \frac{r}{R}}{0.268 \frac{r}{R}} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \frac{r}{R}}{0.268 \frac{r}{R}}\right)^2 - 4 \frac{R}{r}}}{2}$$

Como $X = \frac{0.4T_r}{T_w}$, segue que:

$$T_r = \left[\frac{\frac{r}{R} - 1}{0.536 \frac{r}{R}} + \sqrt{\left(\frac{1 - \frac{r}{R}}{0.536 \frac{r}{R}}\right)^2 - \frac{R}{r}} \right] \frac{T_w}{0.4}$$

A raiz com sinal positivo é escolhida porque um maior valor de T_r assegura a relação $T_r \frac{0.4}{T_w} \gg 1$ fazendo com que $\frac{1+sT_r}{R(1+s\frac{r}{R}T_r)}$ tenha um ganho de cerca de $\frac{1}{r}$ na frequência w_1^c .

4. Ajuste de parâmetros de compensadores pelo método de Ziegler-Nichols

Os ajustes propostos por Ziegler e Nichols são expressos em termos do valor do ganho K_{osc} de um controlador proporcional (Fig. 4.1) que leva o sistema ao limite da estabilidade e do período da oscilação sustentada que ocorreria neste limite, dado por $P_{osc} = \frac{2\pi}{\omega_{osc}}$.

O método de Ziegler-Nichols permite a determinação dos parâmetros do compensador de uma maneira simples. Os seguintes ajustes são propostos para o controlador $G_c(s)$:

Proporcional (P):

$$G_c(s) = K_c, \text{ onde } K_c = 0,5K_{osc}$$

Proporcional-Integral (PI):

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right), \text{ onde}$$

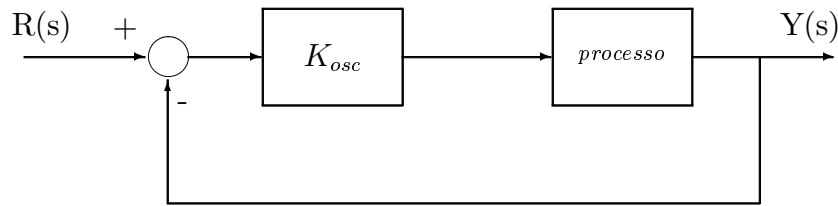


Figura 4.1: Ajuste de Ziegler-Nichols

$$K_c = 0,45K_{osc}$$

$$T_i = 0,83P_{osc}$$

Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

$$G_c(s) = K_c(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s), \text{ onde}$$

$$K_c = 0,6K_{osc}$$

$$T_i = 0,5P_{osc}$$

$$T_d = 0,125P_{osc}$$

Proporcional-Derivativo (PD)

$$G_c(s) = K_c(1 + T_d s), \text{ onde}$$

$$K_c = 0,6K_{osc}$$

$$T_d = 0,125P_{osc}$$

O método de Ziegler-Nichols é usado a seguir para a determinação dos parâmetros de controladores para reguladores de velocidade com configuração moderna.

O sistema de controle de velocidade de uma unidade hidráulica mostrado no diagrama de blocos da Fig. 4.2 tem função de transferência

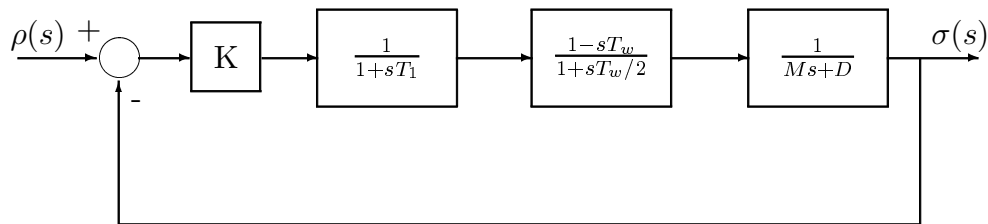


Figura 4.2: Sistema usado para calcular ganho

$$\frac{\sigma(s)}{\rho(s)} = \frac{K(1 - sT_w)}{\frac{MT_1T_w}{2}s^3 + s^2(\frac{DT_1T_w}{2} + MT_1 + \frac{MT_w}{2}) + s(DT_1 + \frac{DT_w}{2} + M - KT_w) + (D + K)}$$

O controlador foi substituído por um ganho K e T_1 representa a constante de tempo do servoposicionador.

A equação característica é dada por:

$$s^3 \left(\frac{MT_1T_w}{2} \right) + s^2 \left(\frac{DT_1T_w}{2} + MT_1 + \frac{MT_w}{2} \right) + s \left(DT_1 + \frac{DT_w}{2} + M - KT_w \right) + (D + K) = 0$$

Deve-se determinar o ganho K_{osc} que leva o sistema ao limiar da instabilidade. Usando Routh-Hurwitz:

$$\begin{array}{l|l} s^3 & \frac{MT_1T_w}{2} & DT_1 + \frac{DT_w}{2} + M - KT_w \\ s^2 & \frac{DT_1T_w}{2} + M \left(T_1 + \frac{T_w}{2} \right) & D + K \\ s^1 & \frac{(2T_1+T_w) \left[\left(\frac{T_1T_w}{2} D^2 + T_1MD + M^2 \right) + \frac{T_w^2MD}{2} \right] - 2KT_w [T_w(M+T_1D) + 3T_1M]}{DT_1T_w + M(2T_1+T_w)} & \\ s^0 & D + K & \end{array}$$

A condição para a existência de raízes sobre o eixo imaginário é:

$$(2T_1+T_w) \left[\left(\frac{T_1T_w}{2} D^2 + T_1MD + M^2 \right) + \frac{T_w^2MD}{2} \right] - 2KT_w [T_w(M + T_1D) + 3T_1M] = 0$$

e, portanto

$$K_{osc} = \frac{(2T_1 + T_w) \left(\frac{T_1T_w}{2} D^2 + T_1MD + M^2 \right) + T_1T_wMD \left(1 + \frac{T_w}{2T_1} \right)}{T_w [T_w(M + T_1D) + 3T_1M]}$$

A frequência de oscilação pode ser calculada da equação auxiliar:

$$\left[\frac{DT_1T_w}{2} + M \left(T_1 + \frac{T_w}{2} \right) \right] s^2 + (D + K_{osc}) = 0$$

Logo, a frequência é dada por::

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{2(D + K_{osc})}{M(2T_1 + T_w) + DT_1T_w}}$$

e o período pode ser calculado de

$$P_{osc} = \frac{2\pi}{\omega_{osc}}$$

ou seja,

$$P_{osc} = 2\pi \sqrt{\frac{M(2T_1 + T_w) + DT_1T_w}{2(D + K_{osc})}}$$

Exemplo:

Seja o sistema com parâmetros:

$$R = 0.05$$

$$D = 0$$

$$M = 10.0 \text{ seg}$$

$$T_w = 2.0 \text{ seg}$$

$$T_1 = 0.5 \text{ seg}$$

Então usando as expressões anteriores, tem-se $K_{osc} = 4.286$ e $P_{osc} = 11.755 \text{ seg}$.

Supondo inicialmente que o controlador seja *PI*. Então

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right)$$

onde $K_c = 0.45K_{osc}$ e $T_i = 0.83P_{osc}$.

Os parâmetros do controlador são $K_c = 1.9287$ e $T_i = 9.757 \text{ seg}$.

A estrutura do regulador com servoposicionador considerando-se apenas a ação *PI* ($b'_p = 0$) é (ver Capítulo 2 das Notas de Aula, pág. 46):

$$\frac{1}{bt} + \frac{1}{sT_x}$$

Então,

$$G_c(s) = K_c + \frac{K_c}{sT_i} = \frac{1}{b_t} + \frac{1}{sT_x}$$

Com os parâmetros calculados, tem-se:

$$b_t = \frac{1}{K_c} \Rightarrow b_t = 0.5185$$

$$r = b_t \Rightarrow r = 0.5185$$

$$T_x = \frac{T_i}{K_c} \Rightarrow T_x = 5.06 \text{ seg}$$

Usando-se a função de transferência do regulador, tem-se:

$$\frac{b'_p + b_t}{b_t b'_p} \times \frac{1 + s \frac{T_x}{b'_p + b_t}}{1 + s \frac{T_x}{b'_p}} = \frac{1}{R} \times \frac{1 + s T_r}{1 + s \frac{r}{R} T_r}$$

e $T_r = \frac{T_x}{b'_p + b_t}$, $R = \frac{b'_p b_t}{b'_p + b_t}$ e $r = b_t$, de tal modo que os dois lados da equação são equivalentes.

Pode-se calcular b'_p usando a equação

$$R = \frac{b'_p b_t}{b'_p + b_t}$$

Então:

$$b'_p = \frac{b_t R}{b_t - R}$$

ou, com $R = 0.05$, $b'_p = 0.055$.

T_r pode ser calculado usando-se a equação:

$$T_r = \frac{T_x}{b'_p + b_t}$$

e $T_r = 8.82 \text{ seg}$.

O projeto de um controlador de atraso de fase por diagramas de Bode, usando as aproximações desenvolvidas anteriormente, leva a $r = 0.5$ e $T_r = 15.20 \text{ seg}$.

Controlador PID Este controlador é dado por

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

onde $K_c = 0.6 K_{osc}$, $T_i = 0.5 P_{osc}$ e $T_d = 0.125 P_{osc}$

Substituindo-se os parâmetros obtém-se

$$K_c = 2.57$$

$$T_i = 5.88 \text{ seg}$$

$$T_d = 1.47 \text{ seg}$$

Comparando com a estrutura do regulador de velocidade *PID*:

$$G_c(s) = K_c + \frac{K_c}{T_i s} + K_c T_d s = \frac{1}{b_t} + \frac{1}{s T_x} + s T_n$$

Usando as fórmulas de Ziegler-Nichols, tem-se:

$$\begin{aligned} b_t &= 0.389 \\ b'_p &= 0.0574 \\ T_x &= 2.288 \\ T_n &= 3.778 \end{aligned}$$

5. Comparação de Desempenho para os Diversos Ajustes

Com o objetivo de comparar o desempenho de diversas estratégias de ajuste de parâmetros de reguladores de velocidade, foram realizadas algumas simulações de resposta no tempo a um aumento em degrau da carga considerando inicialmente o regulador de velocidade clássico, cuja função de transferência é dada pela Eq. (1.1). A magnitude do degrau de carga considerado é de 0,01 pu. Os valores para os parâmetros do sistema conduto forçado-turbina-massas girantes são dados na tabela abaixo.

$T_W = 2,0 \text{ s}$	$R = 0,05 \text{ pu/pu}$
$M = 10,0 \text{ s}$	$T_1 = 0,5 \text{ s}$
$D = 1 \text{ pu/pu}$	

A Fig. 5.1 apresenta as respostas ao degrau correspondentes a três ajustes:

- Os ajustes baseados na resposta em frequência vistos na Seção 3.4 em que todas as hipóteses simplificadoras ali apresentadas são aplicadas. A curva correspondente na Fig. 5.1 é identificada como “RF Aprox”;
- Ajustes obtidos seguindo-se o mesmo procedimento da Seção 3.4, porém agora sem aplicar as aproximações. A curva obtida é indicada na Fig. 5.1 como “RF”;
- Ajustes obtidos aplicando-se os critérios de Ziegler-Nichols da Seção 4, gerando a resposta ao degrau indicada por “ZN” na Fig. 5.1.

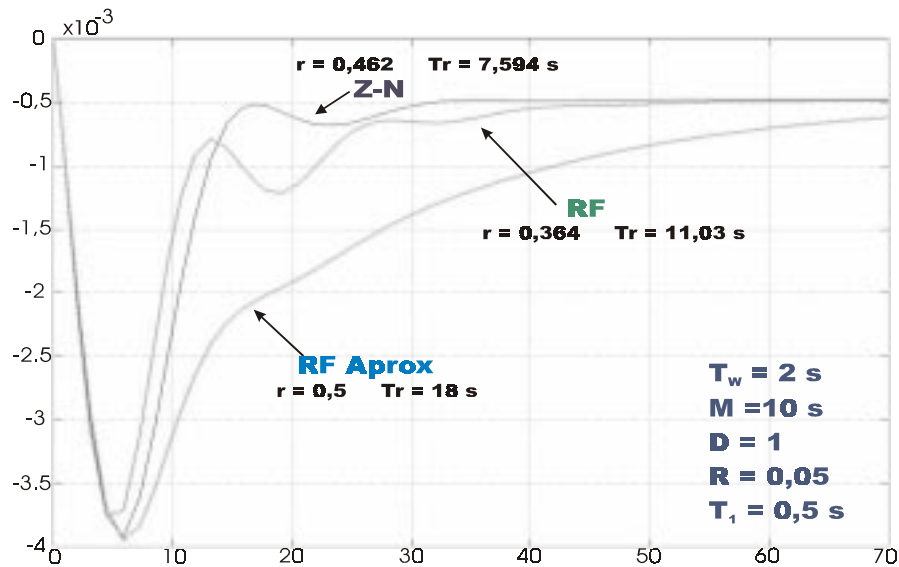


Figura 5.1: Desvio de frequência do regulador de velocidade clássico em resposta a degrau de carga de $0,01 pu$, para ajustes baseados em resposta em frequência com e sem aproximações e ajuste de Ziegler-Nichols.

A partir da análise das curvas na Fig. 5.1, observa-se que o método baseado na resposta em frequência aproximado tende a fornecer uma resposta bem mais lenta que os demais. Isto é consequência da conservatividade das aproximações aplicadas, que tendem a fornecer uma margem de fase real bem maior do que a margem de fase especificada para o projeto.

Também foram realizadas simulações para os reguladores tacométrico (curva referida como “*Tacom.*”), taco-acelerométrico (“*T-Acel.*”) e PID descritos nas notas de aula. Neste caso, foi aplicado o método de ajuste baseado nos critérios de Ziegler-Nichols da Seção 4. Os resultados, incluindo os valores dos parâmetros obtidos, são apresentados na Fig. 5.2. Verifica-se que os tempos de resposta obtidos são basicamente os mesmos, sendo que o desempenho transitório em termos de magnitude do subsinal dos reguladores que usam informação derivativa (taco-acelerométrico e PID) é ligeiramente melhor do que o do regulador tacométrico.

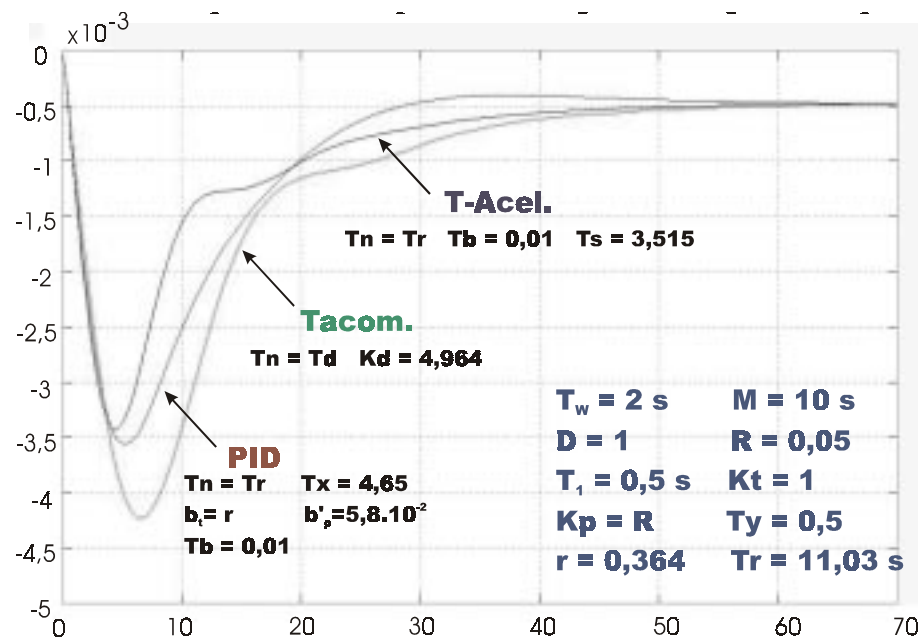


Figura 5.2: Desvio de frequência em resposta a degrau de carga de 0,01 pu para ajustes dos reguladores taco-acelerométrico, tacométrico e PID.