

Capítulo 7

Efeitos do Controle da Excitação sobre a Estabilidade A Pequenos Sinais

7.1 Introdução

Neste capítulo serão analisados os efeitos do controle de excitação sobre a estabilidade, especialmente sobre a estabilidade dinâmica. Após uma breve introdução sobre a importância do controle da excitação sobre a estabilidade transitória e a estabilidade dinâmica, é apresentado o modelo linearizado de Heffron-Phillips para a análise do problema de estabilidade a pequenas perturbações de um gerador conectado a uma barra infinita. A interpretação adequada do processo de modelagem que leva ao modelo de Heffron-Phillips permite o entendimento da natureza dos torques desenvolvidos na máquina e a relação com o comportamento na vizinhança de um ponto de equilíbrio.

O restante do capítulo é dedicado ao uso de sinais estabilizadores para amortecer oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. São analisadas as questões relativas à escolha do sinal normalmente utilizado com este objetivo, e é apresentada uma metodologia de projeto de um sinal estabilizador derivado da velocidade do eixo para uma máquina conectada a um barramento infinito.

7.2 Efeito do controle da excitação sobre a estabilidade transitória

A estabilidade transitória está relacionada a grandes perturbações que levam as variáveis do sistema a uma excursão tal que as não-linearidades devem ser consideradas.

Para uma única máquina ligada a uma barra infinita através de uma impedância X_e , a potência elétrica transmitida é dada por

$$P_e = \frac{V_t V_\infty}{X_e} \sin \delta \quad (7.1)$$

onde V_t é a tensão terminal da máquina, V_∞ é a tensão da barra infinita e δ é o ângulo do rotor em relação à barra infinita.

Durante uma perturbação, por exemplo um curto-circuito, pode haver uma considerável redução da tensão terminal, e portanto da potência elétrica transmitida P_e . Esta redução em P_e pode ser limitada pela ação rápida do sistema de excitação, forçando a tensão de campo para o valor máximo (“ceiling”).

Do ponto de vista da estabilidade transitória, os atributos desejáveis do sistema de excitação são:

- rapidez de resposta, o que implica em baixas constantes de tempo do regulador de tensão

e altos ganhos.

- alto valor de “ceiling”.

Na estabilidade transitória, está-se interessado em saber se o sistema é capaz de manter o sincronismo durante e logo após a perturbação. O primeiro ciclo é muito importante. Como os reguladores de velocidade não tem tempo de atuar, o sistema de excitação deve tentar tanto quanto possível reduzir a variação da potência elétrica de saída no período de interesse, de modo a reduzir a potência de aceleração.

Assim, o sistema de excitação pode ajudar a manter a estabilidade transitória de dois modos:

- Reduzindo a magnitude da primeira oscilação. Mesmo um sistema de excitação muito rápido apresenta um efeito limitado sobre a primeira oscilação.
- Amortecendo oscilações subseqüentes. A perda de sincronismo pode, em alguns casos, ocorrer em oscilações subseqüentes pelo batimento de curvas de ângulos. O sistema de excitação, através do uso de sinais estabilizadores, pode aumentar o amortecimento e evitar a perda de sincronismo.

7.3 Efeito do controle de excitação sobre a Estabilidade A Pequenos Sinais

A estabilidade a pequenos sinais está relacionada ao comportamento da trajetória do sistema em uma vizinhança do ponto de equilíbrio. As perturbações consideradas são pequenas e as equações do sistema podem ser linearizadas.

Um estudo de estabilidade dinâmica deve indicar se variações de carga ou variações na topologia do sistema resultam em um ponto de equilíbrio para o qual o sistema se ajusta com amortecimento suficiente. Serão mostrados nesta seção os fatores que afetam as características do ponto de equilíbrio. Em determinadas configurações, o sistema apresenta pequeno amortecimento ou até amortecimento negativo. Neste último caso, variações muito pequenas da carga levam a oscilações que crescem com o tempo.

Os sistemas de excitação modernos podem se adicionar aos fatores que conduzem a baixos amortecimentos do sistema. Assim, se por um lado eles são benéficos do ponto de vista da estabilidade transitória, estes sistemas de excitação podem ser prejudiciais quanto ao amortecimento das oscilações eletromecânicas, como será visto nas seções seguintes.

7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

7.4.1 Modelo Linearizado de Heffron-Phillips

Embora o estudo da estabilidade dinâmica possa ser feito diretamente a partir das equações

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

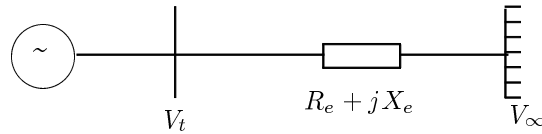


Figura 1: Gerador síncrono conectado a barra infinita

linearizadas do sistema, a análise de um sistema simplificado consistindo somente de um gerador conectado a uma barra infinita permite obter uma visão clara dos fatores que contribuem para o aparecimento de amortecimento reduzido no sistema e a conseqüente emergência de oscilações que se sustentam por longos períodos ou crescem com o tempo. A análise desenvolvida a seguir usa o modelo de Heffron-Phillips. Este modelo representa um gerador síncrono conectado a uma barra-infinita (figura 1) por uma linha, sendo o gerador é representado por um modelo de terceira ordem.

As variáveis do modelo de Heffron-Phillips podem ser classificadas em três categorias:

- *Variáveis de entrada do sistema*, que são:
 - o torque mecânico da turbina, T_m , e
 - a tensão aplicada ao campo do gerador, E_{fd} .
- *Variáveis de estado que descrevem a máquina*, que são:
 - o ângulo de torque δ ;
 - o desvio de velocidade, $\omega_G = \dot{\delta}$, e
 - A tensão E'_q , proporcional ao fluxo no eixo direto da máquina.
- *Variáveis de saída*, definidas como:
 - o ângulo de torque δ , e
 - a tensão terminal da máquina, e_t .

A modelagem do sistema constituído pela máquina conectada a barra infinita através de uma impedância externa permite obter as equações matemáticas que interrelacionam estas variáveis. Estas equações são *não-lineares*, sendo duas delas algébricas e as três restantes diferenciais. As equações algébricas relacionam o torque elétrico e a tensão terminal às variáveis de estado, tendo a forma:

$$\begin{aligned} T_e &= f(\delta, E'_q) \\ e_t &= g(\delta, E'_q) \end{aligned}$$

onde f e g são funções não-lineares. As equações diferenciais compreendem:

- A equação de balanço de torques da máquina, já vista no Capítulo 2:

$$2H \frac{d\omega_G}{dt} + D\omega_G = T_m - T_e$$

onde T_m representa o torque mecânico e D é o parâmetro que representa a variação da

carga do sistema com a variação da frequência;

- A relação entre ω_G e δ . Será suposto que ω_G está expressa em p.u., porém é conveniente que δ esteja em radianos. Portanto:

$$\delta = 2\pi f^0 \times \int_0^t \omega_G(t) dt$$

- A relação dinâmica entre a tensão E'_q proporcional ao fluxo de eixo direto, o efeito de reação da armadura proporcional a δ e a tensão aplicada ao campo do gerador, E_{fd} , que é do tipo:

$$T_z \dot{E}'_q + E'_q = h(\delta, E_{fd}) \quad (7.2)$$

onde h é uma função não-linear.

O modelo de Heffron-Phillips é obtido pela linearização das cinco equações acima com respeito a um ponto de operação dado. Disto resulta o seguinte conjunto de equações linearizadas:

$$\begin{aligned} \Delta T_e &= K_1 \Delta\delta + K_2 \Delta E'_q \\ K_3 T'_{do} \frac{d\Delta E'_q}{dt} + \Delta E'_q &= K_3 (\Delta E_{fd} - K_4 \Delta\delta) \\ e_t &= K_5 \Delta\delta + K_6 \Delta E'_q \\ 2H \frac{d\Delta\omega_G}{dt} + D \Delta\omega_G &= \Delta T_m - \Delta T_e \\ \Delta\delta &= 2\pi f^0 \times \int_0^t \Delta\omega_G(t) dt \end{aligned}$$

onde verificamos que a constante de tempo T_z da Eq. (7.2) é igual a $K_3 T'_{do}$, sendo K_1, \dots, K_6 constantes que dependem do ponto de operação considerado e T'_{do} a constante de tempo de eixo direto em circuito aberto da máquina.

Supondo que a máquina está conectada à barra infinita através de uma impedância externa dada por $R_e + jX_e$, as constantes K_1 até K_6 podem ser obtidas através das equações abaixo:

$$K_1 = K_I V_\infty E_{qa}^0 [R_e \text{sen}(\delta^0 - \alpha) + (X'_d + X_e) \text{cos}(\delta^0 - \alpha)] + K_I V_\infty E_{qa}^0 \{I_q^0 (X_q - X'_d) [(X_e + X_q) \text{sen}(\delta^0 - \alpha) - R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha)]\} \quad (7.3)$$

$$K_2 = K_I \{R_e E_{qa}^0 + I_q^0 [R_e^2 + (X_q + X_e)^2]\} \quad (7.4)$$

$$K_3 = [1 + K_I (X_d - X'_d) (X_q + X_e)]^{-1} \quad (7.5)$$

$$K_4 = V_\infty K_I (X_d - X'_d) [(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0 - \alpha) - R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha)] \quad (7.6)$$

$$K_5 = \frac{K_I V_\infty X'_d V_q^0}{V_t^0} [R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha) - (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0 - \alpha)] - \frac{K_I V_\infty X_q V_d^0}{V_t^0} [(X'_d + X_e) \text{cos}(\delta^0 - \alpha) + R_e \text{sen}(\delta^0 - \alpha)] \quad (7.7)$$

$$K_6 = \frac{V_q^0}{V_t^0} [1 - K_I X'_d (X_q + X_e)] - \left(\frac{V_d^0}{V_t^0}\right) K_I X_q R_e \quad (7.8)$$

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

onde

$$K_I = [R_e^2 + (X_q + X_e)(X'_d + X_e)]^{-1}$$

$$E_{q\alpha}^0 = E_q^0 - (X_q - X'_d)I_d^0$$

e α é o ângulo da barra infinita com relação a uma referência (se a barra infinita é a referência, então $\alpha = 0$).

As equações anteriores tornam-se bastante simplificadas fazendo-se $R_e = 0$. Esta hipótese facilita a análise do efeito do carregamento (ângulo δ^0) e impedância externa sobre os valores das constantes.

A constante K_3 é a única que não depende do carregamento. Todas as outras dependem dos parâmetros da máquina e do carregamento.

Estudos realizados mostram que quando $R_e \ll X_e$, o que é normalmente o caso quando não há carga local, todas as constantes são positivas com exceção de K_5 , que pode se tornar negativa para valores elevados de X_e e alto carregamento (δ elevado).

Quando R_e é da ordem de X_e , o que ocorre quando existe carga local, então K_2 , K_5 e K_6 são positivos e K_1 e K_4 podem se tornar negativos quando a potência reativa fornecida pela máquina aumenta. Estas observações são importantes para a análise a ser desenvolvida.

O modelo linearizado completo é representado sob a forma de diagrama de blocos na figura 2.

7.4.2 Desempenho com fluxo de campo constante

Desprezando-se a variação do fluxo concatenado com o campo (a reação da armadura não é considerada) tem-se que E'_q , que é proporcional àquele fluxo, é constante. Portanto $\Delta E'_q = 0$ e o modelo de Heffron-Phillips se reduz ao diagrama mostrado na figura 3.

Desta figura tem-se

$$\frac{\Delta \delta}{\Delta T_m} = \frac{\frac{\omega_0}{M}}{s^2 + \frac{D}{M}s + \frac{\omega_0 K_1}{M}} \quad (7.9)$$

Comparando-se com a forma padrão do sistema de segunda ordem, obtêm-se

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_0}{M}} \quad (7.10)$$

e

$$\zeta = \frac{D}{2\sqrt{K_1 \omega_0 M}} \quad (7.11)$$

A frequência própria é dada por $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$. Para valores usuais de parâmetros esta frequência é da ordem de 0.5 a 2.0 Hz.

O torque elétrico desenvolvido pela máquina em qualquer instante é dado por

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + D \Delta \omega \quad (7.12)$$

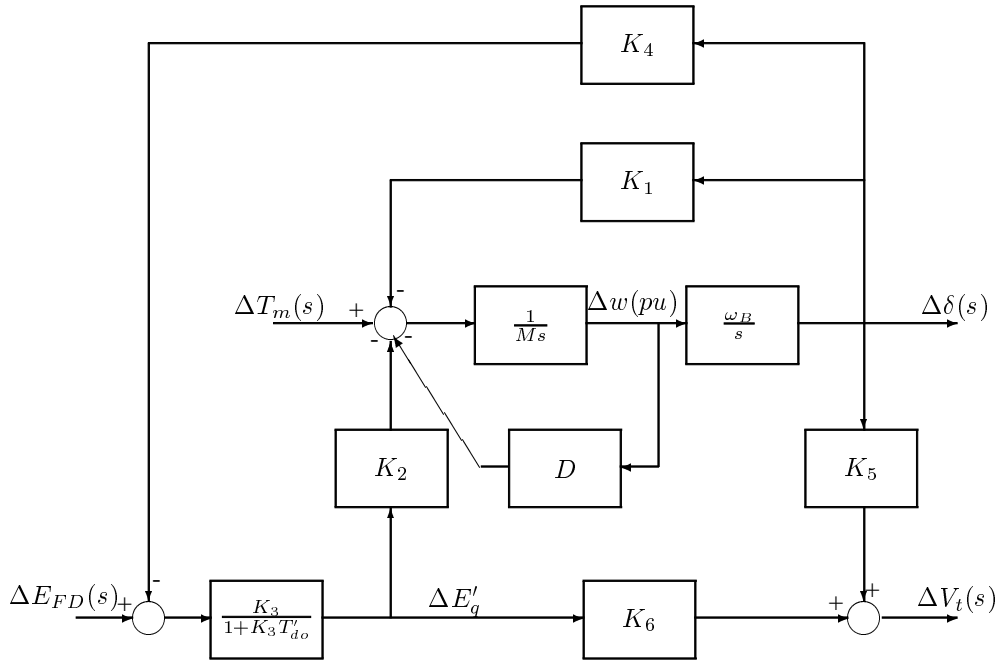


Figura 2: Modelo de Heffron-Phillips

e observa-se que há uma componente em fase com $\Delta\delta$ e outra componente em fase com $\Delta\omega$. Se o coeficiente K_1 for positivo então um aumento do ângulo (causado, por exemplo, por uma potência $\Delta T_m > 0$) origina um maior torque elétrico, o que tende a diminuir o torque acelerante. Se $K_1 < 0$ então o torque elétrico diminui com o aumento do ângulo e a tendência é um aumento monotônico do ângulo.

A componente $K_1\Delta\delta$ é, então chamada de *torque de sincronização*. Se $K_1 > 0$ o sistema é estável e se $K_1 < 0$ o sistema é instável.

A componente $D\Delta\omega$ é chamada de *torque de amortecimento*. Se o amortecimento for negativo, mesmo com $K_1 > 0$, o sistema apresentará oscilações crescentes com o tempo. Uma forma de instabilidade oscilatória se manifesta neste caso.

Os conceitos de torque de sincronização e de torque de amortecimento, desenvolvidos para este modelo simplificado, podem ser generalizados para modelos mais complexos de geradores. A qualquer frequência de oscilação desenvolvem-se torques de frenagem em fase com o ângulo do rotor da máquina e em fase com a velocidade do rotor da máquina. Os primeiros são chamados de torques de sincronização e os últimos torques de amortecimento.

Qualquer que seja o modelo pode-se obter a função de transferência

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta\delta} = F(s) \quad (7.13)$$

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

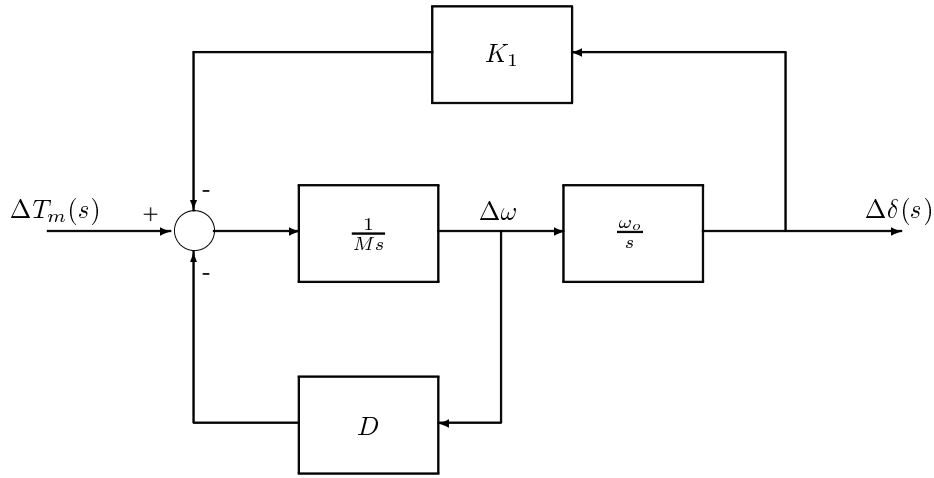


Figura 3: Modelo de Heffron-Phillips para fluxo constante

Para uma frequência de oscilação ω , tem-se $s = j\omega$ e

$$\Delta T_e = F(j\omega)\Delta\delta \quad (7.14)$$

ou ainda

$$\Delta T_e = K_s(\omega)\Delta\delta + j\omega K_d(\omega)\Delta\delta \quad (7.15)$$

onde $F(j\omega) = K_s(\omega) + j\omega K_d(\omega)$. Define-se então

$$\Delta T_s = K_s(\omega)\Delta\delta \quad (7.16)$$

como o torque de sincronização e

$$\Delta T_d = K_d(\omega)\Delta\omega \quad (7.17)$$

como o torque de amortecimento.

7.4.3 Análise com tensão de campo constante

Esta análise inclui o efeito da reação da armadura, ou seja, a variação de E'_q . A tensão de campo é constante, pois não existe o regulador de tensão e portanto $\Delta E_{FD} = 0$. O termo de amortecimento D não é levado em conta. O diagrama do sistema é dado pela figura 4.

O torque elétrico tem duas componentes. Uma componente, dada por $K_1\Delta\delta$, é puramente de sincronização.

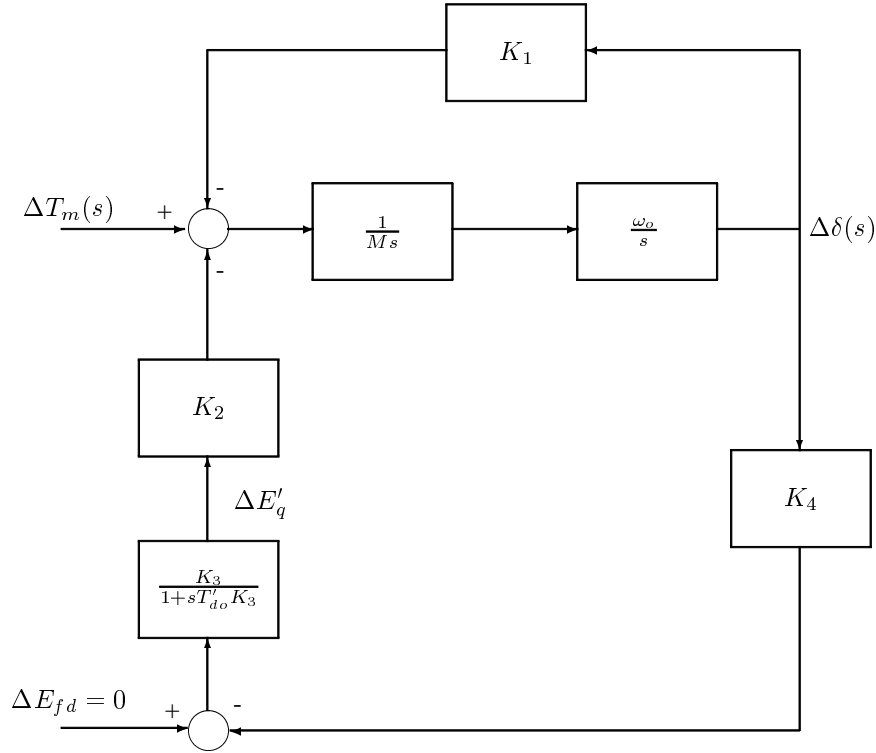


Figura 4: Modelo de Heffron-Phillips considerando a reação da armadura

A segunda componente é dada por

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_3 K_4}{1 + sT'_{do} K_3} \quad (7.18)$$

No regime permanente ($s = 0$):

$$\Delta T_{E'_q} = -K_2 K_3 K_4 \Delta \delta \quad (7.19)$$

e o torque é puramente de sincronização e de sinal contrário a $\Delta T_{s_1} = K_1 \Delta \delta$. O torque de sincronização total é dado por

$$T_s = (K_1 - K_2 K_3 K_4) \Delta \delta \quad (7.20)$$

e a condição para estabilidade, no sentido de existir um torque de sincronização positivo é $K_1 - K_2 K_3 K_4 > 0$.

Para altas frequências onde $\omega \gg \frac{1}{K_3 T'_{do}}$ e $\frac{1}{K_3 T'_{do}}$ é a frequência de corte da função de transferência, a fase é aproximadamente de 90 graus. O torque é portanto quase que comple-

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

tamente de amortecimento. No entanto a magnitude se atenua com a frequência.

Para frequências ao redor de 1 Hz (típica das oscilações reais), $\Delta T_{E'_q}$ possui uma componente de sincronização e uma componente de amortecimento. Esta última, para a faixa de valores usual dos parâmetros, contribui com uma razão de amortecimento usualmente entre 0.03 e 0.05.

O comportamento do sistema após variação em degrau de ΔT_m é ilustrado pelo comportamento do ângulo δ , conforme descrito a seguir:

- Efeito desmagnetizante da armadura desprezado, $D = 0$ e $K_1 > 0$. O ângulo oscila com amortecimento nulo ao redor do novo ponto de operação.
- Efeito desmagnetizante da armadura considerado, $D = 0$ e $K_1 - K_2K_3K_4 > 0$. A máquina atinge um novo ponto de operação, com o ângulo apresentando um baixo amortecimento, conforme visto acima.
- Efeito desmagnetizante da armadura considerado, $D = 0$ e $K_1 - K_2K_3K_4 < 0$. O ângulo apresenta uma componente monotônica devida ao coeficiente de torque sincronizante negativo. A ação do regulador de tensão pode adicionar torque sincronizante ao sistema (estabilidade condicional).
- Efeito desmagnetizante desconsiderado e $K_1 < 0$. O sistema perde estabilidade sem oscilações (aumento monotônico do ângulo).

7.4.4 Análise com inclusão do regulador de tensão

A inclusão do regulador de tensão altera os torques desenvolvidos pela máquina. Para analisar estes torques é adicionado ao modelo de Heffron-Phillips um regulador de tensão com um modelo simplificado representado pela função de transferência:

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta V_t} = \frac{K_\varepsilon}{1 + sT_\varepsilon} \quad (7.21)$$

onde K_ε é um ganho e T_ε uma constante de tempo pequena. Este modelo é adequado para se representar sistemas de excitação a tiristores. Obtem-se então o diagrama de blocos da figura 5.

Uma restrição inicial ao ganho do regulador de tensão é imposta pela condição de operação em vazio. Nesta condição deve-se garantir além da estabilidade uma boa resposta do sistema de excitação tanto na partida quanto aos comandos do operador ou sincronizador automático, visando a colocação da máquina em paralelo com o sistema de potência.

Para a máquina a vazio pode-se fazer $\Delta\delta = 0$ e $X_e \rightarrow \infty$ o que resulta em $K_3 = 1$ e $K_6 = 1$ (verifique!).

O diagrama de blocos da malha de controle de tensão para a máquina em vazio (figura 6) pode então ser obtido da figura 5 usando-se estas simplificações.

A função de transferência é dada por

$$\frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{K_\varepsilon}{s^2T_\varepsilon T'_{do} + (T_\varepsilon + T'_{do})s + (K_\varepsilon + 1)} \quad (7.22)$$

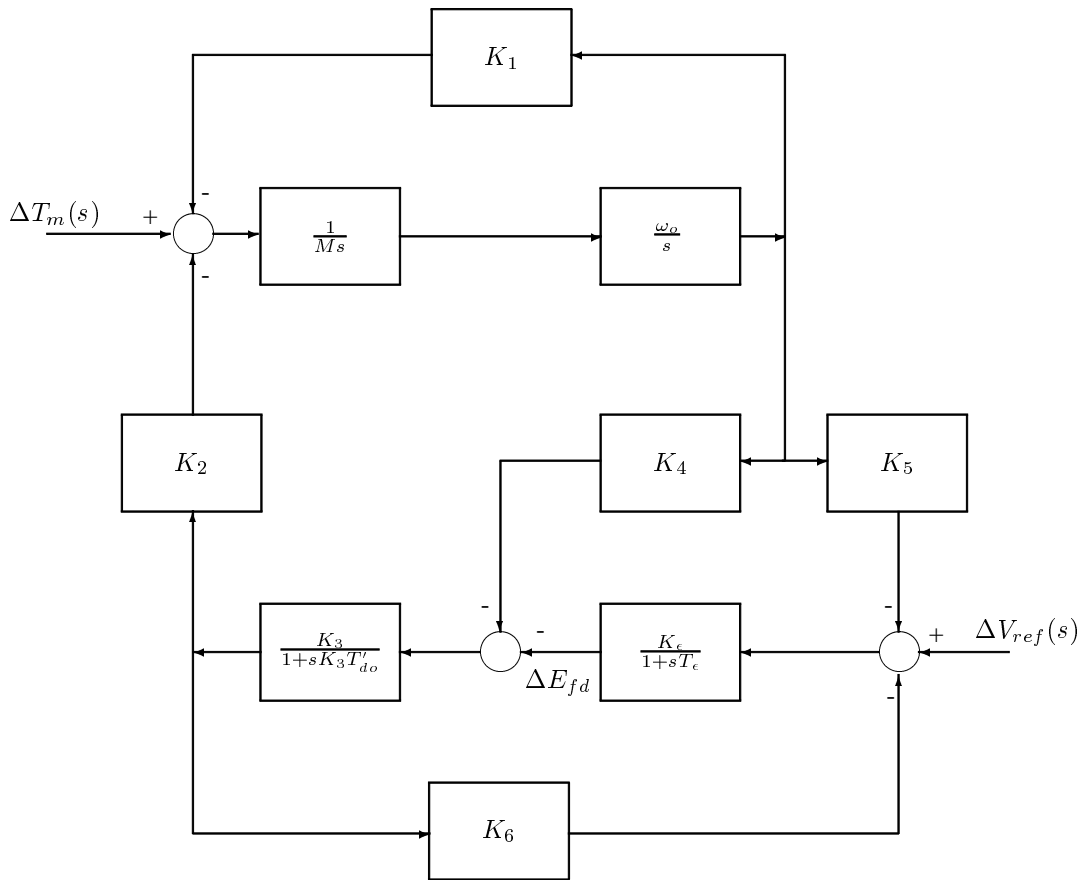


Figura 5: Modelo Heffron-Phillips com regulador de tensão

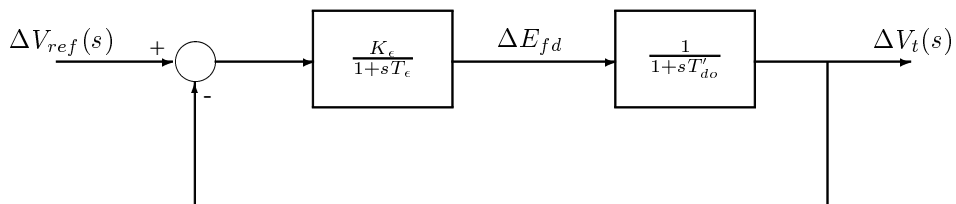


Figura 6: Diagrama de blocos para gerador em vazio

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

ou

$$\frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_\varepsilon}{T_\varepsilon T'_{do}}}{s^2 + \frac{T_\varepsilon + T'_{do}}{T_\varepsilon T'_{do}}s + \frac{K_\varepsilon + 1}{T_\varepsilon T'_{do}}} \quad (7.23)$$

Para assegurar um sistema bem amortecido com uma ultrapassagem de 5% pode-se escolher um amortecimento $\zeta = 0.707$.

Comparando o denominador da função de transferência anterior com a forma padrão tem-se:

$$2\zeta\omega_n = 2\zeta\sqrt{\frac{K_\varepsilon + 1}{T_\varepsilon T'_{do}}} = \frac{T_\varepsilon + T'_{do}}{T_\varepsilon T'_{do}} \quad (7.24)$$

Então

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_\varepsilon T'_{do}}{K_\varepsilon + 1}} \frac{T_\varepsilon + T'_{do}}{T_\varepsilon T'_{do}} = \frac{1}{2} \frac{T_\varepsilon + T'_{do}}{\sqrt{K_\varepsilon + 1}\sqrt{T_\varepsilon T'_{do}}} \quad (7.25)$$

Desde que K_ε é elevado e T_ε é baixo, pode-se fazer:

$$K_\varepsilon + 1 \approx K_\varepsilon \quad (7.26)$$

$$T_\varepsilon + T'_{do} \approx T'_{do} \quad (7.27)$$

Portanto

$$\xi \approx \frac{1}{2} \frac{T'_{do}}{\sqrt{K_\varepsilon}\sqrt{T_\varepsilon T'_{do}}} \quad (7.28)$$

e

$$K_\varepsilon \approx \frac{T'_{do}}{4\xi^2 T_\varepsilon} \quad (7.29)$$

Para assegurar $\xi > 0.707 = \frac{\sqrt{2}}{2}$ deve-se ter:

$$K_\varepsilon < \frac{T'_{do}}{2T_\varepsilon} \quad (7.30)$$

Para valores típicos $T_\varepsilon = 0.05 \text{ seg}$ e $T'_{do} = 5 \text{ seg}$ tem-se $K_\varepsilon < 50$.

A condição de operação a vazio limita portanto o ganho *transitório* máximo. Um alto ganho *estático* pode, no entanto, ser desejável. Pode-se então usar o compensador de atraso de fase $\frac{1+sT_1}{1+sT_2}$ com $T_2 > 1$, cujo diagrama de Bode é mostrado na figura 7. O ganho (transitório) para altas frequências é dado por $K_\varepsilon \frac{T_1}{T_2}$, ou seja, $\frac{T_1}{T_2} = \text{ganho transitório/ganho estático}$. Se $\frac{1}{T_1}$ é bem menor do que a frequência de corte, então o regulador, cuja função de transferência

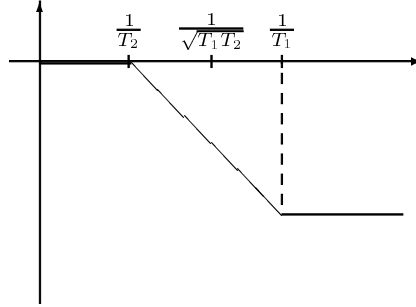


Figura 7: Diagrama de Bode do compensador de atraso de fase

é

$$\frac{K_\varepsilon(1 + sT_1)}{(1 + sT_\varepsilon)(1 + sT_2)}$$

pode ser representado por $\frac{K'_\varepsilon}{1+sT_\varepsilon}$ onde $K'_\varepsilon = K_\varepsilon \frac{T_1}{T_2}$ e K_ε é o ganho estático.

A restrição sobre o ganho em (7.30) deve então ser interpretada como uma restrição sobre o ganho transitório K'_ε .

Na análise do efeito do regulador de tensão sobre a estabilidade dinâmica, é conveniente separar as contribuições de torque produzidas através das constantes K_4 e K_5 .

Torques produzidos através de K_4 :

O efeito de $\Delta\delta$ sobre V_t (através de K_5) é desprezado. Apenas a componente desmagnetizante $K_4\Delta\delta$ é considerada. O diagrama de blocos é mostrado na figura 8. Esta simplificação permite comparar os torques com os desenvolvidos no caso sem regulador de tensão.

Mudando o ponto de soma, obtêm-se o diagrama equivalente da figura 9.

Supondo T_ε desprezível face a $T'_{d0}K_3$ e $K_6K_\varepsilon K_3 \gg 1$, tem-se:

$$\frac{\Delta E'q}{\Delta\delta} = \frac{-K_4}{K_6K_\varepsilon(1 + s\frac{T'_{d0}}{K_\varepsilon K_6})} \quad (7.31)$$

e

$$\frac{\Delta T_\phi}{\Delta\delta} = \frac{-K_2K_4}{K_\varepsilon K_6(1 + s\frac{T'_{d0}}{K_\varepsilon K_6})} \quad (7.32)$$

Verifica-se que, em baixas frequências, o torque de sincronização é:

$$\Delta T = -\frac{K_1K_2}{K_\varepsilon K_6}\Delta\delta \quad (7.33)$$

que se reduz com o aumento do ganho do regulador de tensão.

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

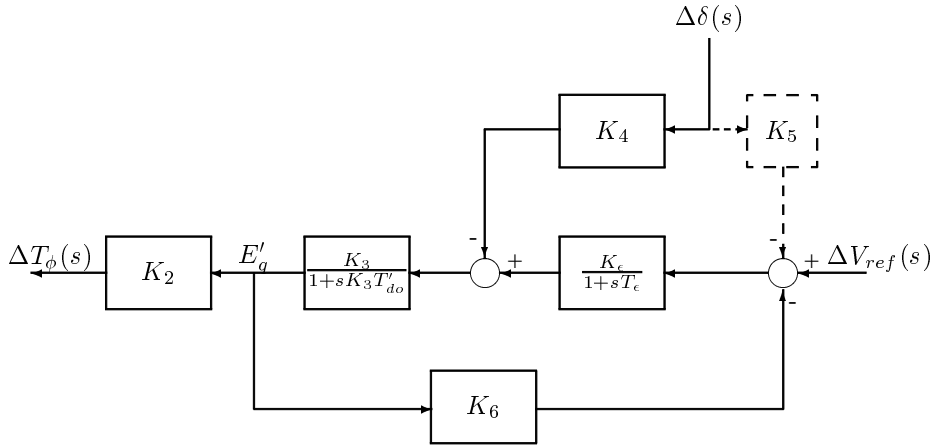


Figura 8: Diagrama desprezando a contribuição de K_5

No caso sem regulador, este torque é

$$\Delta T = -K_2 K_3 K_4 \Delta \delta \quad (7.34)$$

Para frequências mais elevadas têm-se

$$\frac{\Delta T_\phi}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_4}{K_6 K_\epsilon (1 + s \frac{T'_{do}}{K_\epsilon K_6})} \quad (7.35)$$

para o caso com regulador e

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_3 K_4}{1 + s T'_{do} K_3} \quad (7.36)$$

para o caso sem regulador:

Como $\frac{T'_{do}}{K_\epsilon K_6} < T'_{do} K_3$, a componente de torque de amortecimento é bastante reduzida no caso com regulador, já que o atraso de fase tende a 90° a frequências bem mais altas.

As seguintes conclusões sobre a componente de desmagnetização através de K_4 seguem da análise precedente:

1. A componente negativa de torque de sincronização devida a K_4 é praticamente eliminada por ação do alto ganho e baixa constante de tempo do sistema de excitação.
2. Em contrapartida, a componente de torque de amortecimento devida à reação de armadura é também significativamente reduzida.

Assim, a contribuição de torque de amortecimento através de K_4 é pequena quando o regulador de tensão está presente, e pode ser desprezada.

Torques através de K_5 :

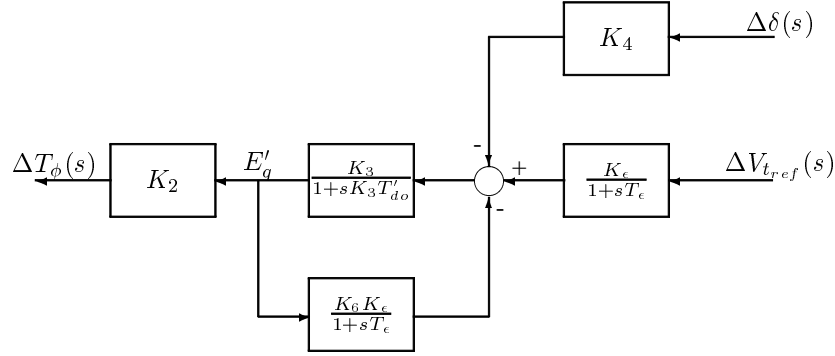


Figura 9: Diagrama equivalente sem a contribuição de K_5

A função de transferência $\frac{\Delta T}{\Delta \delta}$ é dada neste caso, por:

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = -\frac{K_2 K_\varepsilon K_5}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_\varepsilon\right) + s\left(\frac{T_\varepsilon}{K_3} + T'_{do}\right) + s^2 T'_{do} T_\varepsilon} \quad (7.37)$$

Se as simplificações consideradas no ítem anterior forem usadas, obtêm-se o diagrama de blocos da figura 10 e a função de transferência é

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = -\frac{K_2 K_5}{K_6 \left(1 + s \frac{T'_{do}}{K_\varepsilon K_6}\right) (1 + s T_\varepsilon)} \quad (7.38)$$

A contribuição de torque sincronizante calculada a partir de (7.37) é

$$\Delta T_s = -\frac{K_2 K_\varepsilon K_5 \left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_\varepsilon - \omega^2 T'_{do} T_\varepsilon\right) \Delta \delta}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_\varepsilon - \omega^2 T'_{do} T_\varepsilon\right)^2 + \omega^2 \left(\frac{T_\varepsilon}{K_3} + T'_{do}\right)^2} \quad (7.39)$$

Para baixas frequências tem-se:

$$\Delta T_s \approx -\frac{K_2 K_\varepsilon K_5}{\frac{1}{K_3} + K_6 K_\varepsilon} \Delta \delta \approx -\frac{K_2 K_5}{K_6} \Delta \delta \quad (7.40)$$

para altos valores de K_ε .

Quando $K_5 > 0$, tem-se $\Delta T_s < 0$. Isto normalmente não causa problemas, pois as situações em que $K_5 > 0$ (impedância externa baixa ou média e carregamento baixo a médio) são as mesmas em que K_1 é elevado. Portanto $K_1 - \frac{K_2 K_5}{K_6}$ é ainda significativamente maior que zero.

Quando $K_5 < 0$ (impedância moderada a alta e alto carregamento) tem-se $\Delta T_s > 0$, o que ajuda a manter a estabilidade quando K_1 é pequeno ou negativo, ou quando $K_1 - K_2 K_4 K_3 < 0$ (esta é a componente de torque sincronizante no caso sem regulador).

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

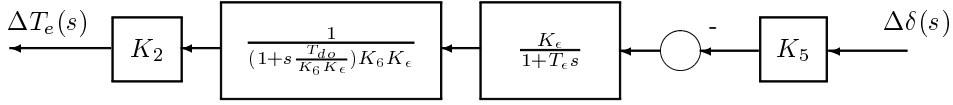


Figura 10: Diagrama equivalente sem a contribuição de K_4

A componente de torque amortecimento pode ser calculada a partir de (7.37):

$$\Delta T_d = \frac{K_2 K_\varepsilon K_5 \left(\frac{T_\varepsilon}{K_3} + T'_{do} \right) \omega}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_\varepsilon - \omega^2 T'_{do} T_\varepsilon \right)^2 + \omega^2 \left(\frac{T_\varepsilon}{K_3} + T'_{do} \right)^2} \quad (7.41)$$

Se $K_5 > 0$ então $\Delta T_d > 0$. Se $K_5 < 0$ então $\Delta T_d < 0$ e a componente de torque através de K_5 contribui com amortecimento negativo. Além disso, quanto maior K_ε maior será o torque de amortecimento negativo. Por outro lado, sem o regulador de tensão o amortecimento é pequeno, como descrito anteriormente.

Quando $K_5 < 0$, o regulador de tensão é de muita ajuda para fornecer torque de sincronização, mas por outro lado ele destrói o amortecimento natural da máquina, que já é pequeno.

Antes do uso de sinais estabilizadores, a solução era usar um valor baixo de K_ε para fornecer torque de sincronização sem cancelar inteiramente o amortecimento natural das estabilizadas máquina. Contudo, a operação em certos casos pode ser tornar extremamente oscilatória.

A solução definitiva é alcançada se for fornecido amortecimento por outros meios, como por exemplo através de sinais estabilizadores. Estes sinais são obtidos a partir de sinais derivados da velocidade da máquina, frequência e potência elétrica, que são usados como entrada de um controlador denominado estabilizador do sistema de potência (*ESP*). Esta abordagem, proposta no final da década de 60, foi adotada pela indústria como a solução para os problemas de estabilidade dinâmica em sistemas de potência e é examinada a seguir.

7.4.5 Análise do efeito dos sinais estabilizadores

O *ESP* deve produzir um torque T_{ESP} em fase com a velocidade. O diagrama da figura 11 ilustra esta situação. Nesta figura, T_d representa o torque total de amortecimento e T_s o torque de sincronização do gerador. Estas componentes de torque foram analisadas nas seções anteriores. O torque adicionado pelo estabilizador é, idealmente, $T_{ESP} = D_{ESP} \Delta \omega$, onde D_{ESP} é um fator de amortecimento.

O sinal de saída do *ESP* é aplicado ao ponto de soma do regulador de tensão. A tensão terminal é portanto modulada por este sinal variando a potência terminal, e produzindo, se a fase for correta, torque de amortecimento. A figura 12 mostra esta esquema.

O candidato natural para sinal adicional a ser usado como entrada do *ESP* é o sinal de velocidade. O uso deste sinal é analisado nesta seção para ilustrar alguns requisitos sobre o sinal a ser usado e sobre a função de transferência do estabilizador de sistemas de potência.

Para o sinal estabilizador derivado da velocidade, está-se interessado em determinar a

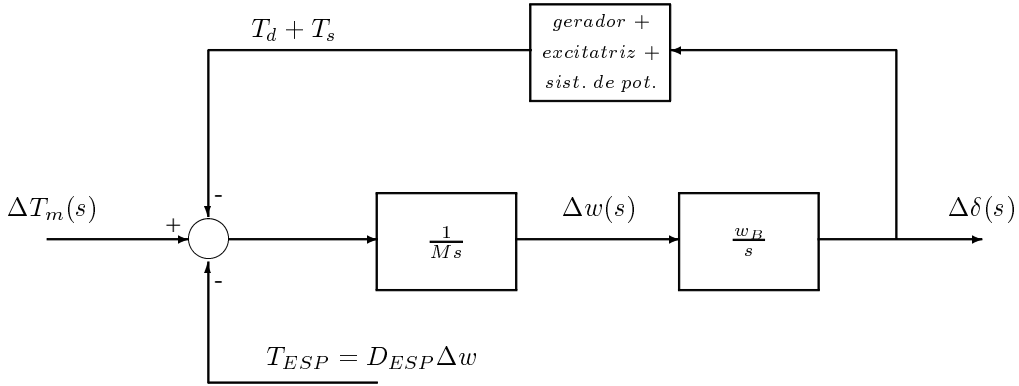


Figura 11: Torque produzido pelo ESP

função de transferência entre o sinal de desvio de velocidade, $\Delta \omega$, e o componente de torque correspondente. O diagrama de blocos, obtido a partir do modelo de Heffron-Phillips, relacionando esta componente de torque e $\Delta \omega$ está mostrado na figura 13.

Com as simplificações usadas na obtenção da equação (7.31) tem-se

$$\frac{\Delta T_{ESP}}{\Delta \omega} \approx \frac{K_2}{K_6} \frac{G(s)}{(1 + s \frac{T'_{do}}{K_\epsilon K_6})(1 + s T_\epsilon)} \quad (7.42)$$

onde $G(s)$ é a função de transferência do estabilizador.

Para que T_{ESP} seja puramente de amortecimento sobre todo o espectro de frequências, deve-se ter:

$$G(s) = K \left(1 + s \frac{T'_{do}}{K_\epsilon K_6} \right) (1 + s T_\epsilon)$$

Esta função de transferência contudo não é realizável. Portanto $G(s)$ deve ser sintetizada de modo a fornecer amortecimento sobre o espectro de frequências de oscilações esperadas, isto é, uma função com suficiente avanço de fase para compensar uma parte significativa do atraso de fase devido à máquina e regulador de tensão.

Além disso, o sinal estabilizador não deve produzir efeitos em regime permanente, ou seja, $G(s)$ deve tender a um sinal derivativo a baixas frequências.

Em resumo, as seguintes restrições devem ser colocadas com relação ao sinal estabilizador:

- O sinal não deve produzir efeitos (“offset”) em regime permanente. Portanto $G(s)$ deve tender a um sinal derivativo a baixas frequências;
- há um limite para a constante de tempo τ do atraso de fase associado ao avanço de fase ($\tau \approx 0.05$ s);

Seção 7.4 Análise do comportamento dinâmico de uma máquina contra barra infinita

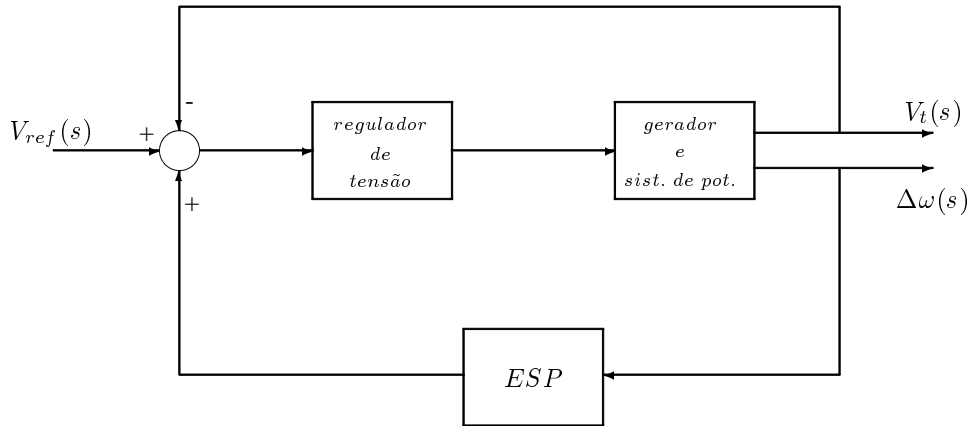


Figura 12: Esquema de atuação do ESP

Embora o sinal de velocidade tenha sido inicialmente empregado para derivar um sinal estabilizante, outros sinais podem ser usados, como sinais derivados da potência elétrica, frequência, etc.

7.4.6 A função de transferência $GEP(s)$

A função básica dos sinais estabilizadores é estender os limites de estabilidade através da modulação da excitação do gerador de modo a fornecer amortecimento para as oscilações dos rotores das máquinas.

Para fornecer amortecimento, o estabilizador deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com variações de velocidade $\Delta\omega$.

Para fazer isso, a função de transferência do estabilizador deve compensar as características de ganho e fase do sistema de excitação, gerador e sistema de potência. A função de transferência que inclui o gerador, sistema de excitação e sistema de potência será denotada por $GEP(s)$. O diagrama de blocos da figura 14 mostra as relações entre os torques aplicados no eixo do conjunto turbina-gerador, $\Delta\omega$ e $\Delta\delta$. Neste diagrama supõe-se que o sinal estabilizador é derivado da velocidade do eixo.

Do diagrama de blocos tem-se

$$\frac{\Delta T_{ESP}(s)}{\Delta\omega} = \frac{\Delta T_{ESP}(s)}{\Delta V_{ref}} \frac{V_{ref}}{\Delta\omega} = GEP(s)ESP_w(s) \triangleq P(s) \quad (7.43)$$

O diagrama de blocos de $GEP(s)$ detalhado para o caso de uma única máquina conectada a uma barra infinita é apresentado na figura 15, onde $EXC(s)$ denota a função de transferência do sistema de excitação. Na análise desenvolvida nas seções anteriores considerou-se

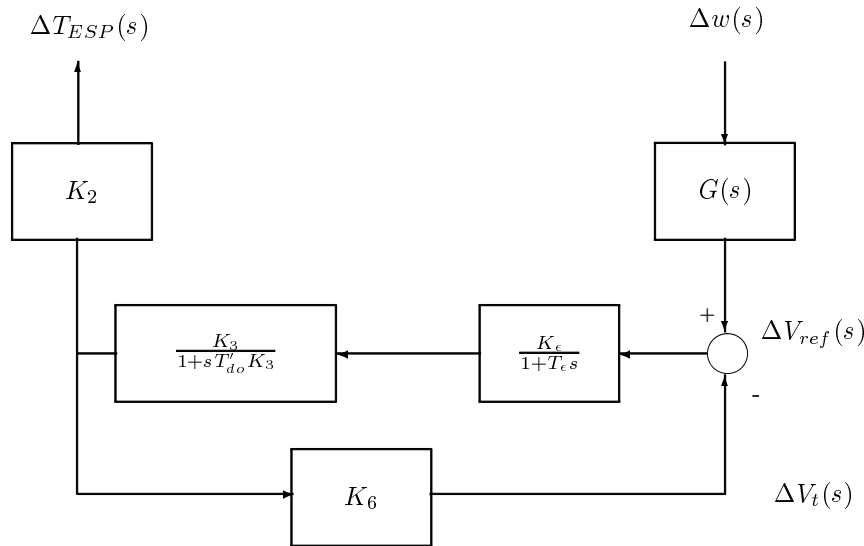


Figura 13: Torque obtido a partir de um sinal de velocidade

que:

$$EXC(s) = \frac{K_\epsilon}{1 + sT_\epsilon}$$

O estabilizador deve compensar o atraso de fase $GEP(s)$ de modo a produzir uma componente de torque em fase com a velocidade para aumentar o amortecimento das oscilações do rotor. O estabilizador ideal é da forma

$$ESP_\omega(s) = \frac{D_{ESP}}{GEP(s)} \quad (7.44)$$

onde D_{ESP} dá a contribuição desejada de amortecimento suprida pelo estabilizador.

Este estabilizador não é praticável, pois para compensar o atraso de fase de $GEP(s)$ são requeridos derivadores puros, o que introduz o problema de altos ganhos a altas frequências.

Na prática, utilizam-se blocos de avanço-atraso de fase (“lead-lag”) que compensam os atrasos de fase de $GEP(s)$ na faixa de frequências de interesse. O ganho deve ser atenuado a altas frequências para limitar o efeito de ruído, e também para minimizar a interação torsional. Consequentemente, requer-se o uso de filtros passa-baixa e passa-faixa.

Também é necessário se usar um bloco tipo “wash-out” para evitar o efeito do sinal estabilizador na tensão quando há um desvio permanente de frequência (por exemplo, em uma condição de ilhamento).

Seção 7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

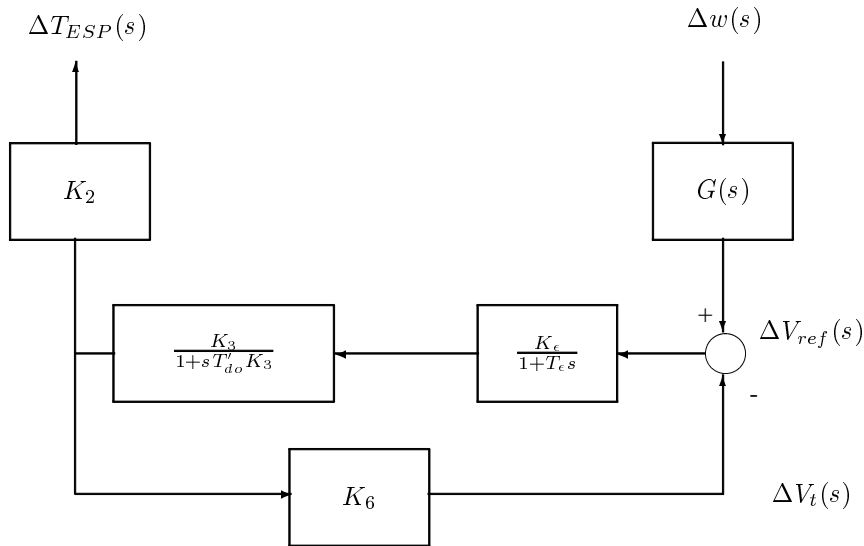


Figura 14: Diagrama da função GEP

Assim a função de transferência é:

$$ESP_w(s) = K_s \frac{T_w s}{1 + T_w s} \frac{(1 + sT_1)(1 + sT_3)}{(1 + sT_2)(1 + sT_4)} FILT(s) \quad (7.45)$$

com $T_1 > T_2$ e $T_3 > T_4$.

7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

7.5.1 Métodos de Projeto

A ação efetiva dos estabilizadores de sistemas de potência depende do ajuste adequado dos parâmetros. Estes parâmetros são determinados visando conseguir um coeficiente de amortecimento mínimo para os modos pouco amortecidos do sistema. Além do amortecimento, outros fatores devem ser considerados no projeto, tais como a manutenção de um torque de sincronização, a limitação do efeito do *ESP* no controle de tensão e a interação com modos torsionais.

A saída do *ESP* é limitada dentro de uma faixa de valores que se situam entre $\pm 0.05 pu$ a $\pm 0.1 pu$. Os limitadores evitam a interferência excessiva dos *ESPs* no controle de tensão.

A interação torsional, no caso de sinal derivado da velocidade, é evitada com o uso de sinais fortemente filtrados.

As técnicas usuais de projeto não são coordenadas. Isto significa que o ajuste do *ESP*

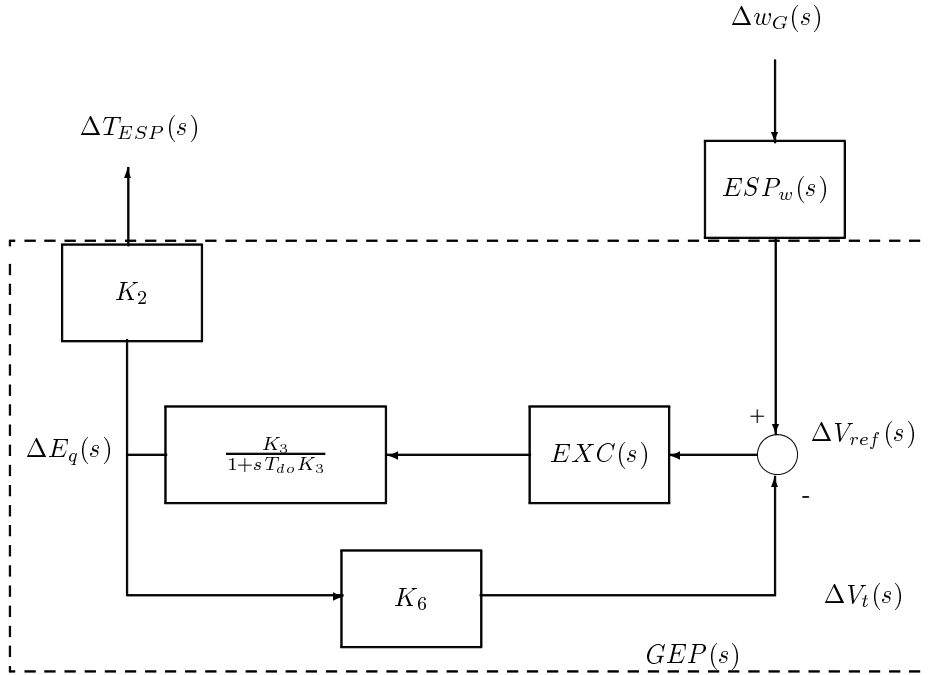


Figura 15: Diagrama da função GEP para o caso máquina-barra infinita

de cada gerador é realizado isoladamente, considerando em geral o resto do sistema como uma barra infinita. Usualmente o modo local, associado à oscilação da máquina ao resto do sistema, é o modo de interesse, que deve ter seu amortecimento aumentado.

As técnicas de projeto comumente usadas na indústria são baseadas em controle clássico, como é o caso do método apresentado a seguir, que utiliza métodos de resposta em frequência.

A função de transferência do ESP deve compensar o atraso de fase da função $GEP(s)$ que relaciona a variação da tensão de referência ΔV_{ref} e a variação do torque elétrico ΔT_e (ou a variação da potência elétrica ΔP_e). O diagrama de blocos para esta função de transferência é apresentado na figura 15. A função de transferência considerando o sistema de excitação representado por um ganho K_ε e uma constante de tempo T_ε e fazendo $K_3K_6K_\varepsilon \gg 1$ é

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{K_2K_\varepsilon/T'_{d0}T_\varepsilon}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

com

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_6K_\varepsilon}{T'_{d0}T_\varepsilon}}$$

Seção 7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

e

$$\zeta = \frac{T_\varepsilon + K_3 T'_{do}}{2\omega_n K_3 T'_{do} T_\varepsilon}$$

Para valores típicos da frequência de oscilação têm-se um atraso de fase. Para um sinal derivado da velocidade deve-se posicionar os polos e zeros do estabilizador de modo a compensar este atraso. Normalmente é necessário um duplo avanço (dois polos e dois zeros). Se os mesmos polos e zeros forem escolhidos para cada estágio, tem-se a função $H(s)$ do estabilizador dada por

$$H(s) = K \left(\frac{1 + s\tau_1}{1 + \tau_2} \right)^2$$

É comum fazer $\tau_2 = 0.05 s$, fixando-se assim a posição dos polos. Os zeros são então posicionados de modo a assegurar o avanço de fase requerido.

Um ajuste conveniente do ganho é então necessário. Algumas vezes este ajuste é realizado a partir de ensaios de campo. Um valor elevado do ganho pode levar a um deslocamento para a direita dos modos associados a excitatriz. Uma regra usada na indústria é fixar o ganho em $2/3$ (ou $1/2$) do valor do ganho que levaria à instabilidade dos modos da excitatriz. Outro procedimento muito utilizado, e que será ilustrado no exemplo a seguir, consiste em se fixar o grau de amortecimento desejado e, a partir dele, determinar o ganho do estabilizador.

7.5.2 Exemplo de Projeto de Sinal Estabilizador para Sistema Máquina-Barra Infinita

1. Um gerador síncrono para o qual $H = 5,0 s$ e $T'_{do} = 8 s$ está ligado a um sistema infinito através de uma reatância externa $X_e = 0,4 p.u.$ Os parâmetros do modelo linearizado de *Heffron & Phillips* para uma condição de carga $P + jQ = 1,0 + j0$ são os seguintes:

$$\begin{aligned} K_1 &= 1,174 & K_3 &= 0,36 & K_5 &= -0,117 \\ K_2 &= 1,47 & K_4 &= 1,88 & K_6 &= 0,301 \end{aligned}$$

- a) Qual o coeficiente de potência de sincronização considerando-se enlases de fluxo constantes? Qual é o valor da frequência de oscilação nestas condições?
- b) Considerando-se a ausência de ação de regulador de tensão, determine o torque de sincronização, levando agora em conta a influência da reação da armadura, em regime permanente.
- c) Desprezando-se novamente a ação de regulador, calcule os coeficientes de torque de sincronização e amortecimento, à frequência natural ω_n ;
- d) Para a mesma situação do item (c); calcule a constante de amortecimento equivalente, D , e a razão de amortecimento equivalente ζ ;
- e) Determine o valor do ganho K_ε do regulador que torna o coeficiente de torque de sincronização igual àquele com enlases de fluxo constantes, em regime permanente

(calculado no item (a)).

f) Considere um sistema de excitação de atraso considerável, descrito por:

$$E(S) = \frac{K_\epsilon}{(1 + ST_\epsilon)(1 + ST_v)}, \quad \begin{cases} K_\epsilon = 20 \\ T_\epsilon = 0,5 \text{ s} \\ T_v = 0,2 \text{ s} \end{cases}$$

f.1) Quais os coeficientes de torque de sincronização e amortecimento à frequência ω_n (obtida em (a)) produzidos por variações de fluxo?

f.2) O ponto de operação considerado é estável com este sistema de excitação?

g) Considere agora um sistema de excitação rápido, representado por $K_\epsilon/(1 + ST_\epsilon)$, onde $K_\epsilon = 100$ e $T_\epsilon = 0,05$ seg.

g.1) A malha de controle de excitação da máquina, para a condição de circuito aberto, é estável com este sistema de excitação?

g.2) Calcule os torque de sincronização e amortecimento para $\omega = \omega_n$. O ponto de operação $P + jQ = 1,0 + j0$ é estável com este sistema de excitação?

g.3) Supondo que a carga fornece um amortecimento tal que $D = 1,0$, calcule o coeficiente de amortecimento líquido do sistema. Re-examinar a questão da estabilidade do ponto de operação.

h) Determinar o avanço de fase da função de transferência através da qual um sinal estabilizador derivado da velocidade angular ω_G , deverá ser processado a fim de produzir apenas torque de amortecimento, à frequência natural de oscilação ω_n . Determine também o ganho da função de transferência do estabilizador para que, nas condições do item (g.3), o coeficiente de amortecimento equivalente seja igual a 1,0.

Solução:

- Na condição de enlases de fluxo constantes o coeficiente de torque de sincronização é K_1 . Logo:

$$K_s = K_1 = 1,174$$

A frequência natural das oscilações eletromecânicas, nesta situação, é dada por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega K_1}{M}} = \sqrt{\frac{377 \times 1,174}{2 \times 5}} = 6,65 \text{ rad/s} \approx 1,06 \text{ Hz}$$

b) Sem considerar a ação do regulador e na condição de regime permanente ($\zeta = 0$), o coeficiente de torque de sincronização é obtido a partir de:

$$K_s = K_1 - K_2 K_3 K_4 = 1,174 - 1,47 \times 0,36 \times 1,88 = 0,179$$

c) À frequência ω_n é sem ação do regulador, a variação de torque elétrico da máquina é:

$$\Delta T_e = \left(K_1 - \frac{K_2 K_3 K_4}{1 + j\omega_n T'_{do} K_3} \right) \times \Delta \delta$$

Seção 7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

Para $\omega = \omega_n = 6,65 \text{ rad/s}$:

$$\Delta T_e = \left(1,174 - \frac{1,47 \times 0,36 \times 1,88}{1 + j6,65 \times 8,0 \times 0,36} \right) \Delta \delta = (1,171 + j0,052) \Delta \delta$$

Sendo o torque de sincronização a componente do torque elétrico em fase com as variações de ângulo, temos para $\omega = \omega_n$:

$$K_\delta = 1,171$$

O torque de amortecimento é a componente do torque elétrico em fase com a velocidade. Para $s = j\omega_n$, têm-se:

$$|\Delta \omega_G| = \left| \frac{j\omega_n}{377} \times \Delta \delta \right|$$

ou

$$\Delta \delta = \frac{377}{\omega_n} \Delta \omega_G$$

Portanto:

$$K_d = 0,052 \times \frac{377}{6,65} = 2,95$$

d) Para $\omega = \omega_n$, a constante de amortecimento, D_{eq} , é igual a K_d , obtido no item anterior. A razão de amortecimento equivalente é obtida a partir da equação característica do sistema com enlaces de fluxo constantes equivalente à operação em $\omega = \omega_n$, determinada com auxílio de K_d do item anterior e de D_{eq} :

$$\delta^2 + \frac{D_{eq}}{M} \delta + \frac{377K_d}{M} = 0$$

Comparando com:

$$s^2 + 2\zeta_{eq}\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

obtem-se

$$\zeta_{eq} = \frac{D_{eq}}{2M\omega_n} = 0,022$$

e) Considera-se agora a ação do regulador, mas para a situação de regime permanente, isto é, $s = 0$. Do diagrama de blocos do modelo de Heffron-Phillips, pode-se concluir que o coeficiente de sincronização nestas condições, considerando todas as contribuições de torque, será dado por:

$$K_s = K_1 - \frac{K_2 K_4}{K_c K_6} - \frac{K_2 K_5}{K_6}$$

onde as parcelas do lado direito correspondem respectivamente, ao coeficiente de torque com enlaces de fluxo constantes, ao efeito de reação da armadura na presença do regulador e ao efeito do ângulo de torque sobre a tensão terminal. Como se deseja recuperar, com o auxílio do regulador, o coeficiente de torque de sincronização do item (a):

$$K_s = K_1$$

o que fornece:

$$K_\epsilon = -\frac{K_4}{K_5} = -\frac{1,88}{-0,117} = 16,06 \text{ p.u./p.u.}$$

f) A fig.(16), em sua parte (a), representa o “laço reativo” do diagrama de Heffron-Phillips, em que o sistema de excitação é representado por $EXC(s)$ e em que ΔT_ϕ representa a componente de torque devida a variação de fluxo. Utilizando-se a álgebra de diagramas de blocos, é fácil verificar que o diagrama original pode ser modificada sucessivamente como mostrado nas partes (b) e (c) da figura.

f1) Do diagrama de blocos na parte (c) da figura, com $T_{do} = 8,0s$, $s = j6,65$ e

$$EXC(s) = \frac{20}{(1 + s0,5)(1 + s0,2)}$$

obtêm-se:

$$\Delta T_\phi(j6,65) = (-0,0093 + j0,062) \Delta \delta$$

de modo que:

$$K_s^\phi = -0,0093$$

$$K_d^\phi = 0,062 \times \frac{377}{6,65} = 3,51$$

f.2) Para verificar se o ponto de operação é estável, calculamos os coeficientes de torque de sincronização e amortecimento totais, nas condições descritas acima, isto é:

$$\Delta T_e = \Delta T_\delta + \Delta T_\phi$$

onde ΔT_δ é a variação de torque elétrico produzido diretamente pelas variações de ângulo de torque, isto é,

$$\Delta T_\delta = K_1 \Delta \delta$$

Assim:

$$\Delta T_e = [(1,174 - 0,0093) + j0,062] \Delta \delta$$

Seção 7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

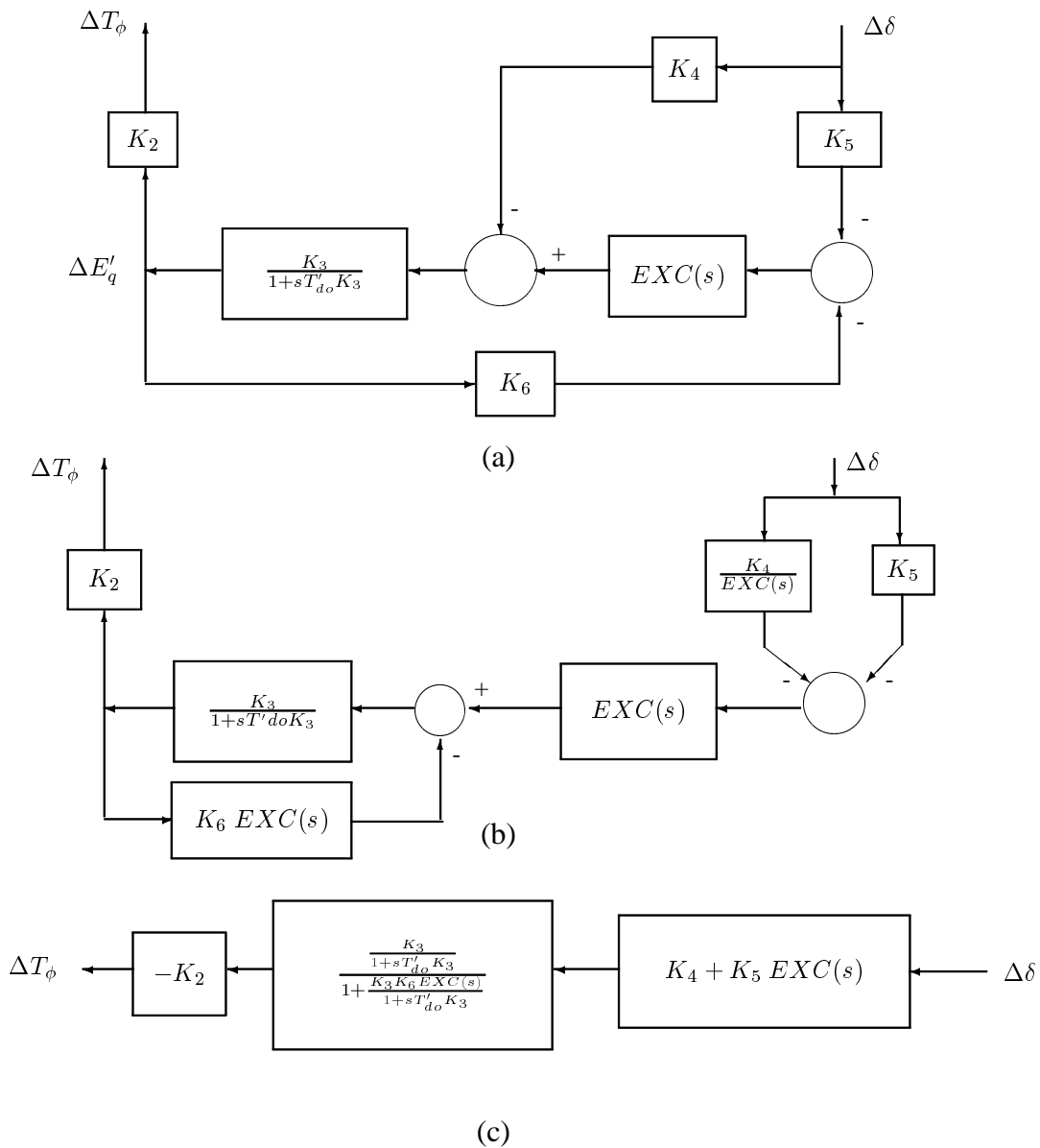


Figura 16: Diagrama de blocos para o laço reativo da máquina.

$$\Delta T_e = (1,165 + j0,062) \Delta \delta$$

É evidente que ambos os coeficientes de torque, de sincronização e de amortecimento, são maiores que zero. Portanto a condição de operação considerada do sistema de potência é *estável*.

g) No caso do sistema de excitação a tiristores, a função de transferência $EXC(s)$ a ser considerada na Fig.(16) é:

$$EXC(s) = \frac{100}{1 + s0,05}$$

g.1) Na condição de circuito aberto, o diagrama de blocos da malha de controle de tensão é dado na Fig.(6). Portanto, a função de transferência em malha aberta do sistema, para $s = j\omega$, é:

$$FTMA(j\omega) = \frac{100}{(1 + j\omega0,05)(1 + j\omega8,0)}$$

A frequência de cruzamento de ganho é obtida de:

$$|FTMA(j\omega_1)| = 1,0$$

ou

$$\frac{100}{\sqrt{(1 + 0,0025\omega_1^2)(1 + 64\omega_1^2)}} = 1$$

o que fornece:

$$\omega_1 = 10,96 \text{ rad/s}$$

A fase de $FTMA$ nesta frequência é:

$$\phi(\omega_1) = -tg^{-1}(0,05\omega_1) - tg^1(8\omega_1) = -118,07^\circ$$

Conseqüentemente, a margem de fase da malha de controle de tensão em circuito aberto é:

$$M_\phi = 180^\circ + Q(\omega_1) = 61,93^\circ$$

Verifica-se portanto que a margem de fase da malha de controle de tensão a vazio é considerável, o que significa que, nestas condições, o *sistema de controle de Tensão* é bastante estável.

g.2) Os torques de sincronização e amortecimento devidos à variação de fluxo e considerando sistema de excitação rápido podem ser obtidos da Fig.(16) similarmente ao que foi feito no item (f), com a única diferença de que agora $EXC(s)$ é dado como no item (g). O torque elétrico total pode posteriormente ser calculado, o que fornece:

Seção 7.5 Projeto de estabilizadores de sistemas de potência

$$\Delta T_e(s) = (0,0533 - j0,252)\Delta\delta$$

Como a componente de torque de amortecimento é negativa, conclui-se que o sistema de potência é *instável*. Note que, considerando o resultado do item (g.1), este resultado não pode ser atribuído à falta de estabilidade da malha de controle excitação da máquina.

g.3) Seja $D_L = 1,0$ o coeficiente de amortecimento devido à carga. O coeficiente de amortecimento líquido é portanto:

$$D_{liq} = D_L + D_{eq}^\phi$$

onde D_{eq}^ϕ é o coeficiente de amortecimento da máquina devido às variações de fluxo. Do item (g.2), tem-se:

$$D_{eq}^\phi = -0,252 \times \frac{377}{6,65} = -14,3$$

Portanto:

$$D_{liq} = 1,0 + (-14,3) = -13,3$$

Conclui-se portanto que, mesmo se considerando o amortecimento da carga, o coeficiente de amortecimento líquido persiste sendo negativo, o que significa que o sistema de potência continua instável.

h) Conforme visto anteriormente, as características de fase de um sinal estabilizador derivado da velocidade do eixo da máquina devem ser ajustados de modo a compensar o atraso de fase da função de transferência $GEP(j\omega)$ na frequência dos modos eletromecânicos, ω_n . Da Fig.(15), com $EXC(s)$ do item (g):

$$GEP(s) = \frac{K_2 K_3 K_\epsilon}{(1 + sT_\epsilon)(1 + sK_3 T'_{do}) + K_3 K_6 K_\epsilon}$$

Para

$$s = j\omega_n = j6,65$$

tem-se:

$$GEP(j6,65) = 2,616 \angle (-74,3^\circ)$$

Logo, para que o sinal estabilizador produza um torque que seja puramente de amortecimento em $\omega = \omega_n$:

$$\angle PSS_\omega(j\omega_n) = 74,3^\circ$$

onde $PSS_\omega(\delta)$ é a função de transferência do estabilizador. Quanto ao ganho de $PSS_\omega(j\omega_n)$, é primeiramente necessário reconhecer que, com a aplicação do sinal

estabilizador, o mesmo também contribui para o coeficiente de amortecimento líquido da máquina, isto é:

$$D_{líq} = D_L + D_{eq}^{\phi} + D_{PSS}$$

onde D_{PSS} é a contribuição de amortecimento do sinal estabilizador na frequência ω_n . Como este sinal atua através de $GEP(\delta)$, tem-se:

$$D_{PSS} = |GEP(j\omega_n)| \times |PSS(j\omega_n)|$$

Para que o coeficiente líquido de amortecimento seja igual a 1,0, é necessário portanto que:

$$D_L + D_{eq}^{\phi} + |GEP(j\omega_n)| \times |PSS(j\omega_n)| = 1,0$$

ou

$$1,0 + (-14,3) + 2,616 |PSS(j\omega_n)| = 1,0$$

de onde:

$$|PSS(j\omega_n)| = 5,47$$

Portanto, para as especificações dadas para osinal estabilizador, têm-se:

$$PSS(j\omega_n) = 5,47 \angle 74,3^{\circ}$$

7.6 Exercícios

1. Um gerador síncrono alimenta uma carga local de $0,2745 - j0,288$ e entrega, através de uma linha de impedância $0,0342 + j0,997 pu$, uma potência de $0,7447 - j0,2556 pu$ a um grande sistema metropolitano que pode ser considerado como uma barra infinita. A tensão terminal da máquina é $1,05 \angle 41,67^{\circ}$ e a tensão da barra infinita é igual a $1,051 \angle 0^{\circ}$. Nestas condições, os parâmetros do modelo linearizado de Heffron-Phillips são os seguintes:

$$\begin{aligned} K_1 &= 0,5440 & K_3 &= 0,6584 & K_5 &= -0,0955 \\ K_2 &= 0,1206 & K_4 &= 0,6982 & K_6 &= 0,8159 \end{aligned}$$

A constante de inércia H da máquina é igual a $4,63 s$ e a constante de tempo T'_{do} é igual a $7,76 s$.

- a) Na hipótese de enlaces de fluxo constante no eixo- d , determine:
 - a.1) O coeficiente de potência de sincronização, K_s ;
 - a.2) A frequência de oscilação dos modos eletromecânicos, ω_n .

Seção 7.6 Exercícios

- b) Considerando agora também o efeito de reação da armadura mas desprezando ação de regulador de tensão, calcule o coeficiente de potência de sincronização líquido em regime permanente;
- c) Considerando ainda as condições do item (b), determine:
- O torque elétrico líquido resultante na frequência natural de oscilação dos modos eletromecânicos;
 - A constante de amortecimento D_{RA} e a razão de amortecimento correspondente, ζ_{RA} , equivalentes à ação amortecedora da reação da armadura, na frequência dos modos eletromecânicos.
- d) Considerando agora também a ação do regulador, qual o ganho K_E do regulador que cancela exatamente o efeito dessincronizante da reação da armadura, em regime permanente?
- e) Supondo um sistema de excitação idealizado ($T_E = 0$ e $K_E \rightarrow \infty$), calcule o componente do torque elétrico devido à variação de fluxo, em regime permanente. Compare o coeficiente de torque de sincronização deste caso com o do item (a);
- f) Seja a função de transferência do sistema de excitação dada por:

$$EXC(S) = \frac{K_E}{1 + ST_E}, \quad K_E = 50 \text{ pu/pu}, \quad T_E = 0,05 \text{ s}$$

Quais os torques de sincronização e amortecimento desenvolvidos na frequência dos modos eletromecânicos com a presença deste regulador? O ponto de operação é estável?

- g) Determine o avanço de fase e o ganho de um sinal estabilizador derivado de velocidade $\Delta \omega_G$ de modo que:
- O torque de amortecimento produzido pelo sinal estabilizador forneça uma razão de amortecimento equivalente (sem levar em conta possíveis efeitos amortecedores da carga) de 10%;
 - O torque elétrico produzido pelo estabilizador à frequência ω_n seja permanente de amortecimento.
- h) Considerando que a função de transferência do estabilizador é da forma:

$$PSS(s) = K_{PSS} \frac{(1 + sT_1)^2}{(1 + sT_2)^2}$$

com $T_2 = 0,05 \text{ s}$, determine K_{PSS} e T_1 para que, em $\omega = \omega_n$, o sinal tenha as características especificadas no item (g).