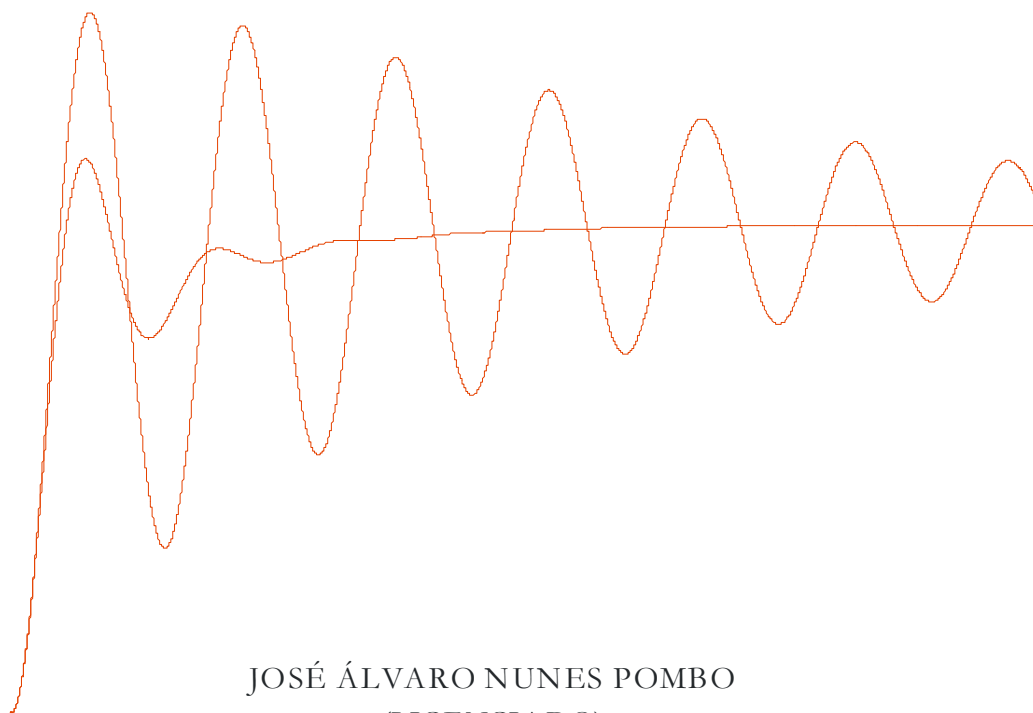




# UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR

---

## CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA



JOSÉ ÁLVARO NUNES POMBO  
(LICENCIADO)

DISSERTAÇÃO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE  
EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA

**Orientador:** Professor Doutor Sílvio José Pinto Simões Mariano

JULHO 2009

**UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR**

Departamento de Engenharia Electromecânica

**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS  
DE ENERGIA ELÉCTRICA**

José Álvaro Nunes Pombo

(Licenciado)

**DISSERTAÇÃO PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE**

**EM**

**ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES**

Covilhã

Julho 2009

Tese realizada sob a supervisão de

**Prof. Doutor Sílvio José Pinto Simões Mariano**

Professor Auxiliar do

Departamento de Engenharia Electromecânica da

**Universidade da Beira Interior**

*Aos meus Pais, que dedicaram toda  
a vida aos filhos.*

## *RESUMO*

Este trabalho é sobre o problema da utilização da teoria do controlo aplicada à geração em sistemas de energia eléctrica. O controlo da geração compreende dois sistemas de controlo: o controlo da geração da potência activa -- regulador de frequência e o controlo da geração da potência reactiva -- regulador de tensão. Neste trabalho são estudados estes dois sistemas de controlo.

São propostos vários tipos de controladores para os dois sistemas de controlo, após se ter apresentado uma selecção dos tópicos mais relevantes da teoria do controlo óptimo. Apresentou-se uma forma original de determinar controladores por realimentação directa das saídas para o regulador de tensão e para o regulador de frequência. Comparam-se os resultados obtidos com os diferentes controladores e com o controlo clássico dos dois sistemas de controlo.

### **Palavras chave**

Sistemas de energia eléctrica

Controlo automático da geração

Aplicação da teoria do controlo

Regulador de frequência

Regulador de tensão

Realimentação óptima de estado

Realimentação óptima das saídas

## *ABSTRACT*

This thesis is on the application of control theory to the generation control of electric power systems. The generation control comprises two control systems: the control system for the active power -- frequency regulator, and the control system for the reactive power -- voltage regulator. Both of these control systems are studied.

Upon presentation of a selection of relevant topics of control theory, various types of controllers are proposed for the frequency and voltage control systems. A new procedure for the optimal output feedback control of the frequency and voltage systems has been proposed. The results obtained with the new optimal control systems are compared with each other and with those for control systems based on classic control.

### **Key words**

Electric power systems

Automatic generation control

Control theory applications

Frequency regulator

Voltage control

Optimal state feedback control

Optimal output feedback control

## AGRADECIMENTOS

*Aos meus pais, pelo amor incondicional e pela paciência. Por terem feito o possível e o impossível para me oferecerem a oportunidade, acreditando e respeitando minhas decisões e nunca deixando que as dificuldades acabassem com os meus sonhos, serei imensamente grato.*

*Ao meu irmão Pedro, pela grande amizade e apoio.*

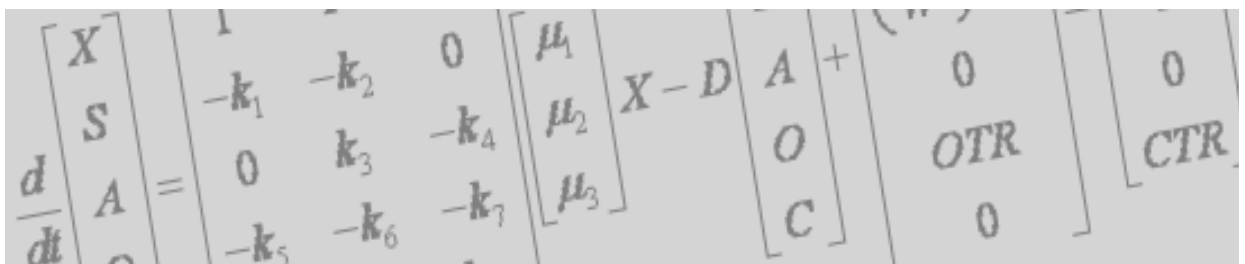
*No posso deixar de colocar em lugar de destaque o meu orientador científico Professor Sílvio José Pinto Simões Mariano, pela sua disponibilidade para o esclarecimento das minhas dúvidas e a sua preciosa contribuição na estruturação e escrita da tese.*

*Aos docentes da Universidade da Beira Interior expresso aqui a minha gratidão pelos conhecimentos transmitidos.*

*Também não posso deixar de agradecer à Ana Rita pelo amor, amizade, e sobretudo pela companhia, melhor não podia encontrar.*

*E por fim a todos aqueles que, directa ou indirectamente, contribuíram para a realização do presente trabalho.*

# Índice



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

## Capítulo 1

<b>Enquadramento</b>	1
1.1 Enquadramento	2
1.2 Contribuição	15
1.3 Organização da dissertação	15

## Capítulo 2

<b>Regulador de Frequência</b>	17
2.1 Introdução	18
2.2 Modelação do sistema de energia eléctrica	19
2.2.1 Modelação do sistema de potência	19
2.2.2 Modelação do sistema de potência com interligação	23
2.2.3 Modelação das turbinas	25
2.2.4 Modelação do regulador de velocidade	28
2.3 Estatismo	32
2.4 Controlo primário	34
2.4.1 Análise da estabilidade e da resposta do sistema em regime estacionário e transitório	35
2.4.1.1 Estabilidade do sistema	36
2.4.1.2 Resposta em regime estacionário	37
2.4.1.3 Resposta em regime transitório	38
2.5 Controlo secundário	39
2.5.1 Análise da estabilidade e da resposta do sistema em regime transitório	40
2.5.1.1 Estabilidade do sistema	41
2.5.1.2 Resposta em regime transitório	44
2.6 Sistema de duas áreas interligadas sem controlo secundário	45
2.6.1 Resposta em regime estacionário	46
2.6.2 Resposta em regime transitório	49

2.7 Sistema de duas áreas interligadas com controlo secundário	55
2.7.1 Resposta em regime transitório	56
2.8 Sistema com três áreas interligadas	60
2.8.1 Resposta do sistema sem controlo secundário	64
2.8.2 Resposta do sistema com controlo secundário	67

## Capítulo 3

<b>Regulador de Tensão</b>	69
3.1 Introdução	70
3.2 Modelação do regulador de tensão	73
3.2.1 Modelação do sistema de excitação	74
3.2.2 Modelação da malha de estabilização	76
3.2.3 Modelação do sistema de potência	77
3.3 Estabilidade do regulador de tensão	78
3.3.1 Estabilidade do regulador de tensão sem malha de estabilização	78
3.3.2 Estabilidade do regulador de tensão com malha de estabilização	80
3.4 Gerador síncrono interligado a um barramento de potência infinita	83
3.4.1 Estabilidade do regulador de tensão quando interligado a um barramento de potência infinita	84
3.5 Malha de estabilização PSS	88
3.5.1 Dimensionamento de uma malha de estabilização	89
3.5.2 Estabilidade do regulador de tensão quando interligado a um barramento de potência infinita com PSS	90
3.6 Análise temporal do regulador de tensão	92

## Capítulo 4

<b>Controlo Ótimo</b>	96
4.1 Introdução	97
4.2 Realimentação ótima das variáveis de estado	98
4.2.1 Seleção das matrizes de peso $Q$ e $R$	102
4.3 Realimentação ótima das saídas	107

4.3.1	<i>Seleccção da matriz de ganhos <math>F</math></i>	109
4.3.2	<i>Determinação das constantes da matriz de ganhos <math>F</math></i>	112
4.3.2.1	<i>Algoritmo</i>	113
<b>Capítulo 5</b>		
<b>Controlo Óptimo de Frequência</b>		114
5.1	<i>Introdução</i>	115
5.2	<i>Regulador óptimo de frequência por realimentação das variáveis de estado</i>	115
5.2.1	<i>Análise temporal do regulador óptimo de frequência</i>	117
5.3	<i>Regulador óptimo de frequência por realimentação óptima das saídas</i>	119
5.4	<i>Controlo descentralizado por realimentação óptima das saídas</i>	120
5.4.1	<i>Análise temporal do regulador óptimo descentralizado de frequência</i>	121
5.5	<i>Sistema de quatro áreas interligadas</i>	123
5.5.1	<i>Controlo centralizado por realimentação óptima das variáveis de estado</i>	126
5.5.1.1	<i>Análise temporal do regulador óptimo de frequência</i>	127
5.5.2	<i>Controlo descentralizado por realimentação óptima das saídas</i>	129
5.5.2.1	<i>Análise temporal do regulador óptimo de frequência</i>	131
5.6	<i>Conclusões</i>	133
<b>Capítulo 6</b>		
<b>Controlo Óptimo de Tensão</b>		135
6.1	<i>Introdução</i>	136
6.2	<i>Regulador óptimo de tensão por realimentação óptima, das variáveis de estado</i>	136
6.2.1	<i>Análise temporal do regulador óptimo de tensão</i>	139
6.3	<i>Regulador de tensão com entrada auxiliar de controlo</i>	142
6.3.1	<i>Regulador óptimo de tensão com entrada auxiliar de controlo por realimentação das variáveis de estado</i>	144

6.3.1.1 <i>Análise temporal do regulador óptimo de tensão, com entrada auxiliar de controlo</i>	146
6.3.2 <i>Regulador óptimo de tensão com entrada auxiliar de controlo por realimentação óptima das saídas</i>	148
6.3.2.1 <i>Análise temporal do regulador óptimo de tensão, com entrada auxiliar de controlo</i>	150
6.4 <i>Conclusões</i>	152

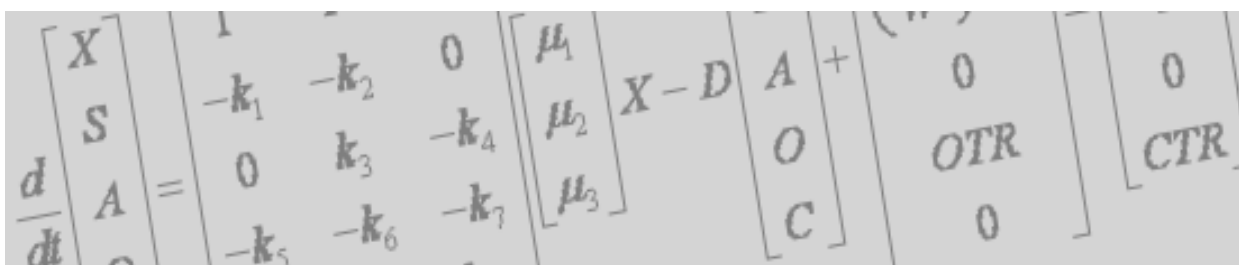
## **C**apítulo 7

<b>C</b> onclusão	153
7.1 <i>Considerações finais</i>	154
7.2 <i>Direcções de investigação</i>	156
<b>R</b> eferências Bibliográficas	158

## **A**pêndice A

*Optimal Output Control, Load Frequency Control of a Large Power System.*

# Lista de Figuras e Tabelas



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

- Fig. 1.1 – Diagrama de Transição de Estados do Sistema.
- Fig. 2.1 – Modelo Linear do sistema de Potência.
- Fig. 2.2 – Diagrama de blocos da interligação entre área.
- Fig. 2.3 – Modelo geral de turbinas a vapor (sem/com reaquecimento).
- Fig. 2.4 – Representação esquemática de um sistema de controlo de velocidade de uma turbina.
- Fig. 2.5 – Diagrama de blocos do regulador de velocidade.
- Fig. 2.6 – Característica Potência-Frequência em Regime Estacionário.
- Fig. 2.7 – Sistema com  $n$  Geradores em Paralelo.
- Fig. 2.8 – Diagrama de Blocos de uma Área Isolada com Controlo Primário.
- Fig. 2.9 – Lugar geométrico das raízes em função de  $1/R$  controlo primário.
- Fig. 2.10 – Resposta do sistema a uma variação em escalão, na carga, ( $\Delta P_D = 0.1 p.u.$ ) (controlo primário).
- Fig. 2.11 – Diagrama de blocos de uma Área isolada com controlo secundário.
- Fig. 2.12 – Lugar geométrico das raízes do sistema em função do ganho integral e de diferentes valores de estatismo.
- Fig. 2.13 – Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de estatismo, obtida através do critério de Routh-Hurwitz.
- Fig. 2.14 – Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de  $T_G$ , obtida através do critério de Routh-Hurwitz.
- Fig. 2.15 – Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de  $T_I$ , obtida através do critério de Routh-Hurwitz.
- Fig. 2.16 – Resposta no tempo da variação da frequência que segue uma variação em escalão, na carga  $\Delta P_D = 0.1 p.u.$ .

- Fig. 2.17 – Diagrama de blocos do regulador de frequência, para duas áreas interligadas sem controle secundário.
- Fig. 2.18 – Desvio de frequência que segue uma variação em escalão, na carga da área 1, sem controle integral.
- Fig. 2.19 – Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação em escalão, na carga da área 1, sem controle integral.
- Fig. 2.20 – Desvio de frequência que segue uma variação em escalão, na carga da área 1,  $T_{12} = 10$ .
- Fig. 2.21 – Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação em escalão, na carga da área 1,  $T_{12} = 10$ .
- Fig. 2.22 – Diagrama de blocos do regulador de frequência, para duas áreas interligadas com controle secundário.
- Fig. 2.23 – Desvio de frequência que segue uma variação em escalão, na carga da área 1, com  $K_{i1} = K_{i2} = 0.5$ .
- Fig. 2.24 – Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação, em escalão, da carga.
- Fig. 2.25 – Sistema com três áreas interligadas.
- Fig. 2.26 – Diagrama de blocos para três áreas interligadas com controle Secundário.
- Fig. 2.27 – Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1.
- Fig. 2.28 – Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1.
- Fig. 2.29 – Variação da potência de interligação que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1.
- Fig. 2.30 – Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1, com controle secundário  $K_{ii} = 0.5$ .
- Fig. 2.31 – Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1 com controle secundário.

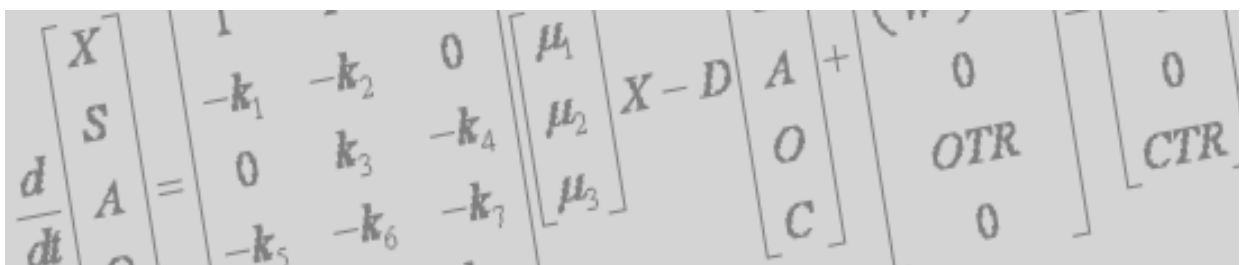
- Fig. 2.32 – *Variação da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão na carga da área 1, com controlo secundário.*
- Fig. 3.1 – *Sistema de excitação por excitatriz de corrente alternada.*
- Fig. 3.2 – *Sistema de excitação sem escovas.*
- Fig. 3.3 – *Sistema de excitação estático.*
- Fig. 3.4 – *Sistema de regulação automática de tensão.*
- Fig. 3.5 – *Curva de saturação em carga.*
- Fig. 3.6 – *Diagrama de blocos da excitatriz.*
- Fig. 3.7 – *Diagrama de blocos do regulador de tensão.*
- Fig. 3.8 – *Diagrama de blocos do regulador de tensão.*
- Fig. 3.9 – *Lugar geométrico das raízes do sistema da Fig. (3.8) sem malha de estabilização.*
- Fig. 3.10 – *Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta.*
- Fig. 3.11 – *Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta.*
- Fig. 3.12 – *Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta com  $K_F = 0.02$  e  $T_F = 0.2s$ .*
- Fig. 3.13 – *Gerador Síncrono interligado a um barramento de Potência infinita.*
- Fig. 3.14 – *Modelo de Heffron-Phillips.*
- Fig. 3.15 – *Regulador de tensão de um gerador interligado a um barramento de potência infinita.*
- Fig. 3.16 – *Regulador de tensão para  $\Delta V_{ref} = 0$ ,  $K_R = 1$  e  $T_R = 0$ .*
- Fig. 3.17 – *Posicionamento dos pólos do sistema representado na Fig. (3.16).*

- Fig. 3.18 – Diagrama de blocos de um PSS clássico.
- Fig. 3.19 – Regulador de tensão de um gerador interligado a um barramento de potência infinita com PSS.
- Fig. 3.20 – Lugar geométrico das raízes para o regulador de tensão com PSS e  $K_5 < 0$ .
- Fig. 3.21 – Resposta da variação do ângulo  $\Delta\delta$  ao escalão  $K_5 < 0$ .
- Fig. 3.22 – Resposta da variação do ângulo  $\Delta\delta$  ao escalão  $K_5 > 0$ .
- Fig. 3.23 – Resposta da variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  ao escalão  $K_5 < 0$ .
- Fig. 3.24 – Resposta da variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  ao escalão,  $K_5 > 0$ .
- Fig. 4.1 – Representação esquemática do sistema não controlado (equação (4.17)).
- Fig. 4.2 – Representação esquemática sistema controlado (equação (4.19)).
- Fig. 4.3 – Sistema controlado por realimentação óptima das saídas.
- Fig. 5.1 – Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 5.2 – Variação da potência mecânica e da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ) na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 5.3 – Variação da frequência que segue uma perturbação em Escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controle Descentralizado por Realimentação das saídas.
- Fig. 5.4 – Variação da potência mecânica e da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ) na carga da área 1, com Controle Descentralizado por Realimentação das saídas.

- Fig. 5.5 – Sistema com quatro áreas interligadas.
- Fig. 5.6 – Diagrama de blocos para quatro áreas interligadas com controle secundário.
- Fig. 5.7 – Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 5.8 – Variação da potência de Interligação que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 5.9 – Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 5.10 – Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controle Descentralizado por Realimentação das saídas.
- Fig. 5.11 – Variação da potência de Interligação que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controle Descentralizado por Realimentação das saídas.
- Fig. 5.12 – Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controle Descentralizado por Realimentação das saídas.
- Fig. 6.1 – Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.2 – Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.3 – Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.

- Fig. 6.4 – Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.5 – Diagrama de blocos de  $G_e(s)$ .
- Fig. 6.6 – Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.7 – Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.8 – Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.9 – Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.
- Fig. 6.10 – Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação directa das saídas.
- Fig. 6.11 – Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.

# Lista de Símbolos, Abreviaturas e Acrónimos



***CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA***

Com vista a facilitar a leitura desta tese, apresenta-se a lista dos símbolos, abreviaturas e acrónimos mais utilizados, estando os mesmos devidamente definidos e caracterizados no local do texto onde surgem pela primeira vez.

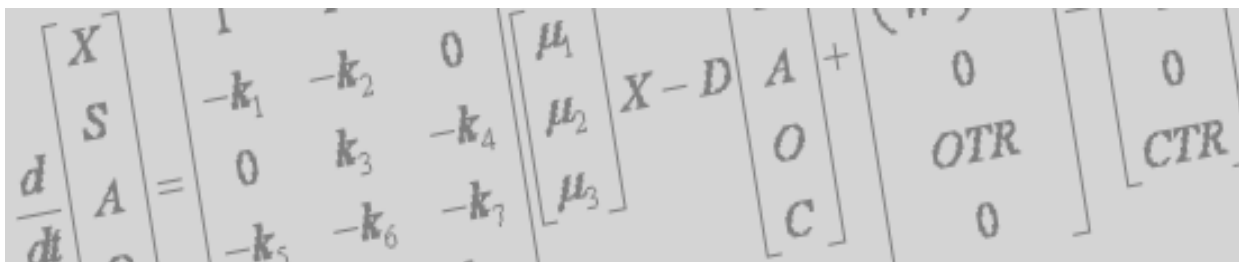
$M$	– Coeficiente de Inércia.
$D$	– Coeficiente de amortecimento.
$H$	– Constante de inércia.
$\delta$	– Ângulo rotórico.
$f^0$	– Frequência nominal do sistema.
$P_{Mi}$	– Potência mecânica desenvolvida pela máquina $i$ .
$P_{Gi}$	– Potência eléctrica desenvolvida pela máquina $i$ .
$W_{cin}$	– Energia cinética.
$\Delta f$	– Desvio da frequência em relação à frequência nominal do sistema.
$T_p$	– Constante de tempo do sistema de potência.
$K_p$	– Factor de ganho do sistema de potência.
$P_{int}$	– Potência de interligação.
$P_{max}$	– Potência activa máxima.
$\theta_i$	– Ângulo de fase da tensão interna da máquina $i$ .
$T_{iv}$	– Binário sincronizante da linha de interligação.
$R$	– Estatismo.
$T_G$	– Constante de tempo do regulador de velocidade.
$K_G$	– Factor de ganho do regulador de velocidade.
$\Delta P_D$	– Variação da carga.
$\Delta P_r$	– Desvio face ao valor de referência.
$T_T$	– Constante de tempo da turbina.
$\beta$	– Característica de resposta em frequência da área.

- $K_I$  – Factor de ganho de controlo Integral.
- $\Delta f^{est}$  – Desvio da frequência em regime estacionário.
- $\Delta P_{int}^{est}$  – Desvio da potência de interligação em regime estacionário.
- $K_R$  – Factor de ganho do transdutor.
- $T_R$  – Constante de tempo do transdutor.
- $K_A$  – Factor de ganho do amplificador.
- $T_A$  – Constante de tempo do amplificador.
- $S_E$  – Função de saturação da excitatriz.
- $K_F$  – Factor de ganho do estabilizador.
- $T_F$  – Constante de tempo do estabilizador.
- $X'_d$  – Reactância de eixo directo transitória.
- $X_d$  – Reactância de eixo directo síncrona.
- $X_c$  – Reactância exterior vista dos terminais do gerador.
- $T'_{d0}$  – Constante de tempo em circuito aberto do eixo directo.
- $\phi_{comp}$  – Ângulo de compensação.
- $\Delta|V_a|$  – Módulo da tensão aos terminais do gerador.
- $T_s$  – Binário sincronizante.
- $K_1 \cdots K_6$  – Constantes do Modelo de Heffron - Phillips.
- $E_{fd}$  – Tensão de saída do sistema de excitação.
- $R_E$  – Resistência da linha de Interligação.
- $X_E$  – Reactância da linha de Interligação.
- $\omega^o$  – Velocidade síncrona = 377 (rads/s).
- $|E'_a|$  – Função de fluxo de acoplamento.
- $V_{ref}$  – Tensão de referência do regulador de tensão.
- $\Delta x_A \cdots \Delta x_E$  – Deslocamentos do regulador de velocidade.
- $B$  – Factor de ponderação Bias.

- $K_E$  – Factor de ganho da excitatriz.
- $T_E$  – Constante de tempo da excitatriz.
- $x$  – Vector de estado.
- $u$  – Vector de entrada.
- $p$  – Vector de perturbação.
- $y$  – Vector de saída.
- $K_{SS}$  – Factor de ganho do PSS convencional.
- $T_1 \cdots T_4$  – Capítulo 3 constantes de tempo do PSS convencional.
- $T_w$  – Capítulo 3 constante de tempo do filtro Washout.
- $T_1 \cdots T_3$  – Capítulo 2 constante de tempo do Modelo geral de turbinas a vapor (sem/com reaquecimento).
- $K_1 \cdots K_3$  – Capítulo 2 factores de ganho do Modelo geral de turbinas a vapor (sem/com reaquecimento).
- $T_w$  – Constante de tempo das turbinas hidráulicas.
- $k_1 \cdots k_5$  – Constantes do regulador de velocidade.
- SEE – Sistema de Energia Eléctrica.
- AVR – Automatic Voltage Regulator.
- AGC – Automatic generation control.
- NASPIC – North American Power Systems Interconnection Committee.
- AFRC – Area frequency response characteristic.
- ACE – Area Control Error.
- PSS – Power Systems Stabilizer.

# Capítulo 1

## Enquadramento



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

## *1.1 Enquadramento*

As sociedades fortemente industrializadas são cada vez mais dependentes da energia, pelo que, hoje em dia, os Sistemas de Energia Eléctrica (SEE) são complexos sistemas que cobrem áreas geográficas de dimensões continentais que exigem uma elevada qualidade de serviço e segurança na exploração dos sistemas.

Na exploração de um Sistema de Energia Eléctrica (SEE) há, a indispensabilidade de garantir a capacidade do sistema alimentar as cargas de uma forma contínua, e com as grandezas que o caracterizam dentro dos valores contratuais. Isto significa que essas grandezas, embora possam variar, têm que ser mantidas dentro de valores apertados de tolerância, para que os equipamentos dos consumidores possam funcionar de uma forma satisfatória. Os centros de controlo têm exactamente por objectivo monitorizar o estado do SEE, de modo que tal propósito seja atingido.

Com a expansão e na grande maioria das situações os SEE não funcionam isolados antes interligados, como sistema isolado deve-se entender o caso de uma única unidade alimentando uma carga ou uma área com varias unidades, introduzindo-se assim um conceito importante denominado como área de controlo e podemos-la definir como uma parte de um SEE na qual os grupos de unidades geradoras são responsáveis pelo suprimento das variações da carga contida nesta parte do sistema [1]. Esta área pode ser interligada a uma ou mais áreas através de interligações. As vantagens da interligação são várias [2,3,4], (i) ajuda mútua da acção dos reguladores de velocidade de todas as unidades geradoras do sistema, ela ocorre quando um determinada área sofre perda de capacidade de geração ou um aumento repentino de carga provocando uma queda de frequência, essa queda será sentida por todos os reguladores de velocidade do sistema interligado os quais por sua vez irão distribuir a carga

entre si, (ii) melhor regulação da frequência uma vez que o sistema ao interligar-se possuirá maior energia cinética do que estando isolado, (iii) possibilita a compra e venda de energia excedente, (iv) por motivos económicos, desvantagens (i) aumento da complexidade decorrente do vasto número de factores a serem considerados isto é um aumento na quantidade de informação a serem analisadas, (ii) propagação das perturbações para as restantes áreas interligadas.

Apesar de todas as preocupações tomadas aquando do planeamento e concepção de uma rede a ocorrência de alguns incidentes e posterior sequência de acontecimentos pode provocar situações de colapso total ou parcial do sistema.

Segundo [5,6], na exploração de um SEE os níveis de qualidade de serviço exigidos e as limitações físicas de operacionalidade dos componentes do sistema de energia eléctrica condicionam o seu funcionamento, podendo estas condicionantes ser equacionadas através de um conjunto de restrições de igualdade ( $I$ ) e desigualdade ( $D$ ) a partir deste conjunto de restrições [7] estabeleceu o conjunto de estados em que o sistema pode residir, a partir das quais [8] definiram um diagrama de transição, que se apresenta na Fig. 1, acrescido de algumas modificações associadas à especificidade das transições.

As equações diferenciais que modelizam o funcionamento dinâmico dos componentes do sistema, são expressas matematicamente por,

$$f(x, u) = \dot{x} \tag{1.1}$$

onde

$f$  – Vector de funções não-lineares.

$x$  – Vector de variáveis de estado.

$u$  – Vector de variáveis de controlo.

Os sistemas algébricos de equações são constituídos por igualdades associadas à produção e ao consumo e por desigualdades associadas às restrições da rede eléctrica, como por exemplo, que a tensão e a corrente não devem ultrapassar determinados valores máximos, tendo em atenção as características físicas dos componentes. As restrições de igualdade e desigualdade são dadas pelas expressões,

$$g(x, u) = 0 \quad (1.2)$$

$$h(x, u) \leq 0 \quad (1.3)$$

onde

$g$  – Vectors de funções não-lineares.

$h$  – Vectors de funções não-lineares.

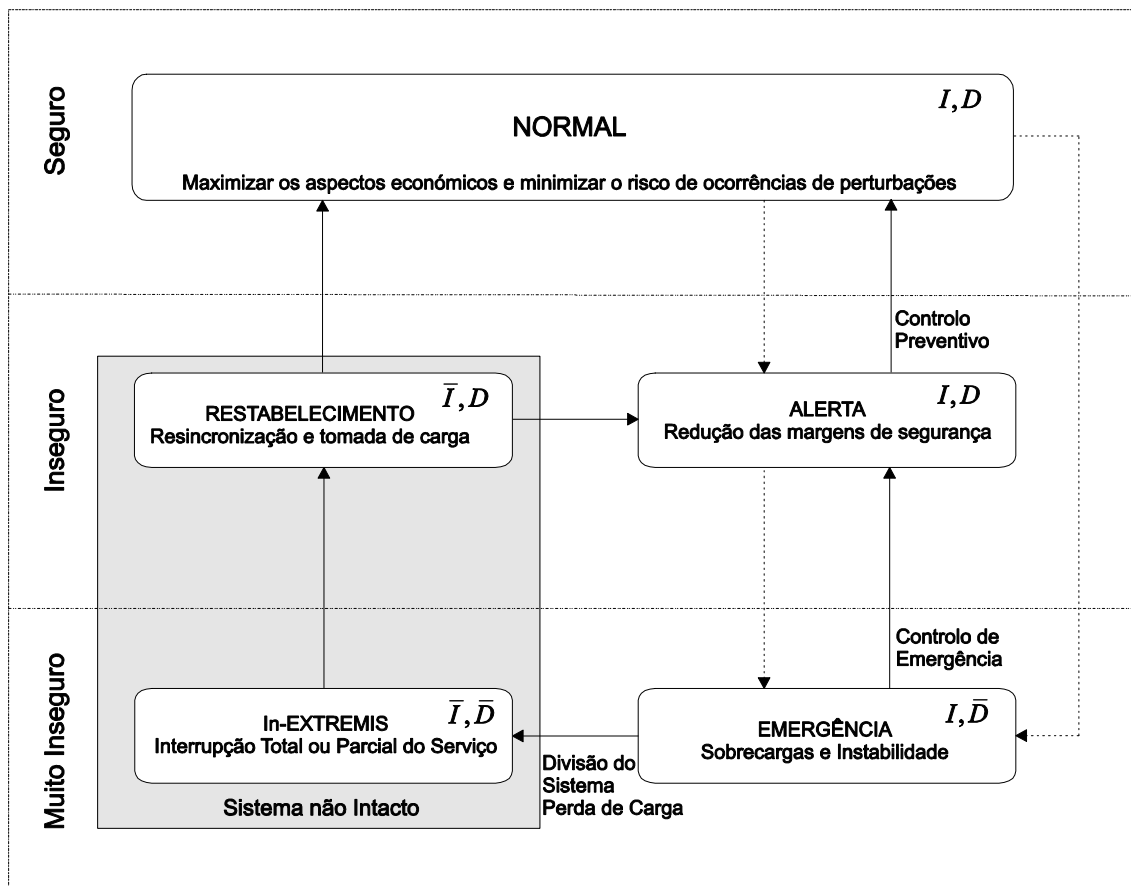
Pode ainda ser considerado um conjunto de funções de segurança, que permite a avaliação da robustez do sistema, entenda-se como robustez do sistema como a capacidade do sistema para funcionar numa situação de equilíbrio em condições normais e de perturbação, face a um determinado conjunto de contingências. As restrições de segurança podem ser caracterizadas matematicamente através da desigualdade,

$$s(x, u) \leq 0 \quad (1.4)$$

onde

$s$  – Vector de funções não-lineares associadas às restrições de operação e de carga para uma dada contingência.

Na Fig. 1 as linhas a cheio representam transições devidas a incidentes na rede, as linhas a tracejado representam transições devidas a acções de controlo. A barra sobre os caracteres I e D significam que são violadas as correspondentes restrições de igualdade ou desigualdade.



**Fig. 1** Diagrama de Transição de Estados do Sistema [6].

O estado de funcionamento normal é caracterizado por se satisfazer os consumos, não haver violação dos limites de operacionalidade em nenhum dos componentes e estarem asseguradas margens de segurança pré-definidas.

Neste estado a gestão do sistema é realizada segundo um critério de minimização dos custos de exploração, sendo geralmente programadas numa base horária, com pelo menos vinte e quatro horas de antecedência, a partir de uma previsão de cargas do conhecimento das disponibilidades dos componentes do sistema e das disponibilidades energéticas.

O sistema entra em estado de alerta quando deixam de ser assegurados certos critérios de segurança de exploração, uma situação típica do estado de alerta surgirá se a reserva girante se encontrar num valor inferior ao

considerado como seguro, devido por exemplo, ao disparo de um grupo ou a uma evolução não prevista da carga.

Quando os operadores do sistema detectam um estado de alerta devem empreender um conjunto de acções de controlo preventivo, de forma a conduzi-lo para o estado de funcionamento seguro.

Se uma perturbação grave ocorrer e não forem tomadas medidas atempadas o sistema entra em estado de emergência quando deixam de ser respeitadas determinadas restrições de desigualdade, se determinadas acções de controlo de emergência não forem tomadas rapidamente, haverá inevitavelmente perda de alguns elementos da rede num curto intervalo de tempo. Esta situação pode, por exemplo, surgir se uma linha de transmissão entrar em sobrecarga e não existir uma redistribuição da potência que circula na mesma. Caso esta redistribuição não se verifique em tempo útil, a protecção de sobrecarga actuará e a linha será colocada fora de serviço com todas as suas consequências. Se as medidas correctivas não forem tomadas atempadamente, ou não forem efectivas, então o sistema entra no estado in-extremis.

O estado in-extremis corresponde a uma situação de colapso total ou parcial do sistema em que se divide, e em que ocorre perda de carga. A estratégia tem agora por objectivo minimizar as consequências do incidente, sendo, nomeadamente, admissível o deslastre de cargas e a definição de áreas que se podem manter em funcionamento, isoladas do sistema. A determinação de uma política óptima de deslastre de cargas é extremamente importante, sendo uma tarefa complexa que requer um enorme esforço de cálculo.

Através de acções de reentrada em serviço de unidades e sua resincronização bem como resincronização das parcelas sãs da rede entra-se no estado de restabelecimento donde se volta ao estado normal através do restabelecimento dos consumos eventualmente cortados.

Apesar da estabilidade do SEE ser essencialmente um problema único, por causa das várias formas de instabilidade que um SEE pode sofrer, é vantajoso estudá-lo de uma forma separada. O uso da classificação da estabilidade em categorias facilita grandemente a identificação dos factores essenciais que contribuem para a instabilidade, bem como para a criação de métodos que melhoram a sua operação.

Essa classificação é baseada nas seguintes considerações [9,10], *(i)* a natureza física da estabilidade do sistema associada a uma das variáveis do problema, ou seja, estabilidade da frequência ou da tensão do sistema, *(ii)* o tamanho da perturbação considerada, o qual influencia no método de cálculo e predição de estabilidade a ser utilizada, considera-se pequena perturbação quando esta é suficientemente pequena para permitir que as linearizações das equações de sistema ainda sejam válidas para propósitos de análise, considera-se grande perturbação aquela perturbação severa como aquela provocada por um curto-circuito ou pela perda de um grande gerador, *(iii)* os equipamentos, processos e o período de tempo que devem ser levados em conta para avaliar a estabilidade.

A estabilidade de frequência refere-se à capacidade de um Sistema de energia eléctrica manter a frequência após a ocorrência de um incidente severo, resultando num desequilíbrio entre a produção e a carga. Dependerá da capacidade do sistema para manter/restaurar o equilíbrio entre a produção e a carga, com o mínimo de deslastre de cargas.

A estabilidade de tensão refere-se à capacidade do sistema para manter as tensões em todos os barramentos, após a ocorrência de uma perturbação, para dadas condições iniciais de funcionamento. Dependerá da capacidade para manter/restabelecer um equilíbrio entre a procura e carga fornecida pelo sistema.

Assim para umas dadas condições de funcionamento define-se estabilidade de um Sistema de Energia Eléctrica como a capacidade do sistema para voltar a uma forma estável de funcionamento depois de ter sofrido uma perturbação [9,10].

O SEE possui algumas características que permitem efectuar o estudo da geração de potência activa desacoplado do estudo da geração de potência reactiva, (i) Uma perturbação no equilíbrio da potência activa afecta essencialmente a frequência do sistema, deixando praticamente inalterada a amplitude das tensões nos barramentos, (ii) Uma perturbação no equilíbrio da potência reactiva afecta essencialmente a amplitude da tensão nos barramentos, enquanto a frequência permanece praticamente inalterada. Estas características são tanto mais evidentes quanto menores forem as perturbações [11].

Fazendo uso das características acima apresentadas, o problema de controlo do SEE é exposto em dois problemas independentes, (i) Controlo da potência activa, que é conseguido controlando a frequência, já que o afastamento da frequência, do seu valor nominal, é indicador de que houve uma alteração no equilíbrio de potência activa (ii) Controlo de potência reactiva, que é conseguido controlando a tensão, uma vez que o afastamento da tensão, do seu valor nominal, é indicador de que houve uma alteração no equilíbrio da potência reactiva [11].

Embora teoricamente variações na potência activa possam afectar a amplitude da tensão e mudanças na potência reactiva influenciar a amplitude da tensão dos barramentos, mas dentro da faixa normal esta interacção pode ser desprezada, no entanto esta só pode ser desprezável quando a resposta de controlo da potência reactiva é mais rápida que a resposta do sistema de controlo da potência activa, pelas elevadas constantes de tempo deste último e

que são impostas pelo sistema mecânico. Assim, considera-se que o sistema de controlo da potência reactiva já actuou, quando o sistema de controlo da potência activa ainda permanece activo [11].

A forma de realizar a supervisão e controlo da Frequência tem sido muito dependente da tecnologia disponível nas áreas de instrumentação, comunicação e controlo. A metodologia clássica do controlo de frequência e tensão de um SEE baseia-se em controladores automáticos, estes comparam o valor real da saída do processo com o valor desejado, determinam o desvio que é normalmente de baixo nível de potência e amplificam-no a um nível suficientemente alto, de forma a conduzi-lo, com rapidez e eficiência quanto possível, aos valores previamente especificados, diversos livros e artigos se tornaram de leitura clássica e servem como base para o estudo específico que se deseja fazer. Dentro desses artigos e livros merecem destaque especial [2,12,13,14,15].

Um outro aspecto relevante para se desenvolver um estudo em qualquer sistema dinâmico, é a descrição matemática das características dinâmicas de um sistema é uma das partes fundamentais de toda a análise, assim o primeiro passo na análise de um sistema passa por obter o seu modelo matemático. O mesmo se passa no estudo do SEE, várias são as referências onde se podem encontrar modelos matemáticos de uma rede, construído a partir da modelização dos seus diversos componentes [2,12,13,16,17], de salientar que a validade desses modelos depende da natureza do sistema e da perturbação [16].

O contínuo crescimento em dimensão e complexidade dos SEE, obrigou à procura de novas metodologias, pois a teoria do controlo clássico que trata apenas de um sistema de entrada simples saída simples tornou-se impotente para sistemas de múltiplas entradas múltiplas saídas.

Assim em [18] Fosha e Elgerd em 1970 foram os primeiros a abordar o tema de um outro ponto de vista, aplicando o controlo óptimo centralizado, no entanto a viabilidade do controlo óptimo aplicado em [18] requeria que todas variáveis de estados do sistema estivessem disponíveis, na prática todas as variáveis de estado podem não estar disponíveis tendo que proceder à estimação das variáveis de estado não acessíveis, e não clarificaram a dificuldade de projectar controladores óptimos que reside na obtenção das matrizes  $Q$  e  $R$ .

Outras publicações [19,20,21], afim de contornar os estados não disponíveis aplicaram observadores de Kalmam, observadores de Luenberger e aproximação diferencial, ambos formados por sistemas dinâmicos baseados no modelo do sistema a ser observado, e possuidores da capacidade de fazer com que seu estado tenda a se igualar ao estado do sistema observado.

Nas referências em cima citadas é de salientar o trabalho realizado por [19], estes afirmam que a aplicação dos observadores de kalmam é de difícil execução nos SEE devido a que estes requerem dados estatísticos detalhados sobre a planta e sobre a medida do ruído, e tal informação não esta disponível nos SEE, assim realizaram o estudo do SEE para duas áreas interligadas fazendo uso (i) aproximação diferencial e (ii) observador de Luenberger.

Devido às limitações práticas na aplicação da realimentação de todas as variáveis de estado, complicados algoritmos e a um elevado tempo de computação, encontram-se na literatura controladores sub óptimos [22,23,24,25].

Com ele surge um novo conceito, o controlo descentralizado para lidar com esses problemas estes decompõem um sistema interligado em múltiplos subsistemas, podendo ser de dois níveis [22,23,24], ou multi-nível [25]. A vantagem do controlo descentralizado reflecte-se no facto se um dos níveis

falhar o sistema mantêm-se em funcionamento, bem como uma redução das equações de estado o que leva a um processamento mais rápido, e em que só são utilizadas as variáveis disponíveis em cada subsistema para efectuar o controlo do sistema, no entanto apresenta a desvantagem de que quanto maior é a potência do conjunto melhor será o controlo deste.

Vários são os investigadores que empregaram outra metodologia o controlo adaptativo, segundo [26], o controlo adaptativo pode ser dividido em duas classes controlo adaptativo com auto – organização e o controlo de adaptação a modelo, é de referir que este último aparecendo ele na literatura como adaptativo na realidade não o é, pois meramente usa a diferença entre a resposta do modelo e a resposta do processo como um sinal de entrada para o processo, manipulando os diagramas de blocos a configuração deste é simplesmente a de uma malha de realimentação básica com um filtro antes da malha [27].

Assim definimos como controlo adaptativo, aquele que mede, de forma contínua e automática, as características dinâmicas do processo, as compara com as características dinâmicas desejadas, e usa a diferença para variar parâmetros ajustáveis do sistema normalmente características do controlador ou para gerar um sinal actuante de tal forma que o desempenho óptimo pode ser mantido independentemente das mudanças sofridas pelo sistema, tal sistema pode continuamente medir seu próprio desempenho de acordo com um dado índice de desempenho e modificar se necessários os seus próprios parâmetros de tal forma a manter o seu desempenho óptimo independentemente de mudanças sofridas pelo sistema [27].

Certos artigos empregam controladores adaptativos, tanto com controlo centralizado ou descentralizado, de salientar o trabalho realizado por [28] que implementou na Hungria, o controlo do SEE, através do controlo adaptativo

com auto-organização, e [29] que descreveu os critérios práticos para a implantação dessa metodologia bem como as suas dificuldades na implementação.

A proliferação das metodologias de controlo denominadas de avançadas pode ser atribuída aos avanços realizados na indústria electrónica, especialmente no desenvolvimento de dispositivos computacionais na década de 70. A lógica Fuzzy foi introduzida no contexto científico em 1965 pelo professor Lotfi Zadeh, através da publicação do artigo Fuzzy Sets no journal Information and Control, pode-se caracterizar de uma metodologia apta ao tratamento de informação imprecisa, a força da Lógica Fuzzy deriva da sua habilidade em inferir conclusões e gerar respostas baseadas em informações vagas, ambíguas e qualitativamente incompletas e imprecisas.

Os sistemas Fuzzy são uma ferramenta poderosa na expressão de conceitos que não sejam bem definidos, onde geralmente é utilizado um nome ou adjectivo para descreve-lo. A concepção linguística da teoria dos sistemas fuzzy habilita a fusão de processamento simbólico e computação numérica, resultando numa metodologia apta para problemas de decisão e controlo.

O projecto de um controlador Fuzzy, de uma forma simplificada passa pelas 3 seguintes fases [30], (i) fuzzification em que as variáveis numéricas são convertidas em variáveis linguísticas (ii) análise e execução de regras, em que esta é responsável pela avaliação das regras de controlo do tipo se <condição> então <conclusão>, quando uma regra é activada efectua-se um procedimento de cálculo baseado nos valores dos antecedentes e, então, é obtida a saída da regra, e (iii) defuzzification consiste no inverso da fase de fuzzification.

A vantagem dos controladores fuzzy sobre os controladores convencionais ou clássicos podem ser resumidas em [31], (i) podem trabalhar com entradas contendo informações imprecisas, (ii) tratam processos

complexos, com características de comportamento não – linear *(iii)* possibilitam a implementação do conhecimento e experiência de especialistas utilizando regras linguísticas, e em 1979 esta metodologia foi aplicada pela primeira vez ao estudo dos SEE [31], a partir de essa data várias são as publicações em que se efectua a comparação da metodologia clássica e a lógica Fuzzy de realçar [32,33,34,35].

Outra metodologia inerente aos avanços computacionais são as redes artificiais, são sistemas altamente dinâmicos de computação adaptativa de processamento paralelo de informação, inspirados nas características de processamento de informação encontradas nos neurónios reais (biológicos) e nas características de suas inter conexões, para intuir e inferir a partir de dados escassos, incompletos ou confusos. Várias são as topologias, bem como os métodos de treino, com princípios de funcionamento e técnicas totalmente diferentes, mantendo entre si em comum apenas o bloco básico (neurónio artificial) e o paralelismo de processamento.

Muitas das publicações na comparação do estudo do SEE utilizam a topologia de rede designada por The Multi Layer Perceptron (MLP) [36], cujas características principais são as seguintes, *(i)* possui múltiplas entradas e múltiplas saídas e múltiplas camadas, *(ii)* entradas e saídas podem ser tanto analógicas quanto digitais, *(iii)* não há mais a restrição de separabilidade linear entre classes. O fluxo de informação ocorre em camadas de neurónios, sem que haja realimentação (retorno da informação da saída para a entrada de algum dos neurónios da rede), com a aplicação do método de treino conhecido como back-propagation desenvolvido por Paul Werbos em 1974, que é composto por duas fases um deslocamento para a frente Feed-Forward, através da rede, para calcular as saídas de cada elemento neural da camada de saída e o seu respectivo erro, a segunda fase envolve um deslocamento no sentido contrário

Feed-Backward, durante o qual o sinal de erro é passado para cada elemento e as mudanças nos pesos são efectuadas.

Já outras publicações [37,38] utilizam uma topologia diferente a arquitectura de Hopfield que é densa em realimentações e não possui qualquer organização em camadas. Desta forma, a saída de um neurónio pode conectar-se a uma de suas próprias entradas como também a de outros neurónios da mesma camada.

Uma Outra metodologia envolvendo técnicas de inteligência artificial e bastante difundida no estudo do SEE são os Algoritmos Genéticos (AGs) que foram introduzidos em meados de 1976 por John Holland e seus colaboradores da Universidade de Michigan. Os algoritmos genéticos são um algoritmo de busca e optimização baseados na analogia com os processos de selecção natural e genética evolucionária, eles baseiam-se inicialmente na geração de um conjunto aleatório de cromossomas, representados através de Strings sequências de comprimento finito geralmente formada por dígitos binários que podem ser vistos como possíveis soluções para um problema. Durante o processo evolutivo, estes são avaliados, uma percentagem dos mais adaptados são mantidos, enquanto os outros são descartados. Os membros seleccionados podem sofrer modificações nas suas características fundamentais através de mutações e cruzamentos genéticos, gerando descendentes para a próxima geração. Este processo, chamado de reprodução, é repetido até que um conjunto de soluções satisfatórias seja encontrado [39,40,41].

Já [39] apresentou uma alargada bibliografia de algoritmos genéticos aplicados ao estudo de sistemas de energia, enquanto [40, 41] utilizam os algoritmos genéticos para optimizar os parâmetros do controlo convencional no AGC e demonstraram a sua eficácia dos algoritmos genéticos na afinação desses parâmetros.

## *1.2 Contribuição*

A principal contribuição deste trabalho está assente em apresentar métodos de controlo óptimo como uma alternativa viável para o projecto de controladores do Sistema de Energia Eléctrica, além de, mostra as vantagens e desvantagens de cada método.

Apresentar o problema do controlo do Sistema de Energia Eléctrica, descrevendo a filosofia de operação, principais esquemas implantados, peculiaridades, avaliar as metodologias empregadas através de ferramentas de simulação.

Clarificar a dificuldade de projectar controladores óptimos que reside na obtenção das matrizes  $Q$  e  $R$ , realizando uma revisão bibliográfica e avaliação das metodologias existentes aplicando estas ao problema em causa.

Desenvolver um método para obter controladores óptimos descentralizados, através da realimentação directa das saídas, sendo comparados os resultados obtidos da aplicação destes, com os resultados que se obtêm da aplicação dos controladores clássicos e dos controladores por realimentação de todas as variáveis de estado.

## *1.3 Organização da Dissertação*

A presente dissertação está, então, organizada da forma descrita nos parágrafos a seguir,

As referências bibliográficas e os anexos surgem no final do texto, as expressões, as figuras e as tabelas encontram-se numeradas sequencialmente, sendo o seu número de ordem precedido pelo número do capítulo a que dizem

respeito. As referências bibliográficas encontram-se ordenadas pela ordem como foram mencionadas no texto.

No Capítulo 2 apresentam-se diversos modelos matemáticos dos distintos componentes que caracterizam o Regulador de frequência, e os modelos globais tanto para sistemas isolados, como interligados usados neste trabalho, subseqüentemente uma visão global da metodologia de controlo clássica que actuam neste regulador.

No Capítulo 3 segue a linha apresentada no Capítulo 2 mas referente ao Regulador de Tensão.

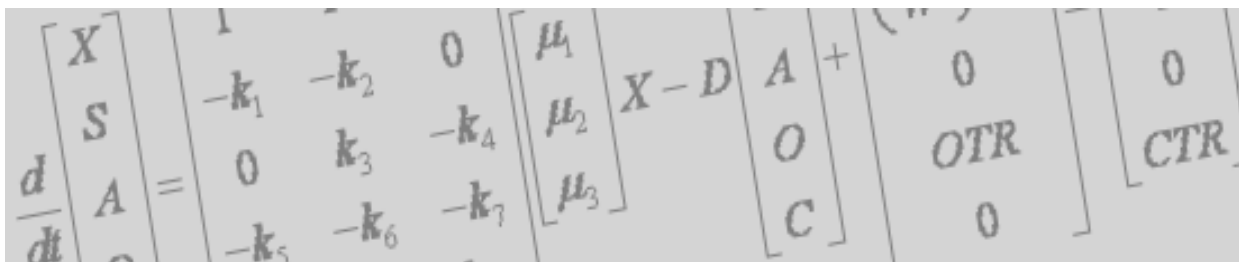
No Capítulo 4 descrevem-se sumariamente alguns dos métodos e técnicas que permitem desenvolver controladores óptimos tanto por realimentação óptima de todas as variáveis de estado bem como por realimentação óptimas das saídas.

No capítulo 5 e 6 desenvolvem-se os controladores óptimos dos algoritmos apresentados no capítulo 4, comparando o seu desempenho com os resultados obtidos através dos controladores clássicos.

Finalmente, no Capítulo 7, são apresentadas as principais conclusões do trabalho realizado e sugeridas propostas para desenvolvimentos futuros.

# Capítulo 2

## Regulador de Frequência



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

## 2.1 Introdução

O controlo de frequência satisfaz especificações rígidas que dificultam o projecto de controladores, pelas pequenas margens de estabilidade que o sistema impõe. São dois os principais sistemas de controlo inerentes ao controlo da frequência (i) controlo primário (ii) controlo secundário, ou Controlo Automático de Geração.

O controlo primário observa a velocidade do eixo do grupo turbina - gerador e compara-a com o valor de referência, fazendo com que a potência gerada pelo grupo se adapte às variações de carga na proporção inversa ao seu estatismo, as constantes de tempo do controlo primário são da ordem de alguns segundos.

Como a actuação do controlo primário, que normalmente resulta em desvios de frequência, é necessário a actuação de um outro sistema de controlo para restabelecer a frequência ao seu valor nominal.

Este sistema é chamado de controlo secundário ou Controlo Automático de Geração AGC, que tem a função de restabelecer tanto a frequência bem como nos casos de sistemas interligados, a potência de interligação para os seus valores previamente programados. Portanto o controlo Secundário pode vir a ter que actuar sobre vários geradores de um dado sistema, e não apenas um só, isto é, o cálculo dos erros e as acções de controlo são definidas no centro de operações dos sistemas e os sinais de controlo são enviados para os diversos geradores do sistema seleccionados para actuarem, tratando-se assim de um sistema de controlo centralizado executado no centro de operações cujas constantes de tempo são da ordem dos minutos.

## 2.2 Modelação do Sistema de Energia Eléctrica

Na secção que se segue desenvolvem-se os modelos dos diversos componentes inerentes ao estudo do controlo da frequência em Sistemas de Energia Eléctrica.

### 2.2.1 Modelação do Sistema de Potência

A máquina síncrona será modelada tendo em conta separadamente a sua componente mecânica e eléctrica, visto que para a análise da frequência só é necessário a componente mecânica.

Assim, considere-se uma alteração na carga, ou seja, uma variação da potência eléctrica solicitada à máquina síncrona pela rede eléctrica. Esta variação alterará o equilíbrio existente entre o binário motor, provocado pela passagem de água ou de vapor pelas turbinas e o binário resistente, provocado pela variação de carga. Supondo que não há variação da potência mecânica o desequilíbrio é reflectido como uma variação da energia cinética. Esta situação pode ser expressa matematicamente através da equação de oscilação da máquina síncrona.

A equação de oscilação de uma determinada máquina síncrona  $i$ , pode ser representada pela equação diferencial [11,13],

$$P_{Mi} - P_{Gi} = \frac{d(W_{cin})}{dt}, \quad (2.1)$$

onde

$P_{Mi}$  – Potência mecânica desenvolvida pela máquina.

$P_{Gi}$  – Potência eléctrica gerada pela máquina.

Seja  $f^0$  a frequência nominal da rede eléctrica, a que corresponde um determinado valor de energia cinética  $W_{cin}^0$ , simbolicamente,

$$f^0 \rightarrow W_{cin}^0.$$

Sabendo que a energia cinética é proporcional ao quadrado da frequência, temos para uma qualquer frequência  $f$ ,

$$W_{cin}^f = \frac{f^2}{(f^0)^2} W_{cin}^0, \quad (2.2)$$

fazendo

$$f = f^0 + \Delta f,$$

virá

$$W_{cin}^f = \frac{(f^0)^2 + 2f^0\Delta f + (\Delta f)^2}{(f^0)^2} W_{cin}^0. \quad (2.3)$$

Para pequenas perturbações,  $(\Delta f)^2$  é desprezável face a  $(f^0)^2 + 2f^0\Delta f$ , simplificando (2.3) obtemos,

$$W_{cin}^f \cong \left(1 + \frac{2\Delta f}{f^0}\right) W_{cin}^0. \quad (2.4)$$

Substituindo a equação (2.4) na equação (2.1) e efectuando a derivada resulta,

$$P_{Mi} - P_{Gi} = \frac{2W_{cin}^0}{f^0} \frac{d(\Delta f)}{dt}. \quad (2.5)$$

Dado o ponto de funcionamento nominal e considerando variações em torno do ponto de funcionamento ( $P_{Gi} = P_{Gi}^0 + \Delta P_{Gi}$ ,  $P_{Mi} = P_{Mi}^0 + \Delta P_{Mi}$ ), obtemos a equação (2.6),

$$(P_{Mi}^0 + \Delta P_{Mi}) - (P_{Gi}^0 + \Delta P_{Gi}) = \frac{2W_{cin}^0}{f^0} \frac{d(\Delta f)}{dt}. \quad (2.6)$$

Considerando que o gerador síncrono em regime estacionário é um conversor ideal de energia mecânica para energia eléctrica,  $P_M^0 = P_G^0$  temos,

$$\Delta P_{Mi} - \Delta P_{Gi} = \frac{2W_{cin}^0}{f^0} \frac{d(\Delta f)}{dt}. \quad (2.7)$$

Expressando as potências em *por unidade* (*p.u.*) da potência nominal da máquina síncrona  $P_N$  e  $\Delta f$  em *p.u.* da frequência nominal  $f^0$  vem,

$$\Delta P_{Mi} - \Delta P_{Gi} = \frac{2W_{cin}^0}{P_N f_0} \frac{d(\Delta f)}{dt}. \quad (2.8)$$

Definindo a constante de inércia  $H$  como o quociente da energia cinética do sistema e a respectiva potência nominal vem,

$$\Delta P_{Mi} - \Delta P_{Gi} = \frac{2H}{f_0} \frac{d(\Delta f)}{dt}. \quad (2.9)$$

Dentro da faixa de variações de velocidade que se pretende, considera-se que  $\Delta P_{Mi}$  depende essencialmente da variação da posição das válvulas de admissão, sendo independente de  $\Delta f$ , e a potência eléctrica gerada pela máquina dependente das variações de frequência sendo essa dependência expressa por,

$$\Delta P_{Gi} = \Delta P_{Di} + D_i(\Delta f), \quad (2.10)$$

onde

$\Delta P_{Di}$  – Variações da carga à frequência nominal.

$D_i$  – Elasticidade da carga.

Assim sendo,

$$\Delta P_{Mi} - \Delta P_{Di} + D_i (\Delta f) = \frac{2H}{f_0} \frac{d(\Delta f)}{dt}, \quad (2.11)$$

usando a transformada de Laplace obtêm-se,

$$\text{com } M_i = \frac{2H}{f_0},$$

$$\Delta f(s) = \frac{1}{M_i s} (\Delta P_{Mi}(s) - \Delta P_{Di}(s) - D \Delta f(s)). \quad (2.12)$$

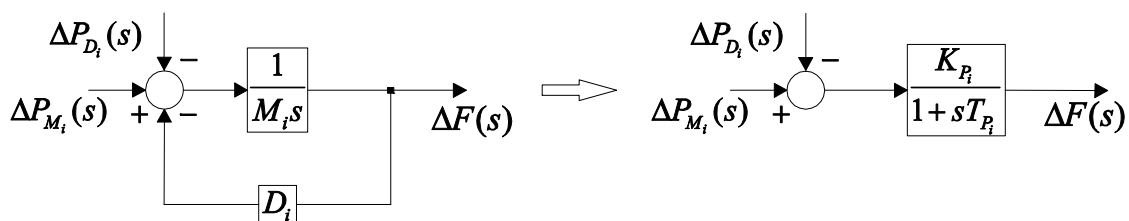
Outra representação que aparece na literatura é,

$$G_{pi}(s) = \frac{K_{pi}}{1 + sT_{pi}}. \quad (2.13)$$

onde

$$T_{pi} = \frac{2H}{f_0 D_i} \text{ e } K_{pi} = \frac{1}{D_i},$$

Os diagramas de blocos são representados na Fig. (2.1),



**Fig. 2.1** Modelo Linear do Sistema de Potência.

### 2.2.2 Modelação do Sistema de Potência com Interligação

A potência de interligação  $P_{\text{int},i}$ , fornecida pela área  $i$ , é igual ao somatório de todas as potências de interligação fornecidas às áreas interligadas à área  $i$ , i.e.,

$$P_{\text{int},i} = \sum_j P_{\text{int},ij}, \quad (2.14)$$

em que  $j$  representa todas as linhas que confluem na área  $i$ .

Considerando que a resistência é desprezável, face à reactância longitudinal da linha e que esta se considera electricamente curta (admitância transversal desprezável), a potência de interligação entre a área  $i$  e a área  $v$  é,

$$P_{\text{int},iv} = \frac{|V_i||V_v|}{X_{iv}} \sin(\theta_i - \theta_v), \quad (2.15)$$

$$P_{\text{int},iv} = P_{\text{max},iv} \sin(\theta_i - \theta_v)$$

onde

$$V_i = |V_i| e^{j\theta_i}$$

$$V_v = |V_v| e^{j\theta_v}$$

são as tensões, que se consideram constantes em módulo, aos terminais da linha e  $X_{iv}$  a reactância da linha,  $P_{\text{max},iv}$  representa a máxima potência activa que se pode transmitir através da linha.

Se se verificarem variações incrementais  $\Delta\theta_i$  e  $\Delta\theta_v$ , nos ângulos de fase  $\theta_i^0$  e  $\theta_v^0$  respectivamente, obtém-se

$$\Delta P_{\text{int},iv} = \frac{\partial P_{\text{int},iv}}{\partial(\theta_i - \theta_v)} (\Delta\theta_i - \Delta\theta_v), \quad (2.16)$$

substituindo (2.15) em (2.16) virá,

$$\Delta P_{\text{int},iv} = P_{\text{max},iv} \cos(\theta_i^0 - \theta_v^0) (\Delta \theta_i - \Delta \theta_v). \quad (2.17)$$

Assumindo coerência entre os ângulos de fase, da tensão interna e da tensão aos terminais do gerador, tal que os ângulos oscilem em conjunto, podemos escrever que  $\Delta \delta_i = \Delta \theta_i$ , com  $\delta$  o ângulo de fase interno do gerador, [11].

Tendo em conta o incremento do ângulo de fase  $\Delta \delta_i$ , função da variação da frequência,

$$\Delta \delta_i = 2\pi \int \Delta f_i dt, \quad (2.18)$$

e manipulando (2.17) e (2.18) obtém-se,

$$\Delta P_{\text{int},iv} = T_{iv} \left( \int \Delta f_i dt - \int \Delta f_v dt \right), \quad (2.19)$$

onde

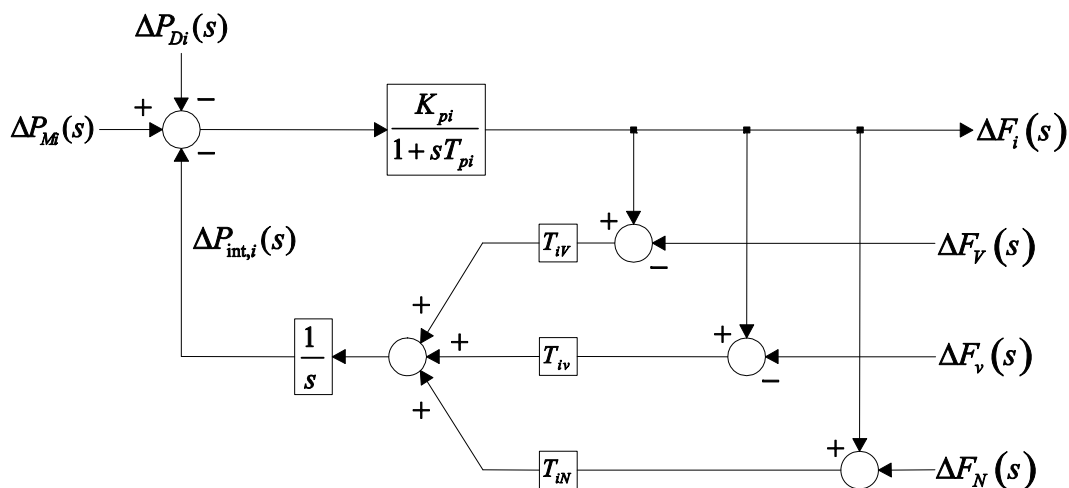
$$T_{iv} = 2\pi P_{\text{max},iv} \cos(\theta_i^0 - \theta_v^0), \quad (2.20)$$

é o binário sincronizante da linha de interligação e é expresso em *p.u.* da potência de base da área *i*.

Aplicando transformadas de Laplace à equação (2.19), podemos escrever,

$$\Delta P_{\text{int},iv}(s) = \frac{T_{iv}}{s} (\Delta F_i(s) - \Delta F_v(s)). \quad (2.21)$$

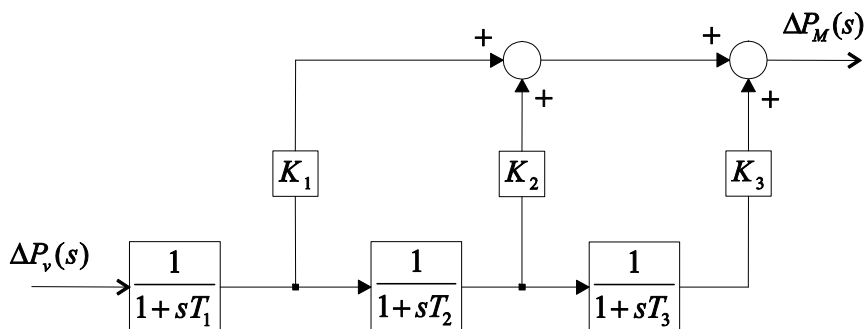
A Fig. (2.2) mostra o diagrama de blocos que representa as equações (2.12) e (2.21), respeitantes à interligação entre áreas.



**Fig. 2.2** Diagrama de blocos da interligação entre área.

### 2.2.3 Modelação das Turbinas

De [11,16], as turbinas a vapor mais usadas são as turbinas sem reaquecimento ou com um só reaquecimento. O modelo geral para estas turbinas a vapor é representado na Fig. (2.3).



**Fig. 2.3** Modelo geral de turbinas a vapor (sem/com reaquecimento).

- $T_1$  – Constante de tempo da válvula de vapor.
- $T_2$  – Constante de tempo do reaquecimento.
- $T_3$  – Constante de tempo "Cross Over".
- $K_1$  – Fracção de potência da turbina de alta pressão.
- $K_2$  – Fracção de potência da turbina de pressão intermédia.
- $K_3$  – Fracção de potência da turbina de baixa pressão.

Na Tab. (2.1), apresentam-se valores típicos para as constantes de tempo e para os ganhos que figuram nos modelos apresentados. Estes modelos proporcionam uma representação adequada para os reguladores de velocidade, turbinas a vapor e hidráulicas, nos estudos que serão efectuados. Estes modelos têm permanecido inalterados ao longo dos últimos anos.

Descrição do sistema	Constantes de tempo [s]				Ganhos			
	$T_G$	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$K_G$	$K_1$	$K_2$	$K_3$
Regulador	0.1-0.3	-	-	-	1	-	-	-
Turbina sem Reaquecimento	-	0.2-0.5	0	0	-	1	0	0
Turbina com Reaquecimento	-	0.1-0.4	4-11	0.3-0.5	-	0.3	0.4	0.3
Turbina Hidráulica	-	0	$T_w/2$	0	-	-2	3	0

**Tab. 2.1** Parâmetros dos modelos [11].

Assim a partir do diagrama de blocos da Fig. (2.3) e da Tab. (2.1):

Para turbinas de vapor sem reaquecimento, obtém-se a seguinte função transferência,

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_M}{\Delta P_v} = \frac{1}{1 + sT_1}, \quad (2.22)$$

sendo

$P_M$  – Potência mecânica fornecida.

$P_v$  – Posição da válvula de admissão.

$T_1$  – Constante de tempo com valores na ordem 0,2-0,5 s.

Para turbinas de vapor com reaquecimento,

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_M}{\Delta P_v} = \frac{K_1(1+sT_2)(1+sT_3) + K_2(1+sT_3) + K_3}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)}, \quad (2.23)$$

no entanto é possível encontrar na literatura a seguinte função transferência,

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_M}{\Delta P_v} = \frac{1}{1+sT_{T1}} \frac{1+s f_{ap} T_{T2}}{1+sT_{T2}},$$

onde a constante de tempo  $T_{T1}$  é análoga à das turbinas sem reaquecimento, e a constante de tempo  $T_{T2}$  é devida ao reaquecedor e assume valores da ordem de 5-10 s, e  $f_{ap}$  é expresso em *p.u.* na base da potência nominal e corresponde a parcela da potência produzida no corpo de alta pressão, com um valor típico de 0.3.

Para as turbinas hidráulicas,

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_M}{\Delta P_v} = \frac{1-sT_w}{1+s\frac{T_w}{2}}, \quad (2.24)$$

sendo

$T_w$  – Tempo de arranque da água na conduta forçada ou seja tempo necessário para acelerar a água do repouso até à velocidade em regime estacionário, dado pela expressão,

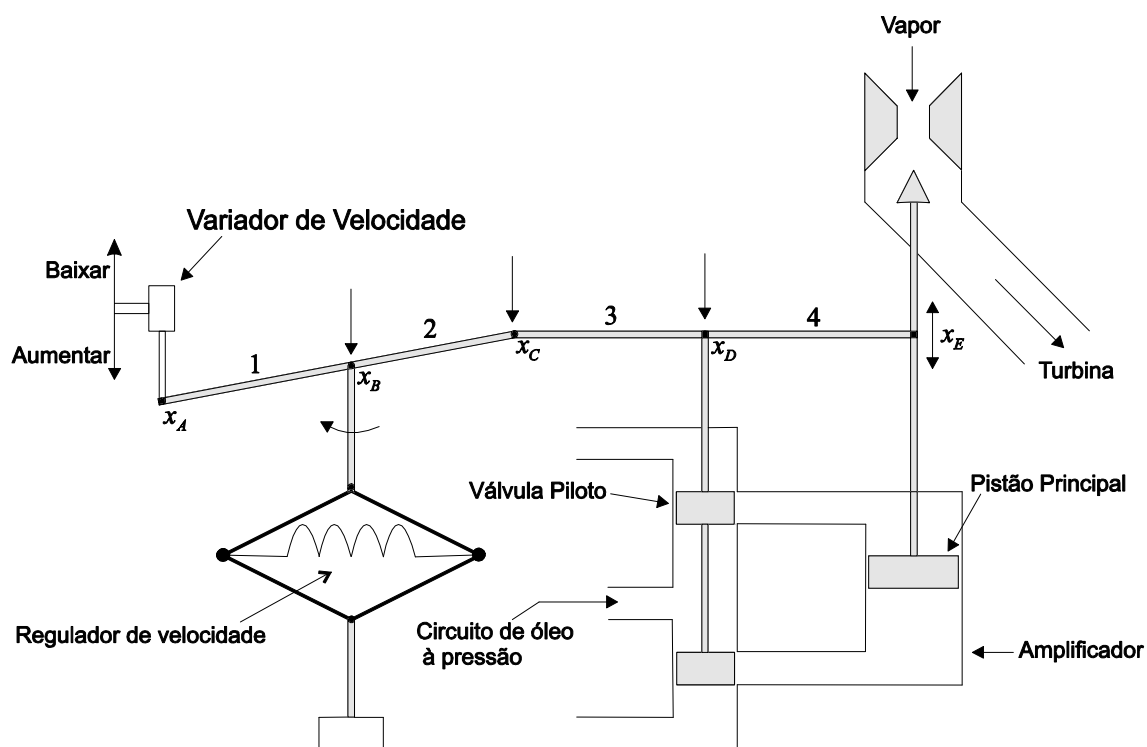
$$T_w = \frac{l\nu}{gh}, \quad (2.25)$$

onde

- $l$  – Comprimento da conduta forçada.
- $\nu$  – Velocidade da água.
- $g$  – Aceleração da gravidade.
- $h$  – Altura.

### 2.2.4 Modelação do Regulador de Velocidade

Cada grupo gerador é dotado de um regulador de velocidade, classicamente, o transdutor de velocidade utilizado é o mecanismo centrífugo de Watt, esquematizado na Fig. (2.4).



**Fig. 2.4** Representação esquemática de um sistema de controlo de velocidade de uma turbina. As rótulas A,B,C,D e E são livres.

O modelo matemático linearizado que se vai desenvolver aplica-se apenas para pequenos desvios em torno de um ponto de funcionamento estável. Assim, admite-se a seguinte cadeia de acontecimentos [2],

O sistema está inicialmente num estado de funcionamento estável, caracterizado por uma velocidade nominal constante a que corresponde a frequência  $f^0$ , uma abertura constante da válvula de admissão do fluido,

caracterizada por  $x_E^0$ , e uma potência activa constante fornecida pelo gerador  $P_G^0$ .

Por intermédio do regulador de velocidade aumenta-se a potência fornecida pela turbina  $\Delta P_r$ . Como resultado deste aumento a união A desloca-se para baixo uma pequena distância  $\Delta x_A$ , proporcional a  $\Delta P_r$ .

O movimento da união A, origina pequenas alterações nas posições das uniões C e D, respectivamente de  $\Delta x_C$  e  $\Delta x_D$ . Como ainda não houve alteração na velocidade da turbina o ponto B não se desloca. Assim, os pontos C e D deslocam-se para cima. À medida que o óleo penetra no circuito hidráulico, a válvula de admissão do fluido desloca-se de uma pequena distância  $\Delta x_E$ , o que origina um aumento da potência mecânica fornecida pela turbina e, conseqüentemente, um aumento da potência eléctrica fornecida pelo gerador.

O aumento da potência mecânica fornecida pela turbina origina a existência momentânea de uma potência aceleradora no sistema. No caso de o sistema ser bastante grande ("infinito") este aumento de potência não afectará a velocidade do gerador, logo a frequência. Porém, no caso de um sistema de reduzida dimensão, a velocidade e a frequência sofrerão um ligeiro aumento  $\Delta f$ , o que obrigará a que a união B se desloque para baixo uma pequena distância  $\Delta x_B$ , proporcional a  $\Delta f$ . Para os reguladores de velocidade de acção rápida, é possível desprezar a inércia do sistema. Podemos assim considerar  $\Delta x_B$  proporcional a  $\Delta f$ .

Todos os deslocamentos  $\Delta x_A \dots \Delta x_E$  são considerados positivos nas direcções indicadas na Fig. (2.4).

Como todos os movimentos das uniões são pequenos, temos as seguintes relações lineares,

$$\Delta x_C = k_1 \Delta f - k_2 \Delta P_r, \quad (2.26)$$

$$\Delta x_D = k_3 \Delta x_C + k_4 \Delta x_E, \quad (2.27)$$

As constantes positivas  $k_1$  e  $k_2$  dependerão dos comprimentos dos braços 1 e 2 e das características do variador de velocidade e do regulador. As constantes positivas  $k_3$  e  $k_4$  dependerão dos comprimentos dos braços 3 e 4.

Admitindo que o fluxo de óleo no circuito hidráulico é proporcional à posição  $\Delta x_D$  da válvula piloto, obtém-se a seguinte relação para a posição do pistão principal,

$$\Delta x_E = k_5 \int -\Delta x_D dt. \quad (2.28)$$

A constante  $k_5$  dependerá das características do circuito hidráulico (geometria do cilindro e pressão do óleo).

Aplicando a transformação de Laplace às equações (2.23), (2.24) e (2.25),

$$\Delta F(s) = L[\Delta f],$$

$$\Delta X_E(s) = L[\Delta x_E],$$

$$\Delta P_r(s) = L[\Delta P_r].$$

e eliminando as variáveis  $\Delta x_C(s)$  e  $\Delta x_D(s)$  obtemos a equação

$$\Delta X_E(s) = \frac{k_2 k_3 \Delta P_r(s) - k_1 k_3 \Delta F(s)}{k_4 + \frac{s}{k_5}}. \quad (2.29)$$

Considerando,

$$R = \frac{k_2}{k_1} \quad \text{– Regulação de velocidade devido à acção do regulador.}$$

$$k_G = \frac{k_2 k_3}{k_4} \quad \text{– Ganho estático do regulador de velocidade.}$$

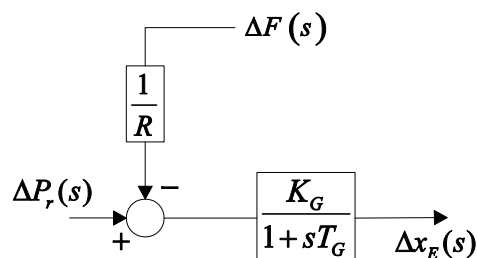
$$T_G = \frac{1}{k_4 k_5} \quad \text{– Constante de tempo do regulador de velocidade.}$$

$$G_G(s) = \frac{k_G}{1 + sT_G} \quad \text{– Função de transferência do regulador de velocidade.}$$

podemos reescrever a equação (2.29) como,

$$\Delta X_E(s) = \frac{k_G}{1 + sT_G} \left[ \Delta P_r(s) - \frac{1}{R} \Delta F(s) \right] = G_G(s) \left[ \Delta P_r(s) - \frac{1}{R} \Delta F(s) \right], \quad (2.30)$$

correspondendo ao diagrama de blocos da Fig. (2.5),



**Fig. 2.5** Diagrama de blocos do regulador de velocidade.

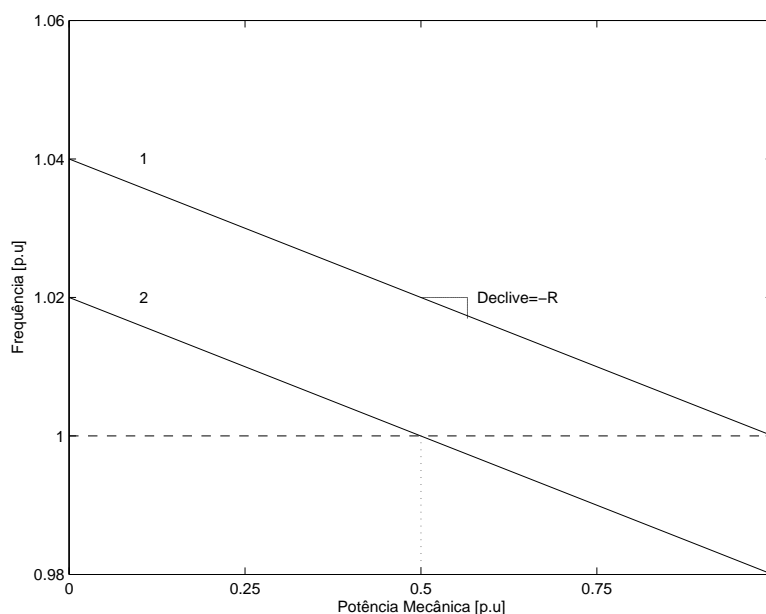
Introduzindo-se assim um parâmetro importante designado por  $R$  ao qual se designa como estatismo, este dá a inclinação da recta no plano  $f, P_M$  ou seja a característica potência - frequência.

### 2.3 Estatismo

Considere-se agora o diagrama de blocos formado pelas Figs. (2.3) e (2.5) o funcionamento, para o caso extremo de um gerador não interligado, quando se atinge o regime estacionário é dado por

$$\frac{\Delta f^{est}}{\Delta P_M^{est}} = -R. \quad (2.31)$$

Através da Fig. (2.6) podemos explicar o significado físico do estatismo, para o qual se tomou o valor típico de  $0.04 \text{ p.u.}$ , a frequência cai 4% quando o grupo evolui do vazio à plena carga. Esta variação de frequência pode ser corrigida actuando sobre o valor de referência que permite deslocar a característica potência - frequência para baixo ou para cima sem alterar o seu declive, a característica do traço dois corresponde à posição que conduz à frequência nominal para a meia carga.



**Fig. 2.6** Característica Potência-Frequência em Regime Estacionário.

Seria possível construir um regulador com uma característica frequência potência horizontal designado por isócrona, ou seja um regulador que assegurasse uma frequência constante para qualquer valor da potência fornecida. Um gerador isolado funciona perfeitamente com um regulador isócrona contudo dois geradores em paralelo dotados de reguladores deste tipo não tem um funcionamento estável. Pois cria-se uma situação em que um dos reguladores vê uma velocidade demasiado elevada e o outro, uma velocidade demasiado baixa. Nestas condições o primeiro regulador tende a baixar a sua potência, e o outro a aumentá-la resultando numa situação de instabilidade.

Havendo  $N$  geradores em paralelo com estatismos diferentes, quando se dá uma variação da carga do sistema  $\Delta P_D$ , resulta numa variação de frequência, todos os geradores do sistema respondem, pela actuação do controlo primário,

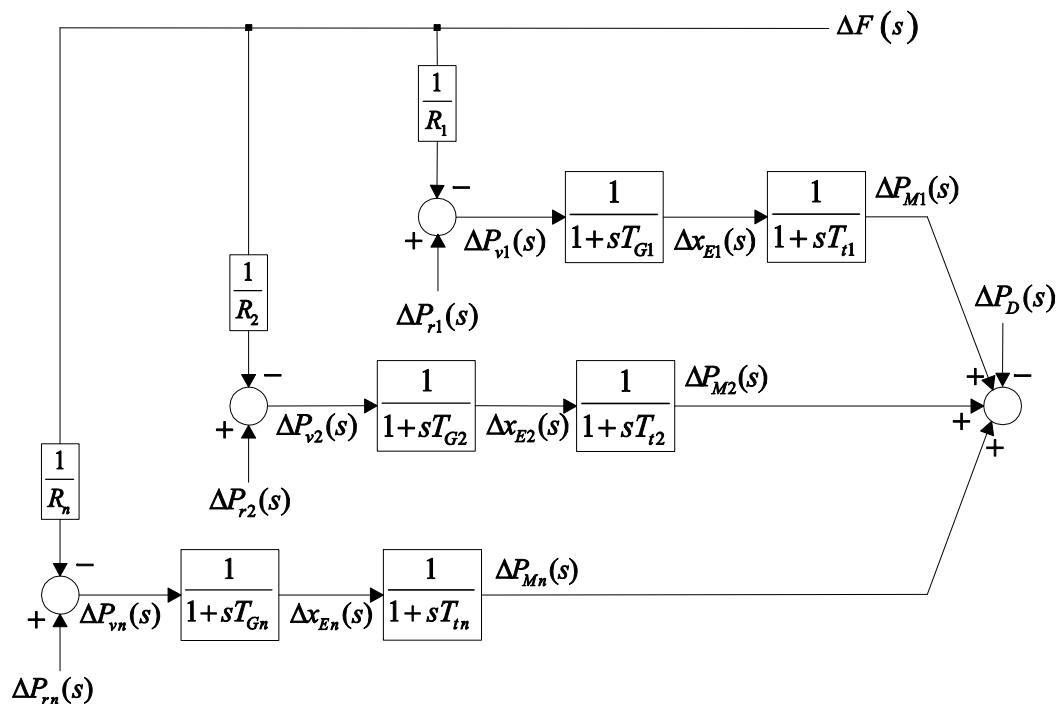
$$\begin{aligned} \Delta P_{M_1}^{est} &= -\frac{\Delta f^{est}}{R_1} \\ &\vdots \\ \Delta P_{M_n}^{est} &= -\frac{\Delta f^{est}}{R_n} \end{aligned} \quad (2.32)$$

A variação total de potência é

$$\Delta P_M^{est} = \Delta P_{M_1}^{est} + \dots + \Delta P_{M_n}^{est} = -\Delta f^{est} \left( \frac{1}{R_1} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) = -\frac{\Delta f^{est}}{R_{eq}} \quad (2.33)$$

Sendo  $R_{eq}$  o estatismo equivalente e dado por,

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \dots + \frac{1}{R_n}} \quad (2.34)$$



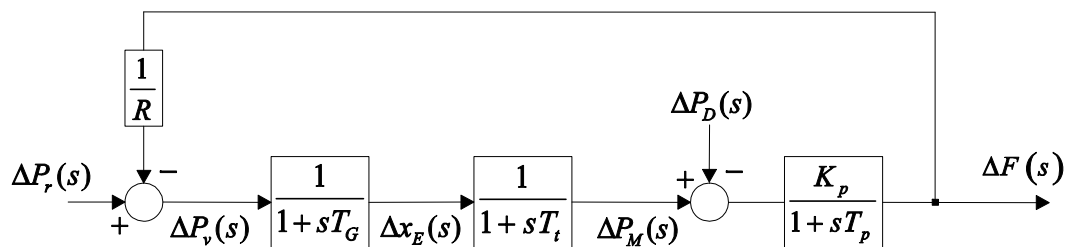
**Fig. 2.7** Sistema com  $N$  Geradores em Paralelo.

## 2.4 Controle Primário

O controle primário existe em todos os geradores e é dependente do parâmetro de realimentação  $R$ . Mantendo constante a posição de referência e verificando-se um aumento da carga, o gerador fica, momentaneamente, numa situação em que entrega mais potência à rede do que a potência mecânica que recebe da turbina. Esta situação é possível, devido à energia cinética armazenada nas massas girantes. Uma vez que se começa a consumir a energia das massas girantes, a velocidade do gerador sofre um decréscimo. Após alguns instantes e com o decréscimo da velocidade, o mecanismo de controle primário actua, resultando numa maior abertura da válvula e consequentemente num aumento da potência mecânica. À medida que o controle primário faz aumentar a geração de potência, menor quantidade de energia será obtida das massas girantes, até se atingir novo regime estacionário, de frequência inferior à nominal. Idêntico raciocínio pode ser feito para uma diminuição da carga.

### 2.4.1 Análise da Estabilidade e da Resposta do Sistema em regime estacionário e transitório.

A partir das deduções efectuadas anteriormente já é possível construir o modelo de uma rede isolada no caso em concreto iremos utilizar a turbina sem reaquecimento assim o diagrama de blocos da rede será,



**Fig. 2.8** Diagrama de Blocos de uma Área Isolada com Controlo Primário.

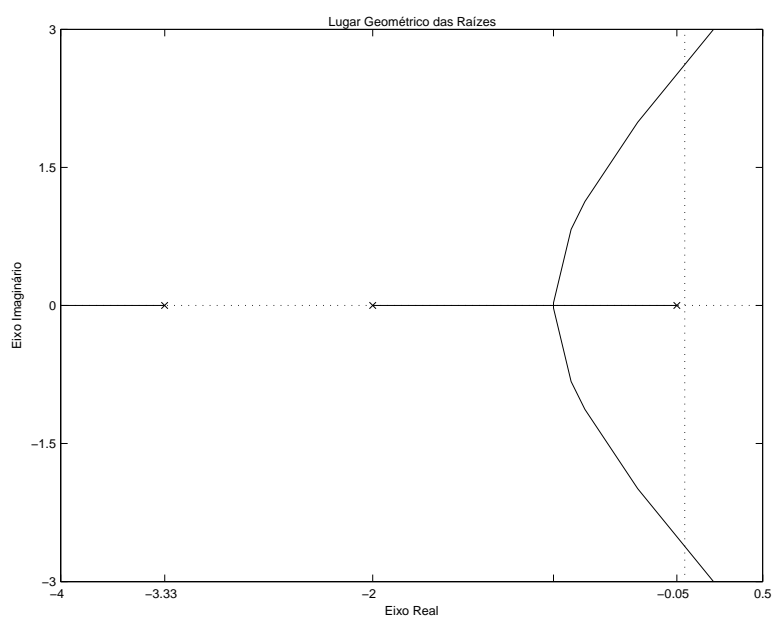
Constante de inércia	– $H=5s$ .
Estatismo	– $R=2.4 \text{ Hz}/(p.u.)$ .
Elasticidade de Carga	– $D=0.01 \text{ p.u./Hz}$ .

Vamos estudar a resposta, no tempo, e as condições de estabilidade do sistema acima considerado, quando ocorre uma variação em escalão na carga  $\Delta P_D = 0.1 \text{ p.u.}$ .

### 2.4.1.1 Estabilidade do sistema

A estabilidade é função do estatismo  $R$ , já que as constantes de tempo do regulador, da turbina e do sistema de potência se consideram constantes.

A estabilidade deste sistema, como função do inverso do estatismo, é representada na Fig. (2.9). O sistema é estável para  $1/R < 1.11$ , para  $R \rightarrow +\infty$ , o sistema deixa de ser realimentado e os seus pólos (pólos em cadeia aberta) são iguais aos pólos do regulador, da turbina e do sistema de potência.



**Fig. 2.9** Lugar geométrico das raízes em função de  $1/R$  (controlo primário).

### 2.4.1.2 Resposta em regime estacionário

A partir da Fig. (2.8) é possível estudar o comportamento em regime estacionário, ou seja é a variação da frequência final após a extinção do regime transitório, assim com  $\Delta P_r = 0$ , obtemos a seguinte função transferência,

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta P_D(s)} = \frac{-K_p R(1+sT_G)(1+sT_t)}{R(1+sT_G)(1+sT_t)(1+sT_p) + K_p}. \quad (2.35)$$

Considerando uma variação em degrau de  $\Delta P_D(s) = \frac{\Delta P_D}{s}$  e aplicando o teorema do valor final obtemos,

$$\Delta F_{est}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} = \frac{-sK_p R(1+sT_G)(1+sT_t)}{R(1+sT_G)(1+sT_t)(1+sT_p) + K_p} \frac{\Delta P_D}{s} = \frac{-K_p \Delta P_D}{1 + \frac{K_p}{R}} \quad (2.36)$$

$$\Delta F_{est}(s) = \frac{-\Delta P_D}{D + 1/R}$$

definindo

$$\beta = D + 1/R, \quad (2.37)$$

como a característica de resposta em frequência da área (*area frequency response characteristic AFRC*),

vem

$$\Delta F_{est} = -\frac{\Delta P_D}{\beta} \text{ Hz}. \quad (2.38)$$

Para um sistema que contenha  $N$  geradores em paralelo alimentando a mesma carga obtemos,

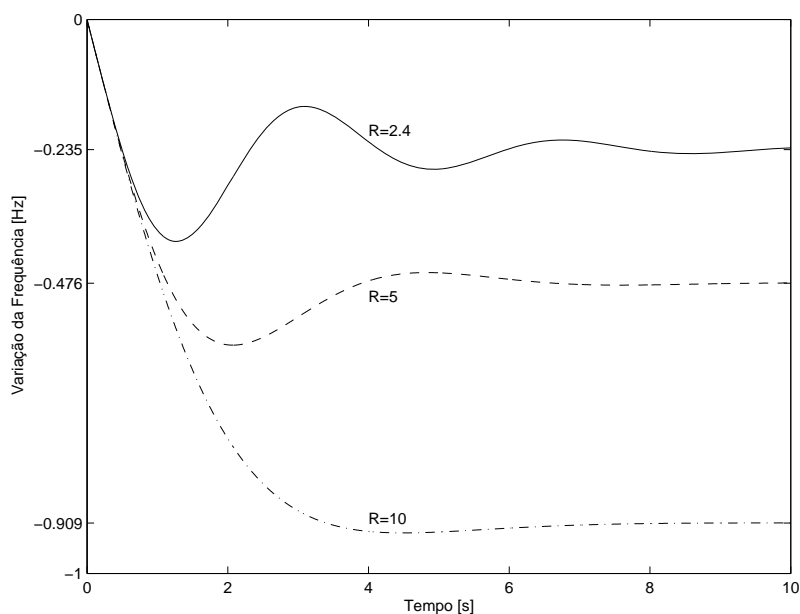
$$\Delta F_{est}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} = -\frac{\Delta P_D}{D + \sum_{i=1}^n 1/R_i}. \quad (2.39)$$

Para o caso em concreto  $\Delta P_D = 0.1 \text{ p.u.}$ ,

$$\Delta F_{est} = -\frac{\Delta P_D}{\beta} \text{ Hz} = -0.235 \text{ Hz}.$$

### 2.4.1.3 Resposta em regime transitório

A resposta no tempo da variação de frequência  $\Delta f(t)$  à entrada  $\Delta P_D = 0.1 \text{ p.u.}$ , é representada na Fig. (2.10). A observação desta permite fazer as seguintes observações, (i) o tempo de estabelecimento da resposta é tanto menor quanto maior for o estatismo, (ii) a redução do estatismo diminui o erro de frequência.



**Fig. 2.10** Resposta do sistema a uma variação em escalão, na carga,  $\Delta P_D = 0.1 \text{ p.u.}$  (controlo primário).

Assim, para se obter um tempo de estabelecimento, na ordem dos 4 segundos, é necessário que o estatismo tome valores apreciáveis, aumentando assim o erro de frequência.

Dado o elevado erro de frequência (mesmo para  $R = 2.4$ ) resultante do controlo primário, surge a necessidade de implementar uma estratégia de controlo que diminua esse erro. Para tal é necessário aumentar a potência mecânica, ajustando a posição de referência do regulador de frequência.

## 2.5 Controlo Secundário

O controlo primário, por acção exclusiva dos reguladores de velocidade dos geradores não é inteiramente satisfatório sobre o ponto de vista de manter a frequência no seu valor nominal como foi visto anteriormente, esta variação pode ser reduzida diminuindo o estatismo dos reguladores mas este processo tem limites de estabilidade.

Assim, a par do controlo primário, surge a necessidade de adoptar uma outra estratégia de controlo esse controlo é chamado de *Controlo Secundário*.

A estratégia adoptada, ao longo dos tempos consiste no controlo integral linear,

$$\Delta P_C = -K_I \int_0^t \Delta f \, dt. \quad (2.40)$$

O controlo integral leva para zero o erro de frequência resultante de um escalão na carga. Enquanto permanecer o erro de frequência, a posição de referência do regulador de frequência é modificada. A saída do integrador e a posição de referência atingem um valor constante quando o erro de frequência for reduzido a zero. A constante de ganho  $K_I$  controla a razão de integração, e

consequentemente, o tempo de estabelecimento do sistema. A estabilidade do sistema é agora função do estatismo  $R$  e do ganho integral  $K_I$ , isto considerando as constantes de tempo do regulador, da turbina e do sistema de potência como fixas pois como se poderá constatar estas também influenciaram a estabilidade do sistema.

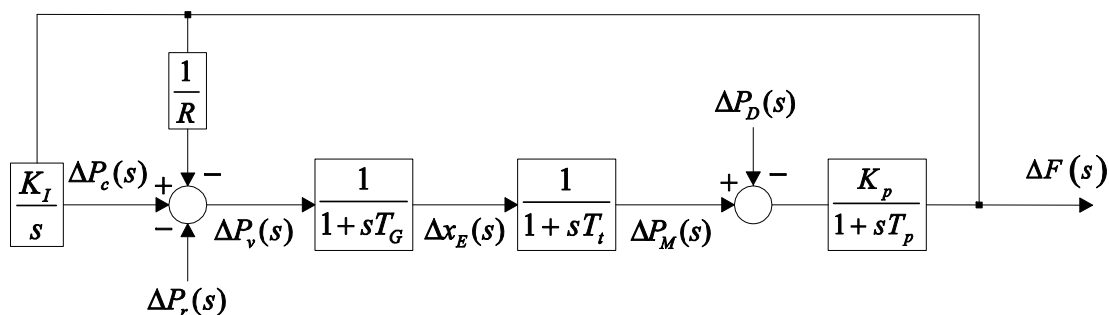
Em termos da transformada de laplace,

$$\Delta P_c(s) = -\frac{K_i}{s} \Delta f(s), \quad (2.41)$$

o sinal negativo impõe que um desvio positivo da frequência dê origem uma ordem de diminuição da potência gerada.

### 2.5.1 Análise da Estabilidade e da Resposta do Sistema em regime transitório.

Apresentando-se assim para uma rede isolada novo diagrama de blocos,



**Fig. 2.11** Diagrama de blocos de uma Área isolada com controle secundário.

Para o caso de uma única área a entrada do controlador integral é o desvio de frequência portanto neste caso,

$$ACE = \Delta f. \quad (2.42)$$

Define-se *ACE* (Area Control Error) como o sinal injectado no bloco integrador, ou seja, o ACE corresponde à grandeza (ou combinação de grandezas) cujo desvio deve ser anulado.

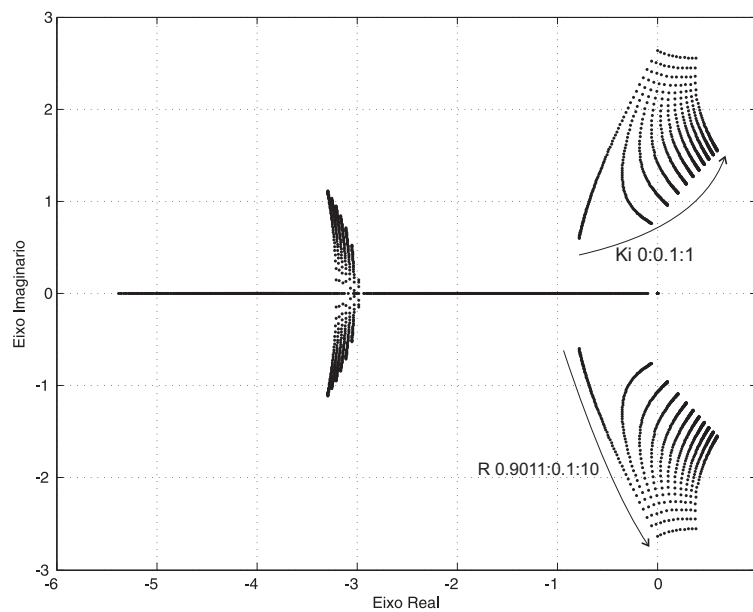
Da Fig. (2.11) obtemos assim a função transferência e é dada pela seguinte expressão,

$$\frac{\Delta f(s)}{\Delta P_D(s)} = - \frac{K_p(1+sT_G)(1+sT_i)}{Rs(1+sT_p)(1+sT_G)(1+sT_i) + K_p s + K_I K_p R}. \quad (2.43)$$

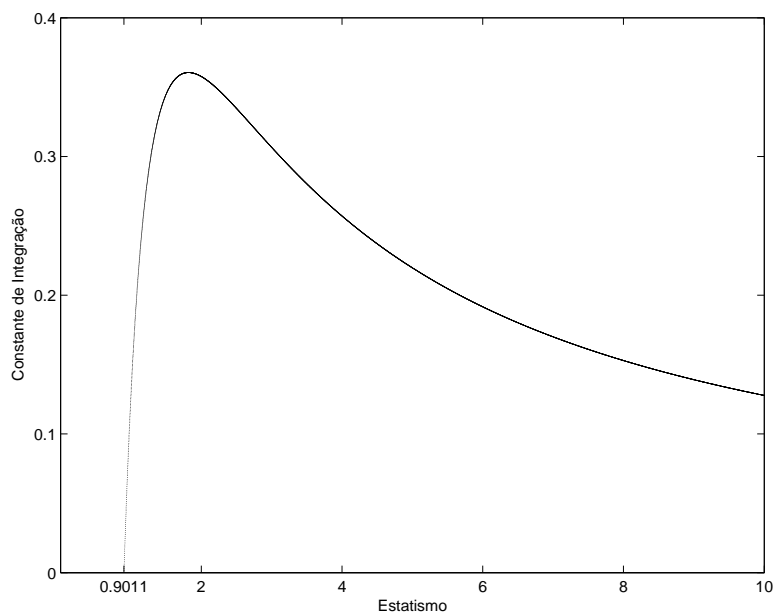
### 2.5.1.1 Estabilidade do sistema

Para o estudo da estabilidade inicialmente é apresentado o lugar geométrico das raízes em função do ganho integral e em função do estatismo, posteriormente são apresentadas as regiões estáveis obtidas através do critério de Routh-Hurwitz em função do ganho integral, para diferentes valores de estatismo bem como para diferentes valores das constantes de tempo do regulador e da turbina, respectivamente.

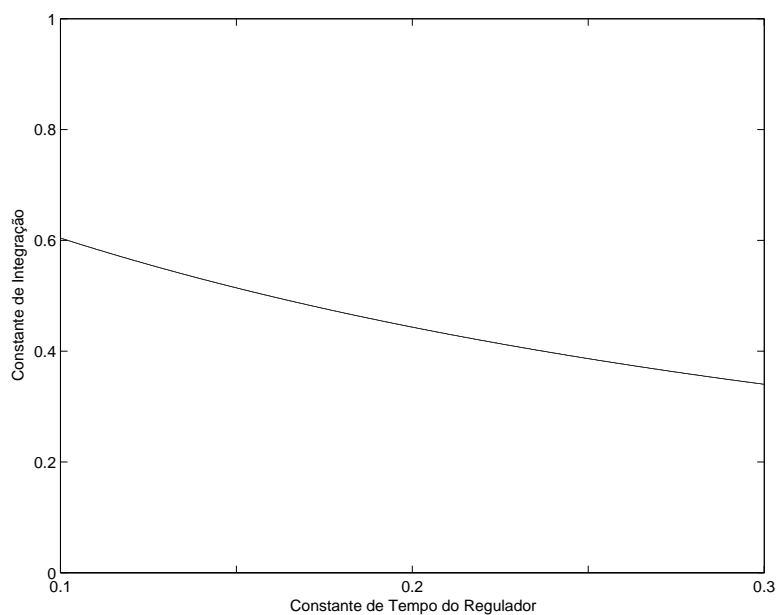
A observação da Fig. (2.13) permite verificar que a melhor escolha de  $R$  se situa entre 1.8 e 3 [Hz/p.u.], possibilitando assim um maior grau de liberdade na escolha de  $K_I$ , As raízes do sistema são também dependentes das constantes de tempo do regulador de frequência e da turbina, sendo o caso apresentado, o mais inconveniente, por se terem escolhido os maiores valores dessas constantes diminuindo  $T_G$  e  $T_i$ , as margens de estabilidade aumentam como se pode constatar nas Figs. (2.14) e (2.15) respectivamente.



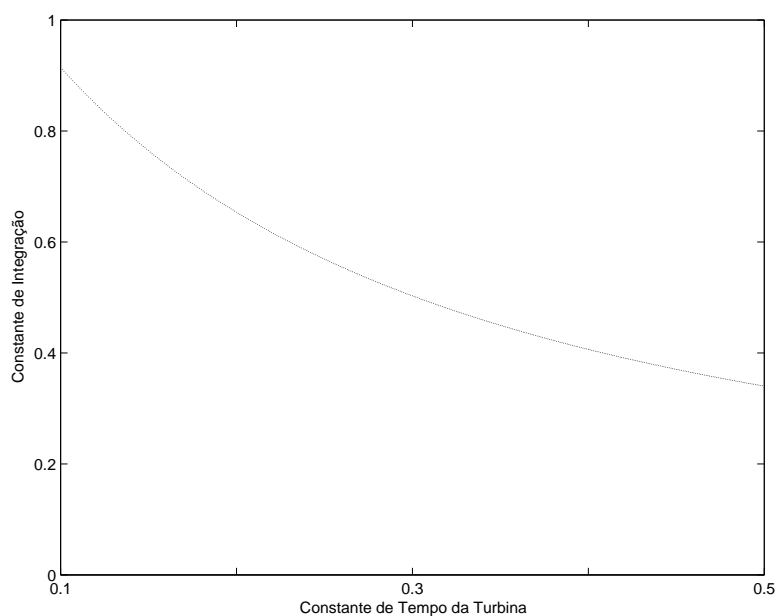
**Fig. 2.12** Lugar geométrico das raízes do sistema em função do ganho integral e de diferentes valores de estatismo.



**Fig. 2.13** Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de estatismo, obtida através do critério de Routh-Hurwitz.



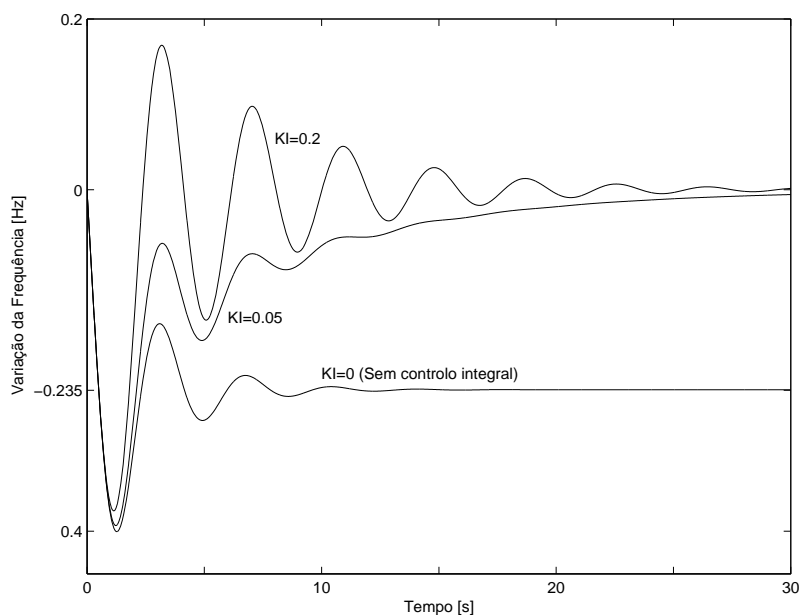
**Fig. 2.14** Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de  $T_G$ , obtida através do critério de Routh-Hurwitz.



**Fig. 2.15** Região estável do sistema em função do ganho integral, para diferentes valores de  $T_t$ , obtida através do critério de Routh-Hurwitz.

### 2.5.1.2 Resposta em regime transitório

A resposta no tempo da variação de frequência  $\Delta f(t)$  à entrada  $\Delta P_D = 0.1 p.u.$ , é representada na Fig. 2.16,



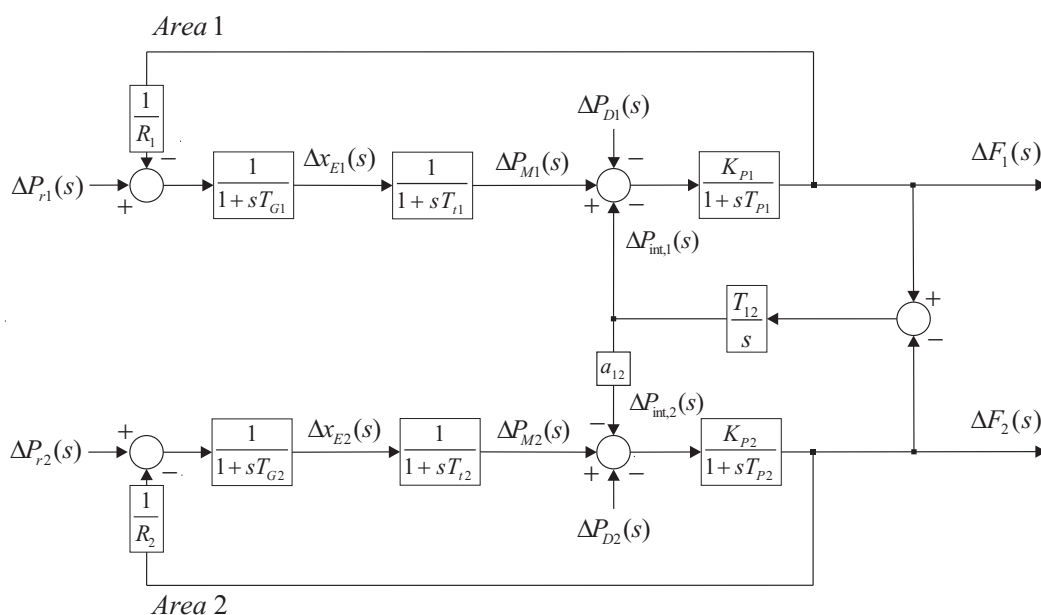
**Fig. 2.16** Resposta no tempo da variação da frequência que segue uma variação em escalo, na carga  $\Delta P_D = 0.1 p.u.$

A observação da Fig. (2.16) juntamente com a Fig. (2.12) permite fazer as seguintes observações, (i) se o ganho  $K_I$  for pequeno, por exemplo  $K_I = 0.05$ , a resposta apresenta maior tempo de estabelecimento, com maior amortecimento, e o integral de  $\Delta f(t)$  (bem como o erro de tempo) será grande, sendo esta situação a preferida, já que apresenta a vantagem de o gerador não responder a flutuações rápidas na carga, que causam desgaste no equipamento esta observação pode ser realizada através da Fig. (2.12) visto que a distância horizontal de um pólo de malha fechada ao eixo  $j\omega$  determina o tempo de estabelecimento, assim quanto maior essa distância maior o tempo de

estabelecimento (ii) para aumentar o tempo de estabelecimento da resposta e, deste modo, diminuir o integral da variação de frequência, aumenta-se o valor de  $K_I$ , por exemplo  $K_I = 0.2$ , tornando a resposta oscilatória, sendo esta a contrapartida imposta pela diminuição do integral da variação de frequência, (iii) a um aumento da carga, a frequência inicia a sua queda de uma forma exponencial, insensível ao tipo de controlo (primário ou integral).

## 2.6 Sistema de duas áreas interligadas sem controlo Secundário

A Fig. 2.17 representa o regulador de frequência de duas áreas iguais interligadas, com turbinas a vapor sem reaquecimento.



**Fig. 2.17** Diagrama de blocos do regulador de frequência, para duas áreas interligadas sem controlo secundário.

O bloco que contém a função de transferência  $a_{12}$  adapta as bases de ambas as áreas, já que o termo  $\Delta P_{\text{int},1}$  representa a potência de interligação que sai da área 1, em (p.u.). Para o sistema de duas áreas interligadas, a potência de

interligação que sai da área 1 tem que igualar a potência que entra na área 2 ( $-\Delta P_{\text{int},2}$ ), se ambas as potências forem expressas em (MW).

Assim, podemos escrever,

$$\begin{aligned} S_{b1}\Delta P_{\text{int},1} &= -S_{b2}\Delta P_{\text{int},2} \\ \Delta P_{\text{int},2} &= a_{12}\Delta P_{\text{int},1} \end{aligned} \quad (2.44)$$

com

$$a_{12} = -\frac{S_{b1}}{S_{b2}}.$$

### 2.6.1 Resposta em regime Estacionário

Podemos retirar da Fig. 2.17 que,

$$\left( -\frac{1}{R_1} \frac{\Delta f_1^{est}}{(1-sT_{G1})(1-sT_{t1})} - \Delta P_{\text{int},1}^{est} - \Delta P_{D1} \right) \frac{K_{P1}}{1+sT_{P1}} = \Delta f_1^{est}, \quad (2.45)$$

$$\left( -\frac{1}{R_2} \frac{\Delta f_2^{est}}{(1-sT_{G2})(1-sT_{t2})} - \Delta P_{\text{int},2}^{est} - \Delta P_{D2} \right) \frac{K_{P2}}{1+sT_{P2}} = \Delta f_2^{est}. \quad (2.46)$$

Considerando áreas idênticas e  $T_t = T_G = 0$ , já que o regulador/turbina respondem muito rapidamente, quando comparados com o resto do sistema, retiram-se de [12], e  $\Delta P_{r1} = \Delta P_{r2} = 0$ ,

Aplicando o teorema do valor final vem,

$$\left( -\frac{\Delta f_1^{est}}{R_1} - \Delta P_{\text{int},1}^{est} - \Delta P_{D1} \right) K_{P1} = \Delta f_1^{est}, \quad (2.47)$$

$$\left( -\frac{\Delta f_2^{est}}{R_2} - \Delta P_{int,2}^{est} - \Delta P_{D2} \right) K_{P2} = \Delta f_2^{est}. \quad (2.48)$$

com

$$K_{P1} = \frac{1}{D_1} \text{ e } K_{P2} = \frac{1}{D_2} \text{ e } \Delta P_{int,2}^{est} = a_{12} \Delta P_{int,1}^{est}$$

Em regime estacionário  $\Delta f_1^{est} = \Delta f_2^{est} = \Delta f^{est}$ , assim sendo as equações

(2.47) e (2.48) podem ser reescritas como

$$-\Delta P_{int,1}^{est} - \Delta P_{D1} = \Delta f^{est} \left( D_1 + \frac{1}{R_1} \right), \quad (2.49)$$

$$-a_{12} \Delta P_{int,1}^{est} - \Delta P_{D2} = \Delta f^{est} \left( D_2 + \frac{1}{R_2} \right). \quad (2.50)$$

Resolvendo em ordem a  $\Delta f^{est}$  e  $\Delta P_{int,1}^{est}$  vem

$$\Delta f^{est} = -\frac{\Delta P_{D2} - a_{12} \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1}, \quad (2.51)$$

$$\Delta P_{int,1}^{est} = \frac{\beta_1 \Delta P_{D2} - \beta_2 \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1}. \quad (2.52)$$

$\beta_1$  e  $\beta_2$  são designadas como características de resposta de frequência respectivamente da área 1 e 2 (*area frequency response characteristic AFRC*) e são definidas como,

$$\beta_1 = D_1 + \frac{1}{R_1}, \quad (2.53)$$

$$\beta_2 = D_2 + \frac{1}{R_2}. \quad (2.54)$$

Supondo uma variação na área 1,  $\Delta P_{D1} = \Delta P_D$ ,  $\Delta P_{D2} = 0$  tem-se de (2.51),

$$\Delta f^{est} = -\frac{-a_{12}\Delta P_D}{\beta_2 - a_{12}\beta_1}, \quad (2.55)$$

e de (2.52)

$$\Delta P_{int,1}^{est} = \frac{-\beta_2\Delta P_D}{\beta_2 - a_{12}\beta_1}. \quad (2.56)$$

Supondo uma variação na área 2,  $\Delta P_{D2} = \Delta P_D$ ,  $\Delta P_{D1} = 0$  tem-se de (2.51),

$$\Delta f^{est} = -\frac{\Delta P_D}{\beta_2 - a_{12}\beta_1}, \quad (2.57)$$

e de (2.52)

$$\Delta P_{int,1}^{est} = \frac{\beta_1\Delta P_{D2}}{\beta_2 - a_{12}\beta_1}. \quad (2.58)$$

Os resultados anteriores podem ser aplicados no caso particular de se considerar que ambas as áreas apresentam parâmetros idênticos, *i.e.*,

$$\begin{aligned} D_1 &= D_2 = D \\ R_1 &= R_2 = R \\ \beta_1 &= \beta_2 = \beta \\ a_{12} &= -1 \end{aligned}$$

Para uma variação de carga  $\Delta P_{D1} = \Delta P_D$  na área 1,  $\Delta f^{est}$  é,

$$\Delta f^{est} = -\frac{-\Delta P_D}{2\beta} \quad (2.59)$$

A variação da potência de interligação é,

$$\Delta P_{int,1}^{est} = -\frac{\Delta P_D}{2}. \quad (2.60)$$

Ou seja dada uma variação de carga na área 1, as equações acabadas de apresentar permitem retirar as seguintes observações sobre a vantagem da interligação, (i) cinquenta por cento do acréscimo de carga na área 1 será encaixada pela área 2, através da interligação (linha sem perdas), (ii) o decréscimo de frequência é apenas metade do obtido para a área 1, sem interligação.

### 2.6.2 Resposta em regime transitório

Para estudar o comportamento do sistema em regime transitório vamos usar a representação do sistema em modelo de estados da Fig. (2.17), obtemos as seguintes sete equações diferenciais,

$$s\Delta x_{E1} = -\frac{\Delta x_{E1}}{T_{G1}} - \frac{\Delta F_1}{T_{G1}R_1} + \frac{\Delta P_{r1}}{T_{G1}}, \quad (2.61)$$

$$s\Delta x_{E2} = -\frac{\Delta x_{E2}}{T_{G2}} - \frac{\Delta F_2}{T_{G2}R_2} + \frac{\Delta P_{r2}}{T_{G2}}, \quad (2.62)$$

$$s\Delta P_{M1} = \frac{\Delta x_{E1} - \Delta P_{M1}}{T_{i1}}, \quad (2.63)$$

$$s\Delta P_{M2} = \frac{\Delta x_{E2} - \Delta P_{M2}}{T_{i2}}, \quad (2.64)$$

$$s\Delta F_1 = -\frac{\Delta F_1}{T_{P1}} + \frac{K_{P1}\Delta P_{M1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{D1}K_{P1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{int1}K_{P1}}{T_{P1}}, \quad (2.65)$$

$$s\Delta F_2 = -\frac{\Delta F_2}{T_{P2}} + \frac{K_{P2}\Delta P_{M2}}{T_{P2}} - \frac{\Delta P_{D2}K_{P2}}{T_{P2}} - \frac{a_{12}\Delta P_{int1}K_{P2}}{T_{P2}}, \quad (2.66)$$

$$s\Delta P_{int1} = T_{12}(\Delta F_1 - \Delta F_2), \quad (2.67)$$

A partir das equações diferenciais expostas em cima é possível representar o sistema linear na forma,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + \Gamma p(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned}, \quad (2.68)$$

onde

- $x$  – Vector de estado.
- $u$  – Vector de entrada.
- $p$  – Vector de perturbação.
- $y$  – Vector de saída.

$u$  representa as entradas dos reguladores e  $p$  as variações de carga, dados por,

$$u = \begin{bmatrix} \Delta P_{r1} \\ \vdots \\ \Delta P_{rn} \end{bmatrix}, \quad e \quad p = \begin{bmatrix} \Delta P_{D1} \\ \vdots \\ \Delta P_{Dn} \end{bmatrix},$$

a matriz  $A$  do sistema é dada por,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_{P1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & -\frac{K_{P1}}{T_{P1}} \\ 0 & \frac{-1}{T_{P2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{P2}}{T_{P2}} & -a_{12} \frac{K_{P1}}{T_{P1}} \\ \frac{-1}{R_1 T_{G1}} & 0 & \frac{-1}{T_{G1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_2 T_{G2}} & 0 & \frac{-1}{T_{G2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{t1}} & 0 & -\frac{1}{T_{t1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{t2}} & 0 & -\frac{1}{T_{t2}} & 0 \\ T_{12} & -T_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

onde a matriz de entrada  $B$  e a matriz de perturbação  $\Gamma$  são dadas por,

$$B' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{G1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{G2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

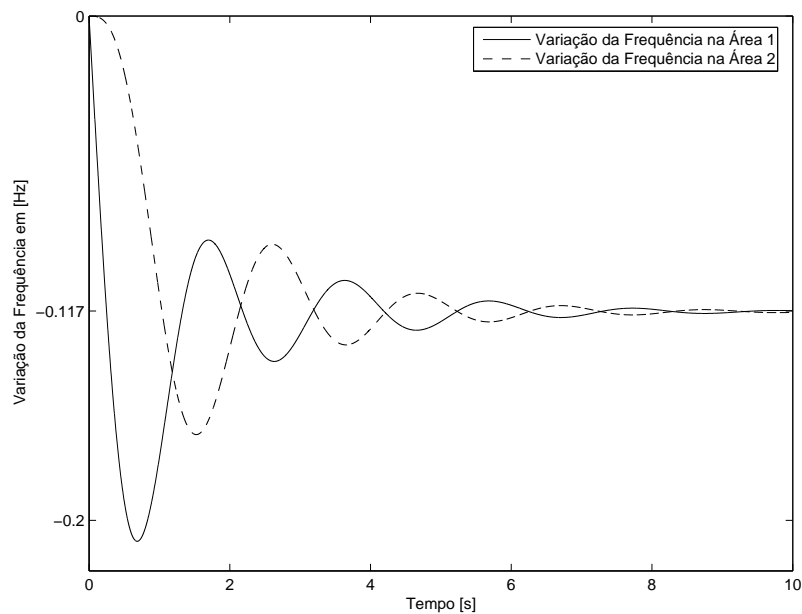
$$\Gamma' = \begin{bmatrix} \frac{-K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-K_{P2}}{T_{P2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

e o vector de estado dado por,

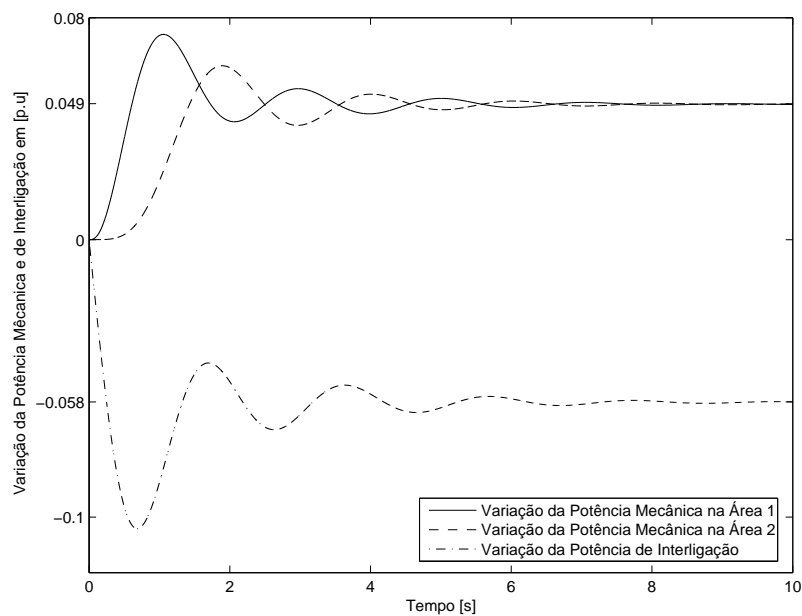
$$x' = [\Delta F_1 \quad \Delta F_2 \quad \Delta x_{E1} \quad \Delta x_{E2} \quad \Delta p_{M1} \quad \Delta p_{M2} \quad \Delta P_{\text{int}}].$$

Usando a função *Step* da linguagem do Matlab, obtêm-se as seguintes curvas que se representam nas seguintes figuras.

As Figs. (2.18) e (2.19) ilustram, respectivamente, as respostas da variação de frequência e da variação da potência de interligação, das áreas (idênticas) interligadas. A sua observação permite comprovar a análise analítica atrás efectuada. A área 1 ao sentir um aumento de carga obriga a que  $\Delta f_1(t)$  decresça, ao ser detectada essa queda de frequência cada regulador de frequência actua aumentando a potência mecânica em cada área atingindo um novo regime estacionário, dado pelas equações (2.51) e (2.52) deduzidas anteriormente, uma outra conclusão se pode retirar que o amortecimento é inversamente proporcional a  $R$  e proporcional a  $D$ .



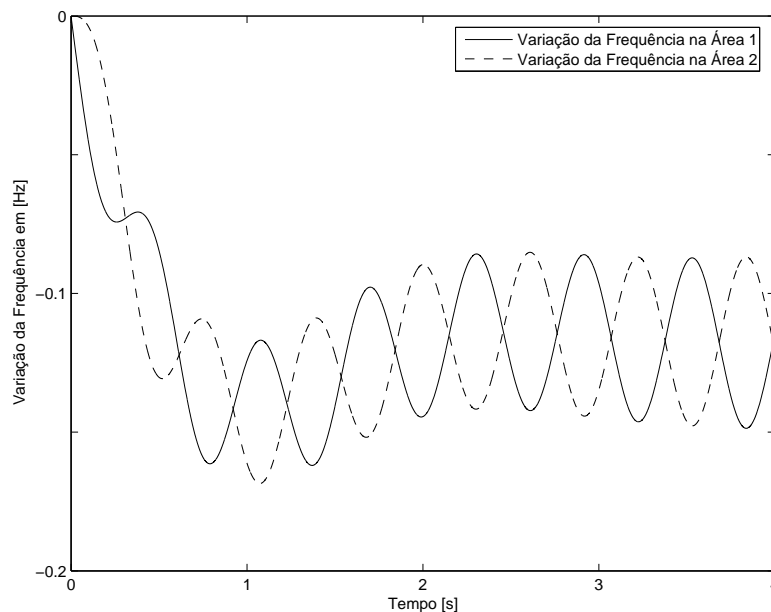
**Fig. 2.18** Desvio de frequência que segue uma variação em escalão, na carga da área 1, sem controle integral ( $T_{G1} = T_{G2} = 0.08$ ,  $T_{i1} = T_{i2} = 0.3$  e  $T_{i2} = 0.5$ ).



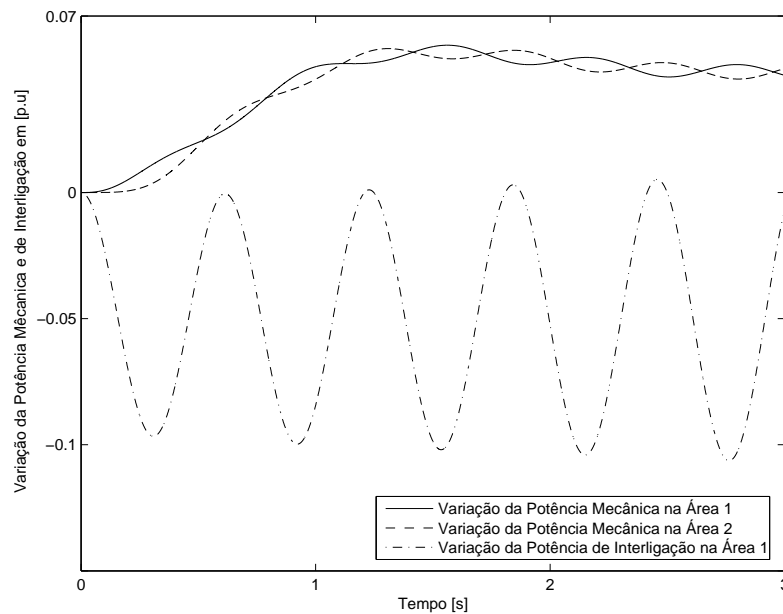
**Fig. 2.19** Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação em escalão, na carga da área 1, sem controle integral ( $T_{G1} = T_{G2} = 0.08$ ,  $T_{i1} = T_{i2} = 0.3$  e  $T_{i2} = 0.5$ )

Uma análise que se considera pertinente e realizada por [11], é a do comportamento do sistema de duas áreas interligadas, para valores elevados de binário sincronizante  $T_{12}$ . Em todos os exemplos apresentados nas variadas referências, é sempre considerado que a capacidade de transmissão da linha  $P_{\max}$  é, em regra, 10 a 20 por cento da capacidade da área, com o ângulo de fase nominal de  $45^\circ$ . A capacidade de transmissão depende (equação 2.15), para além de outras grandezas, da reactância da linha. Se a reactância da linha descer a valores próximos de zero, então  $T_{12}$  poderá tomar valores bastante elevados, tornando o sistema cada vez mais oscilatório e até instável.

Escolheu-se um caso instável para ilustrar a situação referida, Fig. (2.20) e Fig. (2.21). Os parâmetros são os mesmos do exemplo das Figs. (2.18) e (2.19), à excepção do binário sincronizante que é neste caso  $T_{12} = 10$ .



**Fig. 2.20** Desvio de frequência que segue uma variação em escalão, na carga da área 1,  $T_{12} = 10$ .

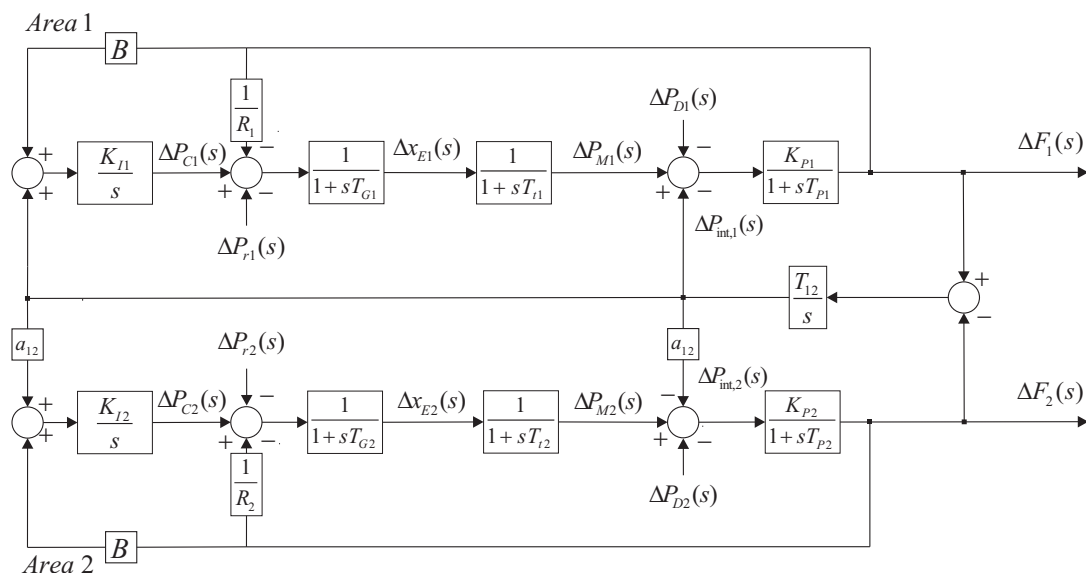


**Fig. 2.21** Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação em escalão, na carga da área 1,  $T_{12} = 10$ .

O facto da linha de transmissão ter uma grande capacidade leva a área 2 a variar a potência transmitida, recorrendo-se (nos primeiros instantes) à energia cinética armazenada, de modo a contribuir de forma mais evidente para o encaixe da carga. Quando na área 1 existe um excesso de potência ( $\Delta P_{M_1}(t) + \Delta P_{int,1}(t)$ ), a sua frequência cresce e, conseqüentemente, o regulador actua, fazendo com que haja uma diminuição no crescimento de potência mecânica nessa área. Deste modo, a interligação é responsável pela instabilidade do sistema.

Para completar o estudo de duas áreas interligadas, considere-se agora a existência de controlo secundário.

## 2.7 Sistema de duas áreas interligadas com controlo Secundário



**Fig. 2.22** Diagrama de blocos do regulador de frequência, para duas áreas interligadas com controlo secundário.

Assim a fim de procurar anular os desvios de frequência e das potências de interligação é necessário com isso obter um sinal que combine ambas as variáveis para corrigir esses desvios quando ocorrem. O sinal formado deve passar por um integrador que actuará até se anularem ambos os desvios.

Para combinar os sinais tanto da potência de interligação ( $MW$ ) com a frequência em ( $Hz$ ), este último precisa de ser convertido em unidade de potência e para isso utiliza-se o factor de ponderação Bias ( $B$ ), que tem a grandeza de ( $MW/Hz$ ). O sinal composto como foi visto para o caso de uma área isolada é definido como  $ACE$  (Area Control Error) e para o caso de duas áreas é dado por,

$$ACE_1 = \Delta P_{int,1} + B_1 \Delta F_1, \quad (2.69)$$

$$ACE_2 = a_{12} \Delta P_{int,1} + B_2 \Delta F_2. \quad (2.70)$$

Segundo as recomendações do NAPSIC “North American Power Systems Interconnection Committee” considera-se  $B$  igual à característica de resposta em frequência  $B = \beta$ .

### 2.7.1 Resposta em regime transitório

Da Fig. (2.18), obtemos as seguintes nove equações diferenciais,

$$s\Delta x_{E1} = -\frac{\Delta x_{E1}}{T_{G1}} - \frac{\Delta F_1}{T_{G1}R_1} + \frac{\Delta P_{r1}}{T_{G1}} + \frac{\Delta P_{C1}}{T_{G1}}, \quad (2.71)$$

$$s\Delta x_{E2} = -\frac{\Delta x_{E2}}{T_{G2}} - \frac{\Delta F_2}{T_{G2}R_2} + \frac{\Delta P_{r2}}{T_{G2}} + \frac{\Delta P_{C2}}{T_{G2}}, \quad (2.72)$$

$$s\Delta P_{M1} = \frac{\Delta x_{E1} - \Delta P_{M1}}{T_{i1}}, \quad (2.73)$$

$$s\Delta P_{M2} = \frac{\Delta x_{E2} - \Delta P_{M2}}{T_{i2}}, \quad (2.74)$$

$$s\Delta F_1 = -\frac{\Delta F_1}{T_{P1}} + \frac{K_{P1}\Delta P_{M1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{D1}K_{P1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{int1}K_{P1}}{T_{P1}}, \quad (2.75)$$

$$s\Delta F_2 = -\frac{\Delta F_2}{T_{P2}} + \frac{K_{P2}\Delta P_{M2}}{T_{P2}} - \frac{\Delta P_{D2}K_{P2}}{T_{P2}} - \frac{a_{12}\Delta P_{int1}K_{P2}}{T_{P2}}, \quad (2.76)$$

$$s\Delta P_{int1} = T_{12}(\Delta F_1 - \Delta F_2), \quad (2.77)$$

$$s\Delta P_{C1} = -K_{I1}(\Delta P_{int1} + B_1\Delta F_1), \quad (2.78)$$

$$s\Delta P_{C2} = -K_{I2}(a_{12}\Delta P_{int1} + B_2\Delta F_2). \quad (2.79)$$

Onde a matriz  $A$  do sistema é dada por,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_{P1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & -\frac{K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_{P2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{P2}}{T_{P2}} & -a_{12} \frac{K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_1 T_{G1}} & 0 & \frac{-1}{T_{G1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{G1}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_2 T_{G2}} & 0 & \frac{-1}{T_{G2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{G2}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{i1}} & 0 & -\frac{1}{T_{i1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{i2}} & 0 & -\frac{1}{T_{i2}} & 0 & 0 & 0 \\ T_{12} & -T_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_{I1} B_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{I1} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{I2} B_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_{12} K_{I2} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

a matriz de entrada  $B$  e a matriz de perturbação  $\Gamma$  são dadas por,

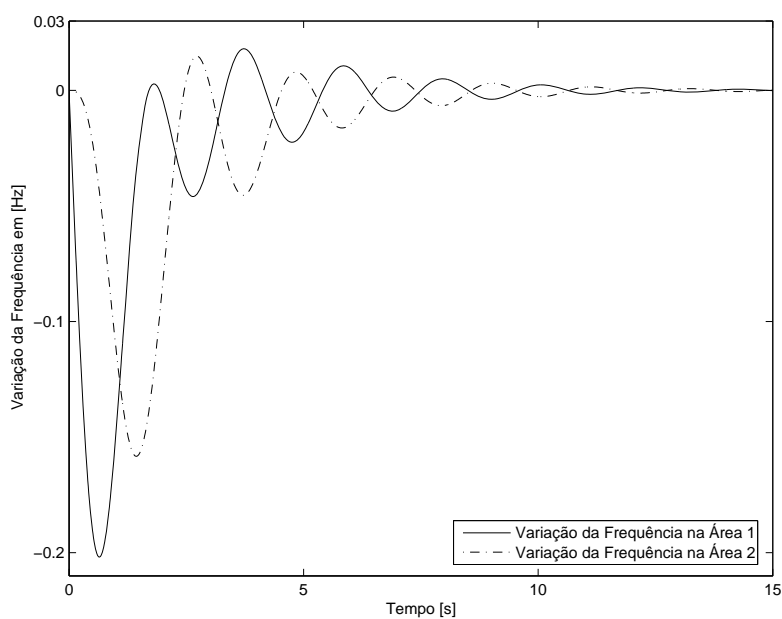
$$B' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{G1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{G2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma' = \begin{bmatrix} \frac{-K_{P1}}{T_{P1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-K_{P2}}{T_{P2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

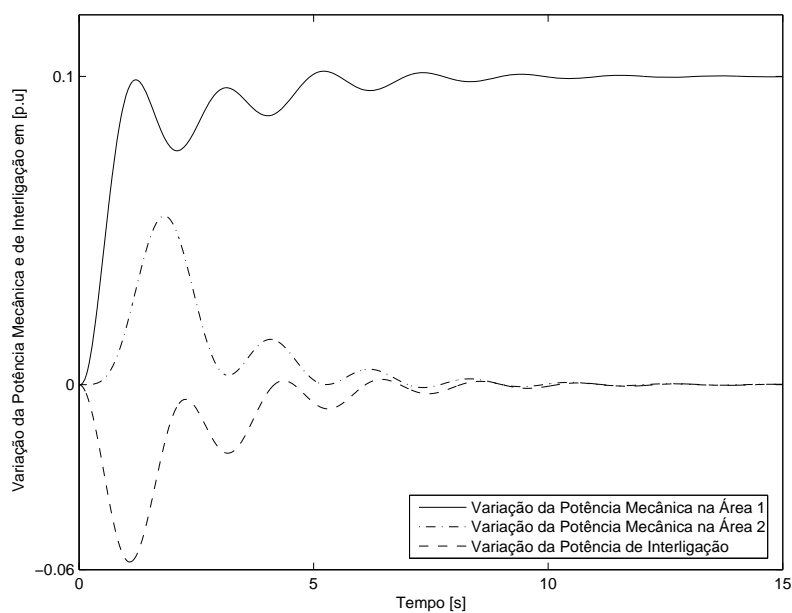
e o vector de estado dado por,

$$x' = [\Delta F_1 \quad \Delta F_2 \quad \Delta x_{E1} \quad \Delta x_{E2} \quad \Delta p_{M1} \quad \Delta p_{M2} \quad \Delta P_{\text{int}} \quad \Delta p_{C1} \quad \Delta p_{C2}].$$

Usando a função *Step* da linguagem do Matlab, obtêm-se as seguintes curvas que se representam nas seguintes figuras.



**Fig. 2.23** Desvio de frequência que segue uma variação em escalo, na carga da área 1, com  $K_{I1} = K_{I2} = 0.5$ .



**Fig. 2.24** Desvio da potência mecânica e de interligação que segue uma variação, em escalo, da carga.

Um outro objectivo do controlo secundário é o de que cada área absorva em regime permanente as suas próprias variações de carga e que o controlo secundário actue somente na área em que ela ocorreu, ficando inactivo os restantes como se pode constatar na Fig. (2.24) ou teoricamente da seguinte forma,

Para a área 1 temos  $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u$ ,

substituindo na equação (2.69) as equações (2.55) e (2.56), vem

$$ACE_1 = \frac{-\beta_2 \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} - \frac{-a_{12} \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} \beta_1 = -\Delta P_{D1}. \quad (2.80)$$

Para a área 2 temos,

substituindo na equação (2.70) as equações (2.55) e (2.56), vem

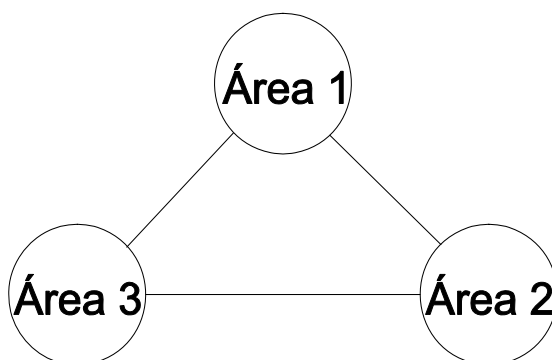
$$ACE_2 = -\frac{-\beta_2 \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} - \frac{-a_{12} \Delta P_{D1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} \beta_2 = 0. \quad (2.81)$$

Mas apesar de estaticamente concretizar-se o objectivo proposto, transitoriamente, uma vez que o controlo secundário actua antes do controlo primário atingir o seu regime estacionário, o regulador de velocidade da área 2 actuará no sentido de gradualmente reduzir a sua produção, conforme a área 1 for aumentando a sua produção a frequência vai-se normalizando bem como o controlo primário na área 2, nesse intervalo de tempo tanto  $\Delta f^{est}$  como  $\Delta P_{int,1}^{est}$  diferem das equações apresentadas em (2.51) e (2.52). O processo continuará até que toda a carga tenha sido absorvida pela área 1 nesse instante o desvio de frequência bem como da potência de interligação é nulo. Caso a área 1 não consiga assumir tal variação de carga não se deve corrigir a frequência enquanto não forem tomadas as medidas necessárias como sendo a chamada de novas unidades para a produção bem como a inclusão de mais áreas através das linhas

de interligação, já que o descrito em cima anularia a colaboração das outras áreas.

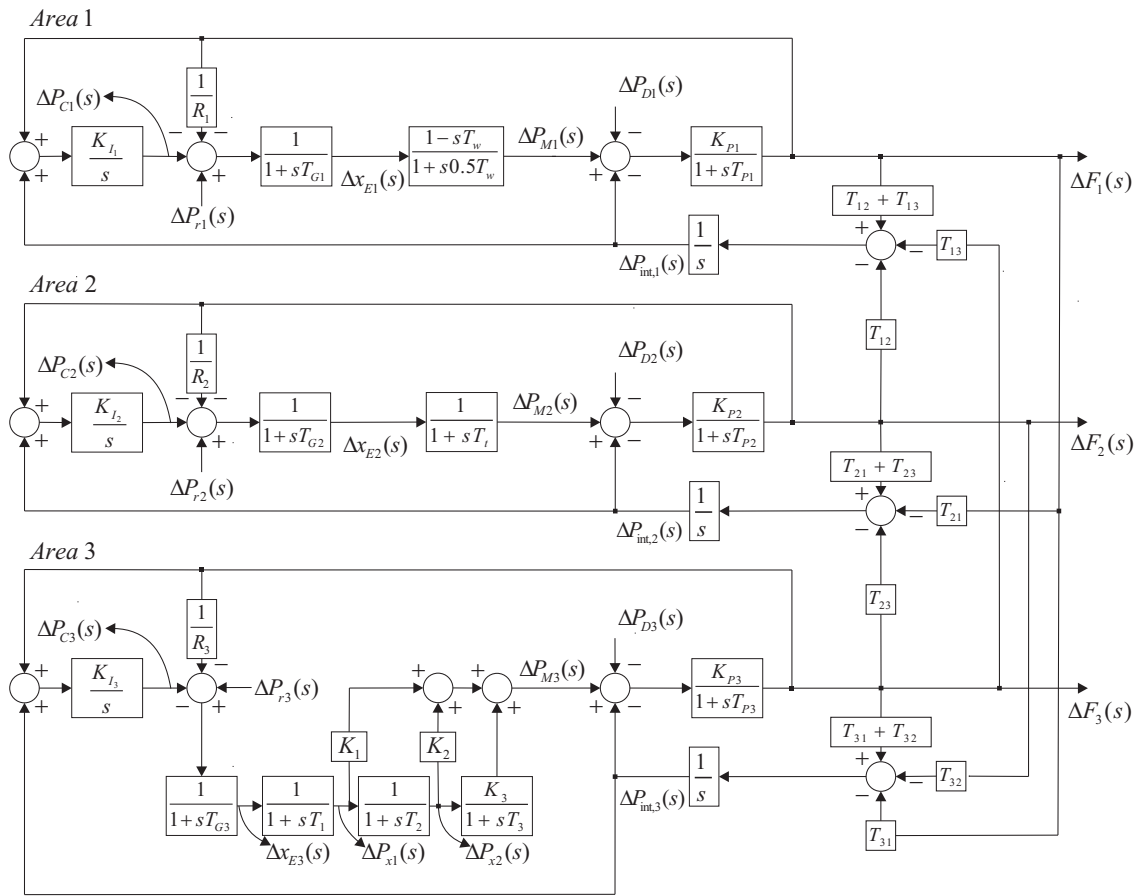
### *2.8 Sistema de Três áreas interligadas*

Para o segundo caso a estudar, foram consideradas três áreas distintas, concretamente, uma área de produção hídrica (área 1), duas áreas de produção térmica, uma com turbina sem reaquecimento (área 2), outra com turbina com reaquecimento (área 3).



**Fig. 2.25** Sistema com três áreas interligadas.

Cujo diagrama de blocos é dado por,



**Fig. 2.26** Diagrama de blocos para três áreas interligadas com controlo Secundário.

Da Fig. (2.26), obtemos as seguintes dezassete equações diferenciais,

$$s\Delta x_{E1} = -\frac{\Delta x_{E1}}{T_{G1}} - \frac{\Delta F_1}{T_{G1}R_1} + \frac{\Delta P_{r1}}{T_{G1}} + \frac{\Delta P_{C1}}{T_{G1}}, \quad (2.82)$$

$$s\Delta x_{E2} = -\frac{\Delta x_{E2}}{T_{G2}} - \frac{\Delta F_2}{T_{G2}R_2} + \frac{\Delta P_{r2}}{T_{G2}} + \frac{\Delta P_{C2}}{T_{G2}}, \quad (2.83)$$

$$s\Delta x_{E3} = -\frac{\Delta x_{E3}}{T_{G3}} - \frac{\Delta F_3}{T_{G3}R_3} + \frac{\Delta P_{r3}}{T_{G3}} + \frac{\Delta P_{C3}}{T_{G3}}, \quad (2.84)$$

$$s\Delta P_{M1} = \frac{-\Delta P_{M1}}{0.5T_W} + \frac{\Delta x_{E1}(T_{G1} + T_W)}{T_W T_{G1}} + \frac{\Delta F_1}{0.5R_1 T_{G1}} + \frac{\Delta P_{r1}}{T_{G1}}, \quad (2.85)$$

$$s\Delta P_{M1} = \frac{\Delta x_{E1} - \Delta P_{M1}}{T_{i1}}, \quad (2.86)$$

$$s\Delta P_{x1} = \frac{\Delta x_{E3} - \Delta P_{x1}}{T_1}, \quad (2.87)$$

$$s\Delta P_{x2} = \frac{\Delta P_{x1} - \Delta P_{x2}}{T_2}, \quad (2.88)$$

$$s\Delta P_{M3} = \frac{-\Delta P_{M3}}{T_3} + \Delta P_{x1} \left( \frac{K_1}{T_3} - \frac{K_1}{T_1} - \frac{K_2}{T_2} \right) + \Delta P_{x2} \left( \frac{K_2}{T_3} + \frac{K_3}{T_3} - \frac{K_2}{T_2} \right) + \frac{K_1 \Delta x_{E3}}{T_1}, \quad (2.89)$$

$$s\Delta F_1 = -\frac{\Delta F_1}{T_{P1}} + \frac{K_{P1} \Delta P_{M1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{D1} K_{P1}}{T_{P1}} - \frac{\Delta P_{\text{int}1} K_{P1}}{T_{P1}}, \quad (2.90)$$

$$s\Delta F_2 = -\frac{\Delta F_2}{T_{P2}} + \frac{K_{P2} \Delta P_{M2}}{T_{P2}} - \frac{\Delta P_{D2} K_{P2}}{T_{P2}} - \frac{\Delta P_{\text{int}2} K_{P2}}{T_{P2}}, \quad (2.91)$$

$$s\Delta F_3 = -\frac{\Delta F_3}{T_{P3}} + \frac{K_{P3} \Delta P_{M3}}{T_{P3}} - \frac{\Delta P_{D3} K_{P3}}{T_{P3}} - \frac{\Delta P_{\text{int}3} K_{P3}}{T_{P3}}, \quad (2.92)$$

$$s\Delta P_{C1} = -K_{I1} (\Delta P_{\text{int}1} + B_1 \Delta F_1), \quad (2.93)$$

$$s\Delta P_{C2} = -K_{I2} (\Delta P_{\text{int}2} + B_2 \Delta F_2), \quad (2.94)$$

$$s\Delta P_{C3} = -K_{I3} (\Delta P_{\text{int}3} + B_3 \Delta F_3), \quad (2.95)$$

$$s\Delta P_{\text{int}1} = T_{12} (\Delta F_1 - \Delta F_2) + T_{13} (\Delta F_1 - \Delta F_3), \quad (2.96)$$

$$s\Delta P_{\text{int}2} = T_{21} (\Delta F_2 - \Delta F_1) + T_{23} (\Delta F_2 - \Delta F_3), \quad (2.97)$$

$$s\Delta P_{\text{int}3} = T_{31} (\Delta F_3 - \Delta F_1) + T_{32} (\Delta F_3 - \Delta F_2). \quad (2.98)$$



e o vector de estado dado por,

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta F_1 & \Delta F_2 & \Delta F_3 & \Delta p_{\text{int},1} & \Delta p_{\text{int},2} & \Delta p_{\text{int},3} & \Delta p_{M1} & \Delta p_{M2} & \Delta p_{x1} & \cdots \\ \cdots & \Delta p_{x2} & \Delta p_{M3} & \Delta x_{E1} & \Delta x_{E2} & \Delta x_{E3} & \Delta p_{C1} & \Delta p_{C2} & \Delta p_{C3} & \cdots \end{bmatrix}$$

### 2.8.1 Resposta do sistema sem controlo secundário

Observa-se da Fig. (2.27) que o erro estacionário devido a uma variação na área 1 é de  $\Delta f^{\text{est}} = -0.09697 \text{ Hz}$  independentemente do tipo de área, de uma maneira análoga ao estudo que foi feito anteriormente para o caso de duas áreas interligadas podemos chegar que o erro estacionário é dado por

$$\Delta f^{\text{est}} = \frac{-\Delta P_{Di}}{\sum_i \left( D_i + \frac{1}{R_i} \right)}. \text{ Ou seja quantas mais áreas participarem no controlo}$$

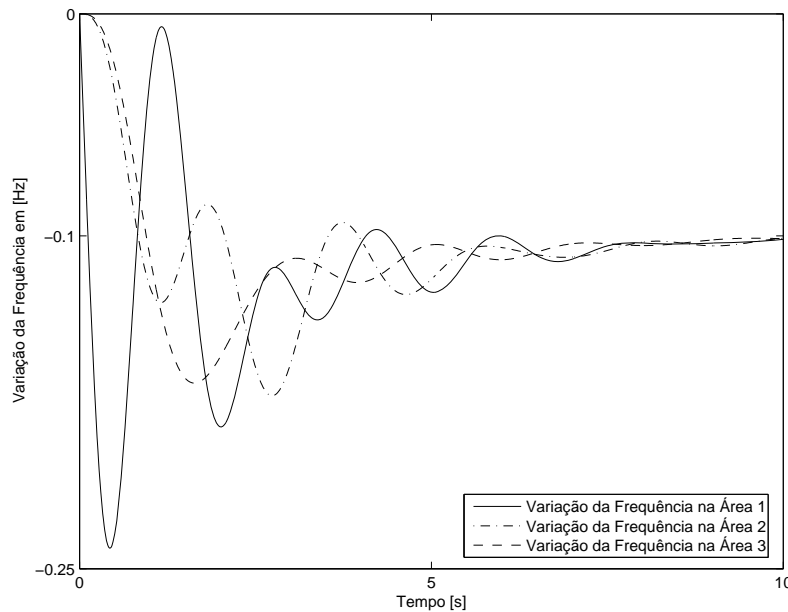
primário menor será o desvio da frequência em regime estacionário.

Observa-se da Fig. (2.28) que cada área proverá uma parte da potência necessária para atender à solicitação da variação da carga na área 1, essas contribuições são dadas pela expressão  $\Delta P_{Mi} = \frac{-1}{R_i} \Delta f^{\text{est}}$ , o que significa que a divisão da variação da carga entre as diversas áreas dar-se-á na proporção inversa dos seus estatismo  $R$  e portanto quanto menor for  $R$  maior a sua contribuição na potência total gerada.

É comum ajustar-se o estatismo com 5% da potência nominal de cada área, assim a divisão de carga será dada na proporção directa das suas potências nominais, ou seja as áreas com maiores potências assumirão a maior parcela na divisão de carga.

Esse auxílio é transferido para as outras áreas, através das linhas de interligação que podem ser dadas pela seguinte expressão

$$\Delta P_{\text{int},i}^{\text{est}} = -\left( \Delta P_{D_i} + \Delta f^{\text{est}} \left( D_i + \frac{1}{R_i} \right) \right)$$
 como se ilustra da Fig. (2.29).



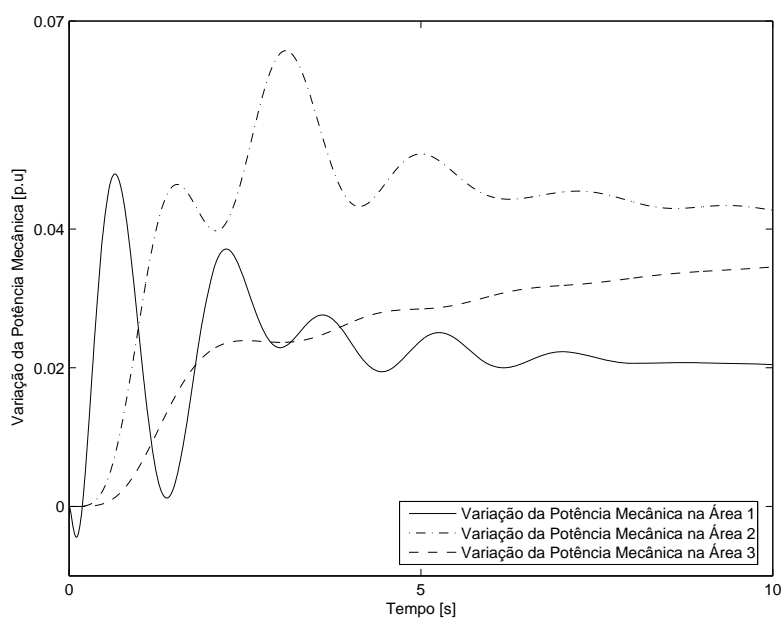
**Fig. 2.27** Variação da frequência que segue uma perturbação em escalo, na carga da área 1. Foram considerados os seguintes parâmetros:

$$T_{G1} = 0.08s, T_{G2} = 0.1s, T_{G3} = 0.2s, T_{ij} = 0.5 \text{ com } i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3 \text{ e } i \neq j,$$

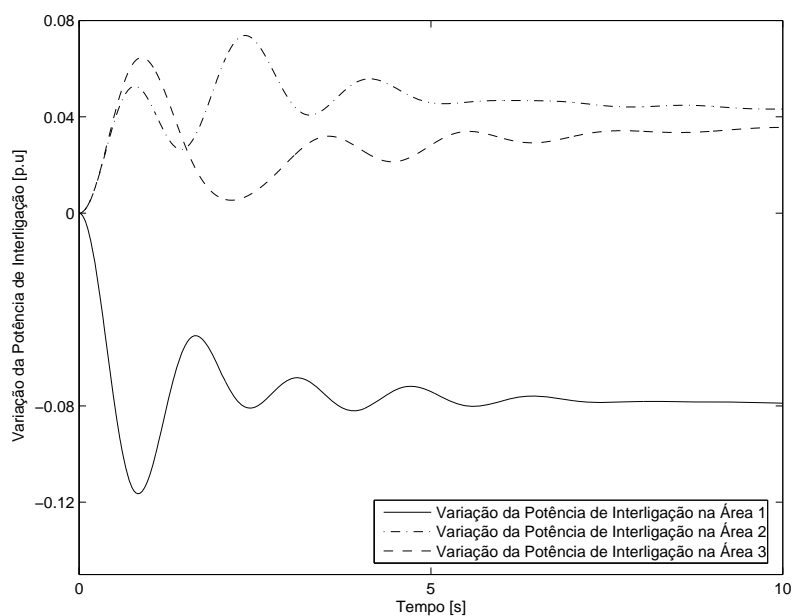
$$K_1 = 0.3, K_2 = 0.4, K_3 = 0.3, K_{P1} = K_{P2} = K_{P3} = 100,$$

$$R_1 = 5, R_2 = 2.5, R_3 = 2.6, T_{P1} = 12s, T_{P2} = 20s, T_{P3} = 32s,$$

$$T_w = 0.1s, T_t = 0.3s, T_1 = 0.2s, T_2 = 6s, T_3 = 0.4s, K_{I1} = K_{I2} = K_{I3} = 1.$$



**Fig. 2.28** Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalo, na carga da área 1.

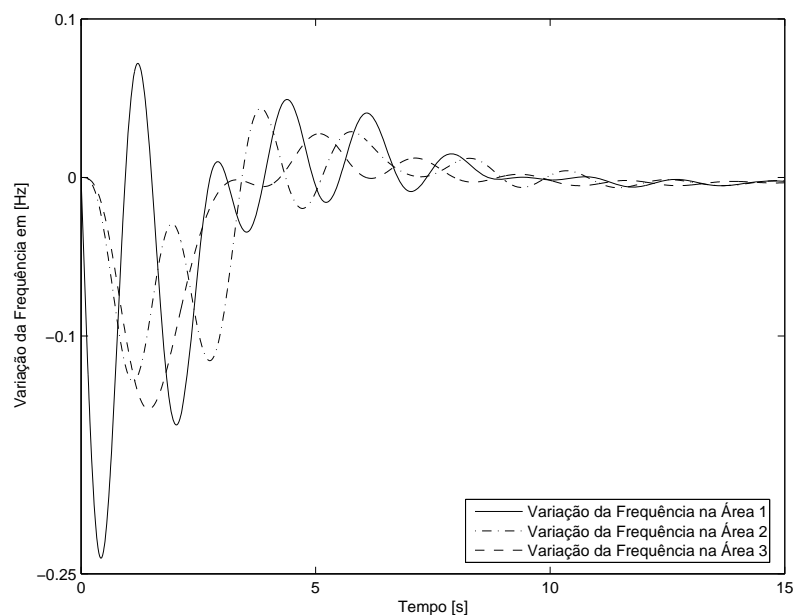


**Fig. 2.29** Variação da potência de interligação que segue uma perturbação em escalo, na carga da área 1.

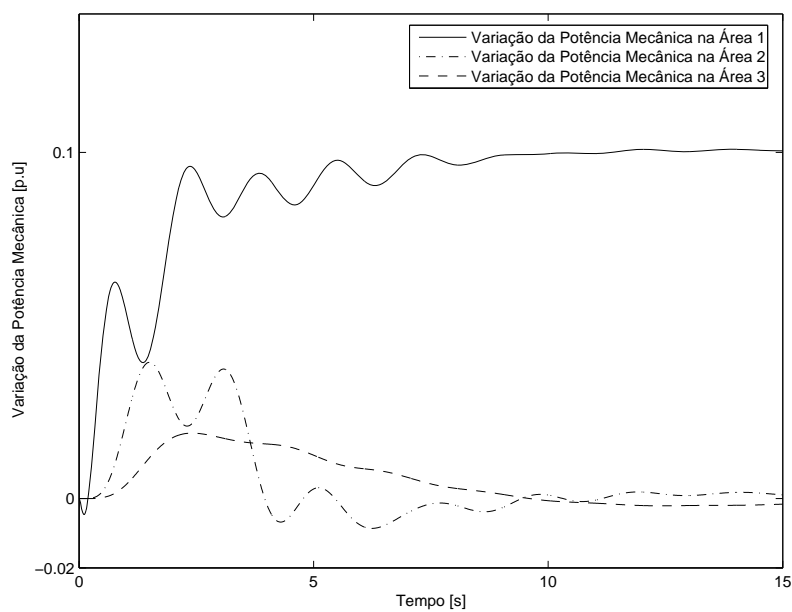
### 2.8.2 Resposta do sistema com controlo secundário

Através da observação das Figs. (2.30), (2.31) e (2.32) verificamos que os objectivos da controlo secundário descritos anteriormente ao longo de este capítulo foram cumpridos.

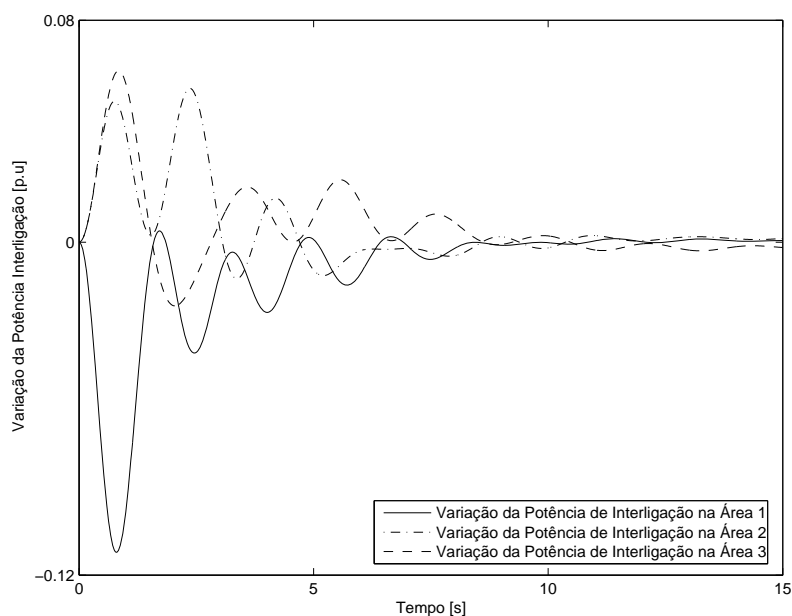
Como observação final é de referir que a ajuda das demais áreas 2 e 3 só deverá ser retirada caso área 1 possa ajustar a sua produção para acomodar a variação da carga, caso contrário o objectivo do controlo secundário não será o de anular os desvios das potências de interligação mas sim o de permitir o fluxo para suprimir tal necessidade.



**Fig. 2.30** Variação da frequência que segue uma perturbação em escalo, na carga da área 1, com controlo secundário  $K_{ii} = 0.5$ .



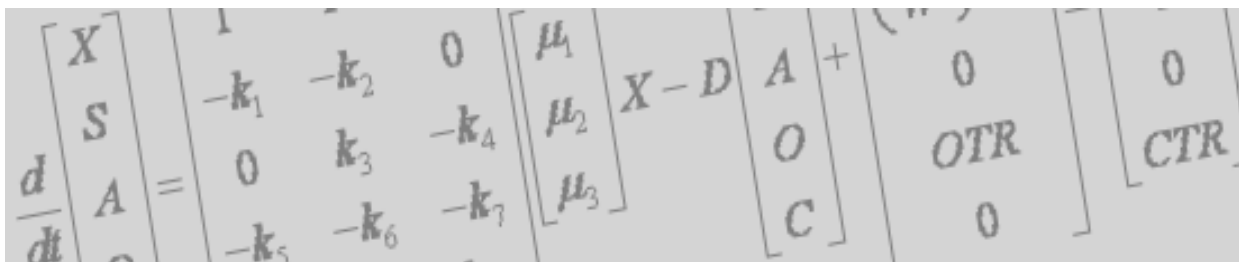
**Fig. 2.31** Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão, na carga da área 1 com controlo secundário.



**Fig. 2.32** Variação da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão na carga da área 1 com controlo secundário.

# Capítulo 3

## Regulador de Tensão



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

### 3.1 Introdução

Este capítulo é dedicado ao controlo da geração de potência reactiva, nos sistemas de energia eléctrica. Aqui, uma alteração na potência reactiva consumida, tem, como indicador mais sensível, o módulo da tensão.

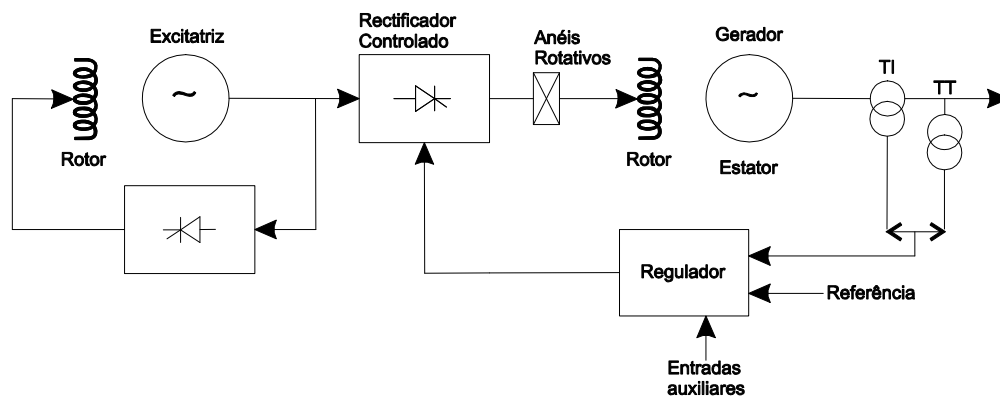
Para manter a tensão dentro de limites aceitáveis ( $\pm 5\%$  do seu valor nominal [12]), o controlo desta podia fazer-se de uma forma inteiramente similar ao controlo da frequência, no entanto não existe na prática a necessidade de um controlo tão aperfeiçoado para a tensão. O controlo integral utilizado no capítulo anterior não é utilizado visto que não é imperioso anular o erro estático após uma variação na carga.

A geração da potência reactiva depende da corrente de excitação  $i_F$ , esta pode ser fornecida através de um gerador de corrente contínua, denominado de excitatriz e todo o sistema de controlo de tensão (realimentação, amplificação, etc.) é denominado de *Regulador de tensão* (Automatic Voltage Regulator, AVR), e é o objecto deste capítulo.

Os tipos de sistemas de excitação são variados e têm evoluído ao longo dos tempos, várias são as referências bibliográficas onde se podem retirar diferentes tipos de sistemas de excitação nomeadamente [11,12,13], de [12] foram retirados 3 tipos diferentes de sistemas de excitação que passo a citar,

Na Fig. (3.1) representa-se um sistema de excitação alimentado por uma excitatriz de corrente alternada, cuja tensão é rectificadada por meio de um rectificador estático controlado a tirístores. O disparo é controlado por meio da tensão de saída do regulador, sendo a corrente contínua de excitação conduzida ao enrolamento do rotor do gerador através de anéis rotativos e escovas.

A tensão e a corrente de saída do gerador são medidas por meio de transformadores de tensão e intensidade e conduzidas ao regulador, no qual são rectificadas e filtradas para eliminação das harmónicas. A excitatriz é auto excitada, isto é, a corrente de excitação é obtida da respectiva tensão de saída e conduzida a um rectificador que mantém constante aquela tensão.

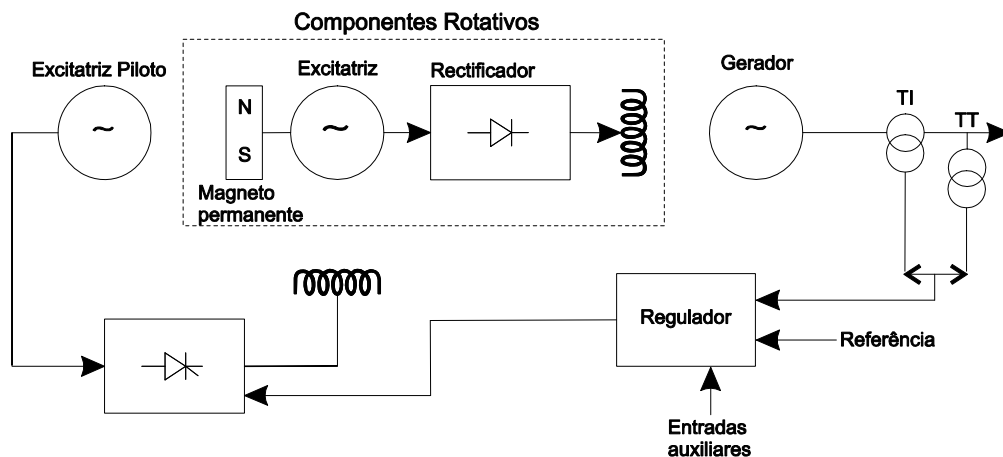


**Fig. 3.1** Sistema de excitação por excitatriz de corrente alternada.

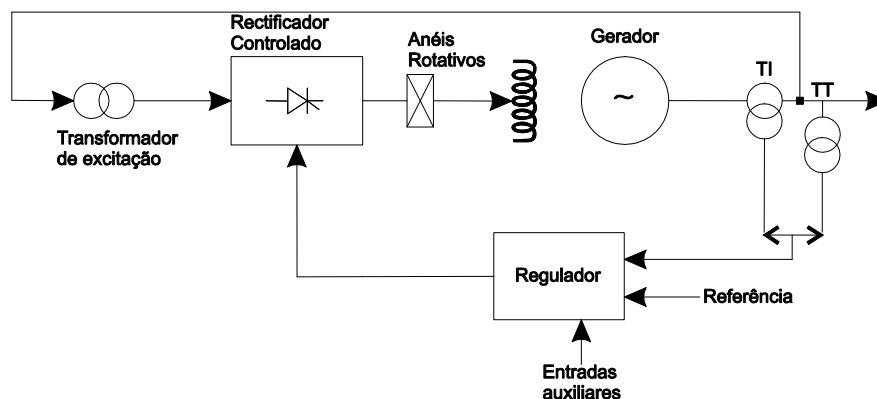
Os sistemas de excitação sem escovas usam rectificadores rotativos montados no rotor do gerador, conforme mostra a Fig. (3.2). A excitatriz é uma máquina de corrente alternada cujo enrolamento de excitação é fixo, o enrolamento induzido é por consequência rotativo. Uma excitatriz piloto com um rotor de magnetos permanentes que está montada no veio com a excitatriz principal e o gerador. A corrente gerada na excitatriz piloto é rectificada por um conjunto de rectificadores controlados e conduzida ao enrolamento da excitatriz principal. O regulador comanda o disparo destes rectificadores controlando assim a f.e.m da excitatriz principal e por conseguinte a corrente de excitação do gerador.

Este sistema de excitação tem uma resposta mais lenta, uma vez que a corrente de excitação do gerador não é directamente controlada.

A vantagem que representa é a de dispensar o uso de anéis rotativos e escovas, elementos que requerem uma manutenção cuidada, em particular geradores de potência muito elevada.



**Fig. 3.2** Sistema de excitação sem escovas.



**Fig. 3.3** Sistema de excitação estático.

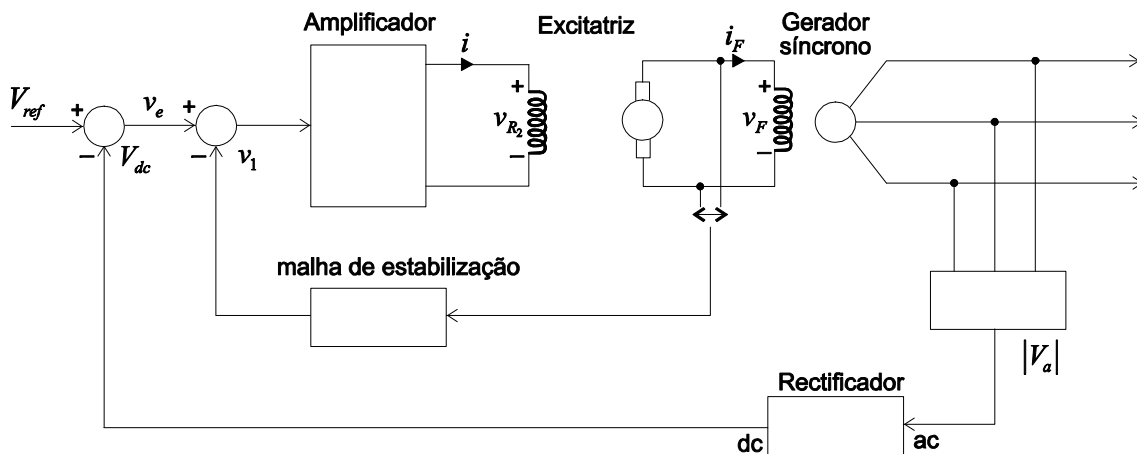
Um terceiro tipo de sistemas de excitação, totalmente estático, é o da Fig. (3.3), a corrente de excitação é fornecida pelo próprio gerador, por meio de um transformador auxiliar, através de um rectificador estático controlado, escovas e anéis rotativos. Este sistema tem uma resposta extremamente rápida, uma vez que não existe excitatriz. Contudo, a máxima tensão de excitação é dependente da tensão de saída do gerador, a qual pode sofrer reduções

substanciais na ocorrência de defeitos, precisamente quando é requerido um aumento da corrente de excitação para assegurar a manutenção da estabilidade transitória. Estas características desfavoráveis podem até um certo ponto ser compensadas pela resposta virtualmente instantânea do rectificador que permite forçar uma corrente pós-defeito elevada.

Para prosseguir com o estudo do regulador automático de tensão é necessário encontrar um modelo que represente os diversos sistemas

### 3.2 Modelação do Regulador de Tensão

Considere o sistema de excitação esquematizado na Fig. (3.4), na sequência serão desenvolvidos os modelos e sua representação sob a forma de função de transferência para cada um dos componentes do sistema.



**Fig. 3.4** Sistema de regulação automática de tensão.

O amplificador e o sistema de medida são caracterizados por um factor de ganho e uma constante de tempo. No que respeita ao sistema de medida, o ganho é unitário e a constante de tempo muito pequena, normalmente  $0 < T_R < 0.06$  s cuja função transferência é dada por,

$$\frac{|V_a|}{V_{dc}} = \frac{K_R}{1 + sT_R}. \quad (3.1)$$

O ganho do amplificador  $K_A$  e a sua constante de tempo  $T_A$  assumem, respectivamente, valores entre 25 a 400 e 0.01 a 0.4 segundos [11]. A função de transferência do amplificador é,

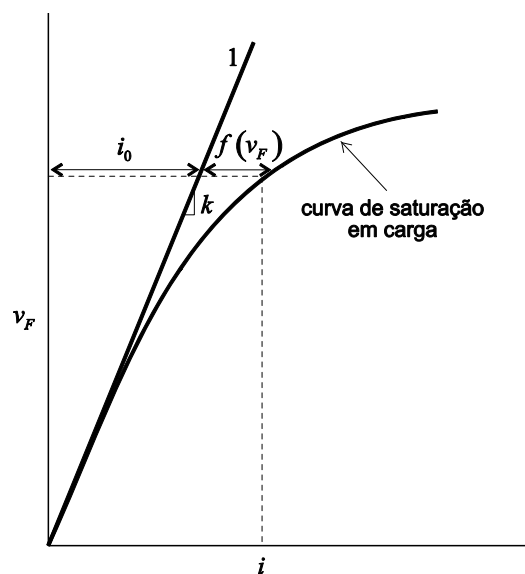
$$\frac{v_{R_2}}{v_{R_1}} = \frac{K_A}{1 + sT_A}. \quad (3.2)$$

De seguida apresenta-se o modelo da excitatriz que corresponde ao caso representado na Fig. (3.4).

### 3.2.1 Modelação do Sistema de Excitação

Supondo ser conhecida a curva de saturação, em carga, do gerador de corrente contínua Fig. (3.5), que mostra a relação entre a tensão de saída  $v_F$  e a corrente de excitação  $i$ , é calculada a corrente  $i$  como função de  $v_F$ ,

$$i = i_0 + f(v_F) = \frac{1}{K}v_f + f(v_F). \quad (3.3)$$



**Fig. 3.5** Curva de saturação em carga.

A recta 1 é tangente à parte quase linear da curva de saturação em carga, denominada de linha de entreferro,  $f(v_F)$  quantifica a distância da linha de entreferro à curva de saturação em carga e  $k$  é o declive da linha de entreferro.

Considerando agora o circuito de campo do gerador de corrente contínua, tem-se,

$$v_{R_2} = Ri + \frac{d\lambda}{dt}, \quad (3.4)$$

com  $v_{R_2}$  a tensão de saída do amplificador e com  $R$ ,  $i$  e  $\lambda$  respectivamente, a resistência, corrente e o fluxo de acoplamento do enrolamento de campo do gerador de corrente contínua.

Assumindo agora que  $v_F$  é proporcional a  $\lambda$ ,

$$v_F = \beta\lambda, \quad (3.5)$$

e substituindo (3.3) e (3.5) em (3.4),

$$v_{R_2} = R \left( \frac{1}{K} v_F + f(v_F) \right) + \frac{1}{\beta} \frac{dv_F}{dt}. \quad (3.6)$$

Multiplicando a equação (3.6) por  $\frac{K}{R}$  e definindo,

$$T_E = \frac{K}{R\beta} \text{ e } S(v_F) = \frac{Kf(v_F)}{v_F},$$

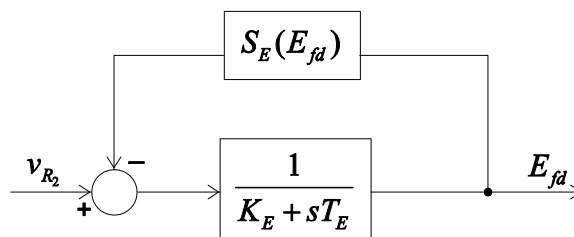
obtemos

$$\frac{K}{R} v_{R_2} = v_F + v_F S(v_F) + T_E \frac{dv_F}{dt}. \quad (3.7)$$

Em por unidade e  $v_F$  expressa em função de  $E_{fd}$ , obtém-se,

$$v_{R_2} = E_{fd} + E_{fd} S_E(E_{fd}) + T_E \frac{dE_{fd}}{dt}. \quad (3.8)$$

Na forma de diagrama de blocos, a equação (3.8) é representada na Fig. (3.6) onde  $T_E$  assume valores típicos no intervalo 0.5 a 1 segundos, se se considerarem pequenas variações em torno do ponto de funcionamento, o termo correspondente à saturação ( $S_E(E_{fd})$ ) é, em regra, desprezado [11,13].



**Fig. 3.6** Diagrama de blocos da excitatriz.

### 3.2.2 Modelação da Malha de Estabilização

A introdução da malha de estabilização permite, matematicamente, adicionar ao sistema um pólo em  $-1/T_F$  e três zeros, normalmente um zero real e dois valores próprios complexos conjugados, e a sua função de transferência é,

$$\frac{V_S}{E_{fd}} = \frac{sK_F}{1 + sT_F}. \quad (3.9)$$

Esta função de transferência é o resultado da modelação de um transformador em vazio, que possibilita a realimentação.

### 3.2.3 Modelação do Sistema de Potência

A função de transferência do gerador síncrono pode simplificarmente tornar-se similar à da excitatriz [12,13],

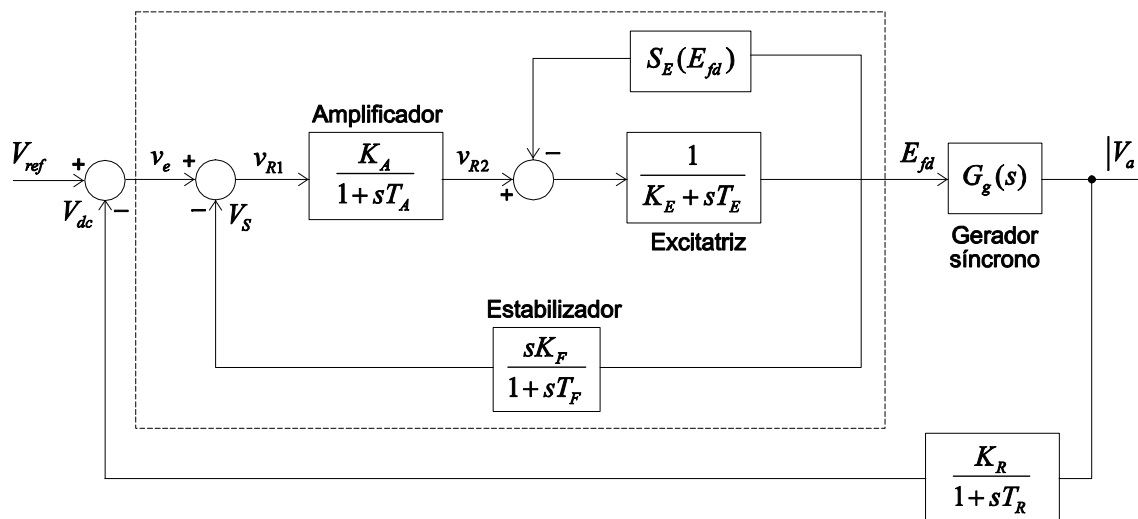
$$\frac{|V_a|}{E_{fd}} = \frac{K_G}{1 + sT_G}. \quad (3.10)$$

Estando o gerador em vazio a constante de tempo  $T_G$  é a do enrolamento de excitação cujo símbolo usual é  $T_{d0}'$ , dada pelo quociente entre a indutância e a resistência respectivas, com valores típicos na gama 1,5 e 10s. Estando o gerador em carga, a reacção do induzido devida à corrente no estator vai causar uma redução da constante de tempo que se pode calcular por,

$$T_d' = \frac{X_d' + X_c}{X_d + X_c} T_{d0}'. \quad (3.11)$$

onde  $X_d'$  e  $X_d$  são as reactâncias transitórias e síncronas, e  $X_c$  é a reactância exterior vista dos terminais do gerador.

A partir dos modelos de função de transferência desenvolvidos anteriormente para cada um dos componentes do sistema de excitação, é possível construir o diagrama de blocos conforme se ilustra na Fig. (3.7).



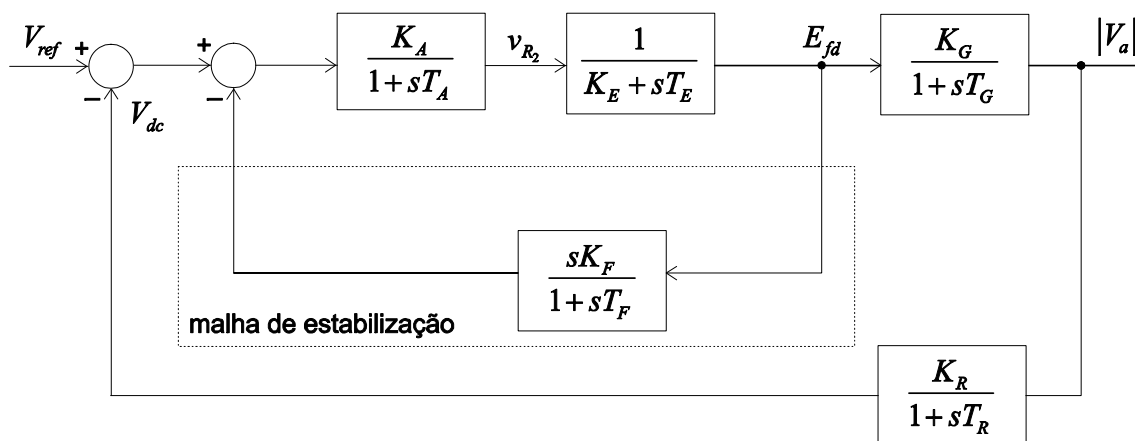
**Fig. 3.7** Diagrama de blocos do regulador de tensão.

### 3.3 Estabilidade do Regulador de Tensão

A estabilidade do sistema é analisada em duas partes. Primeiro analisam-se os casos mais simples do gerador em vazio e ou em carga. De seguida, completa-se o estudo de estabilidade com a análise do gerador interligado a um barramento de potência infinita, através de uma linha de transmissão.

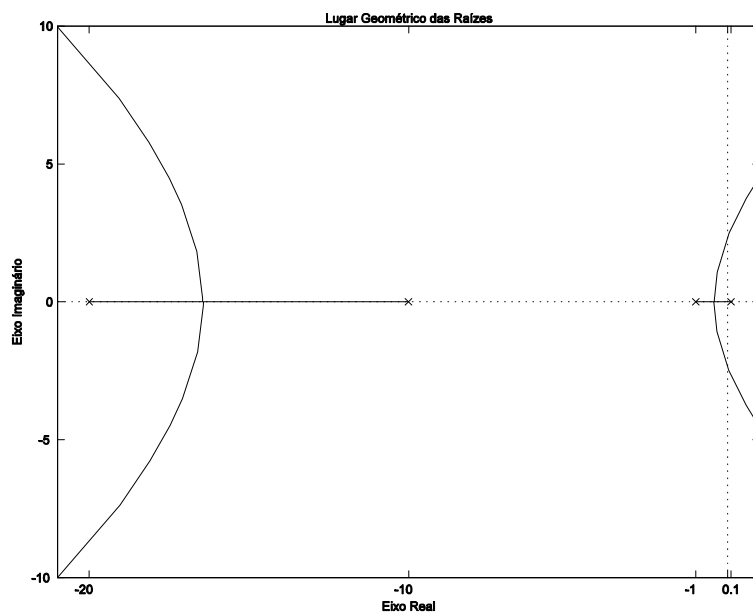
#### 3.3.1 Estabilidade do Regulador de Tensão sem Malha de Estabilização

Admita-se que a malha de estabilização está ausente. O sistema fica com a realimentação unitária, sem zeros e quatro pólos. Para que o sistema apresente respostas rápidas e uma boa regulação de amplitude da tensão, é necessário um ganho elevado (elevados valores de  $K_A$ ).



**Fig. 3.8** Diagrama de blocos do regulador de tensão

A Fig. (3.9) apresenta o lugar geométrico das raízes em função do ganho  $K_A$ , para um gerador em carga. A observação desta figura permite-nos concluir que a estabilidade do sistema impõem uma faixa bastante restrita para a variação do ganho do amplificador ( $0 < K_A < 3,21$ ).



**Fig. 3.9** Lugar geométrico das raízes do sistema da Fig. (3.8) sem malha de estabilização ( $K_E = -0,05, T_E = 0,5, T_G = 1, K_G = 1, T_A = 0,1, T_R = 0,05$ ).

O ganho máximo admissível é bastante baixo e, em geral, não satisfaz as restrições de precisão em regime estacionário. Os valores considerados para os parâmetros do gerador, foram retirados de [13]. O sistema apresenta comportamento idêntico se considerar o gerador em vazio, a margem de estabilidade é aumentada (o sistema torna-se instável para maiores valores de  $K_A$ ).

### 3.3.2 Estabilidade do Regulador de Tensão com Malha de Estabilização

Para aumentar o ganho, mantendo o sistema estável, implementa-se uma malha de estabilização, esta têm como função “ alterar a forma da Fig. (3.9) ” de modo a aumentar a faixa admissível de valores de ganho  $K_A$ . Os valores do ganho  $K_F$  e da constante de tempo  $T_F$  devem ser obtidos através da utilização de técnicas específicas de projecto [13], como a que será descrita a seguir,

Considerando,

$$KG(s) = \frac{K_A K_G}{(T_A s + 1)(K_E + s T_E)(T_G s + 1)}, \quad (3.12)$$

e

$$H(s) = \frac{K_F s (T_G s + 1)(T_R s + 1) + K_R K_G (T_F s + 1)}{K_G (T_F s + 1)(T_R s + 1)}. \quad (3.13)$$

o que leva a que a função transferência em malha aberta seja dada por,

$$KGH(s) = K_A \frac{K_F s (T_G s + 1)(T_R s + 1) + K_R K_G (T_F s + 1)}{(T_A s + 1)(K_E + s T_E)(T_G s + 1)(T_F s + 1)(T_R s + 1)}. \quad (3.14)$$

Substituindo os valores numéricos conhecidos a excepção de  $K_A$  e considerando  $K_F$  e  $T_F$  como os parâmetros a determinar temos,

$$KGH(s) = K_A \frac{K_F s(s+1)(1+s0.05) + (T_F s + 1)}{(1+s0.1)(0.5-s0.05)(s+1)(T_F s + 1)(1+s0.05)} \quad (3.15)$$

Para um dado  $T_F$ , todos os pólos de  $KGH(s)$  estão fixos, neste caso o lugar geométrico das raízes vai depender da posição dos zeros de  $KGH(s)$  os quais são dados por,

$$K_F s(s+1)(1+s0.05) + (T_F s + 1), \quad (3.16)$$

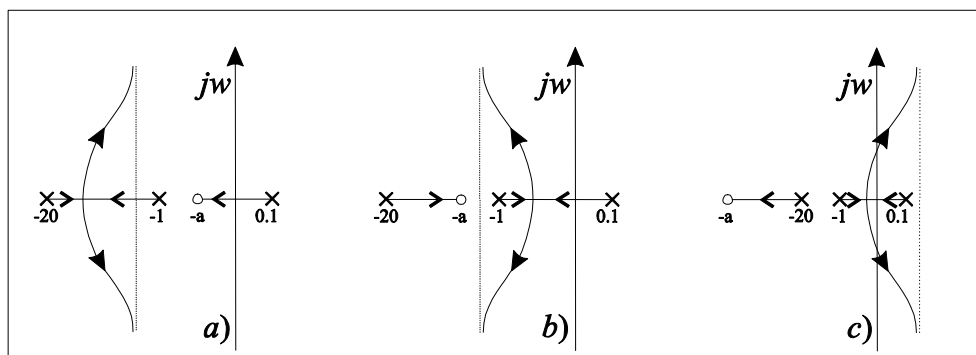
definindo-se  $K = \frac{T_F}{K_F}$  bem como  $a = \frac{1}{T_F}$ , podemos reescrever a equação (3.16)

como,

$$1 + K \frac{s+a}{s(s+1)(1+s0.05)} = 0. \quad (3.17)$$

Observando-se o valor dos “ pólos ” na equação (3.17), vê-se claramente que ficam definidos os seguintes intervalos de interesse para o parâmetro  $a$ , no Caso (I) temos  $0 < a \leq 1$  no Caso (II)  $1 < a \leq 20$  e Caso (III)  $a > 20$ .

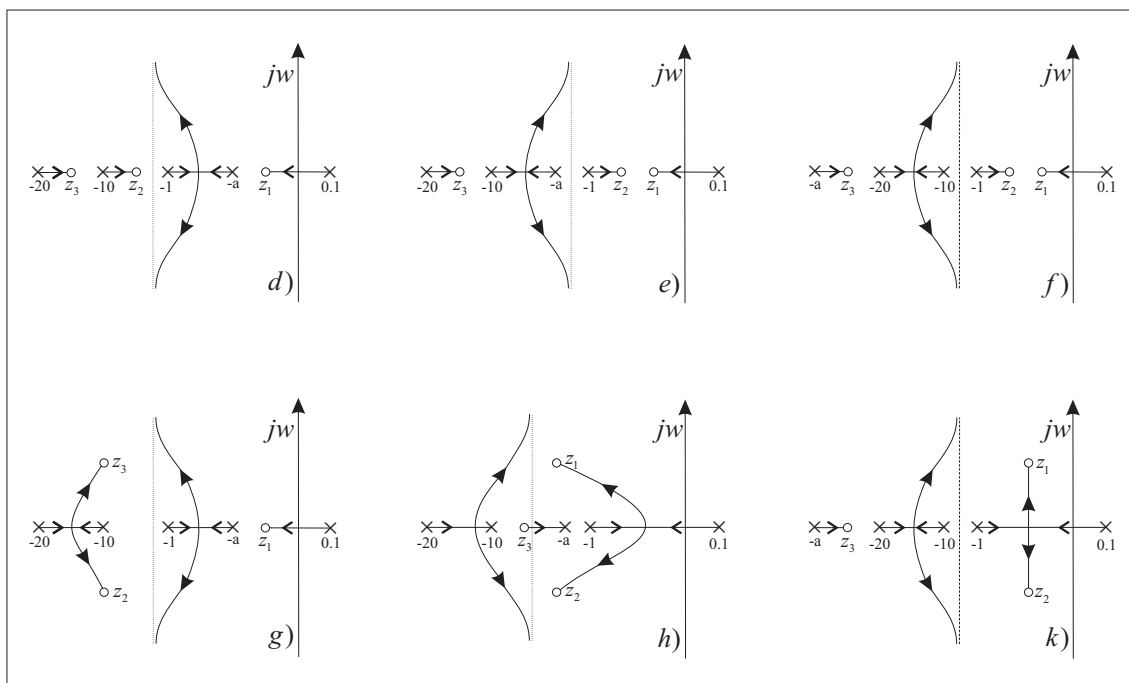
A Fig. (3.10, a, b e c) mostram a variação da posição dos zeros para os casos (I), (II) e (III), respectivamente. Estes podem ser reais ou complexos conjugados dependendo do valor de  $K = \frac{T_F}{K_F}$ .



**Fig. 3.10** Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta.

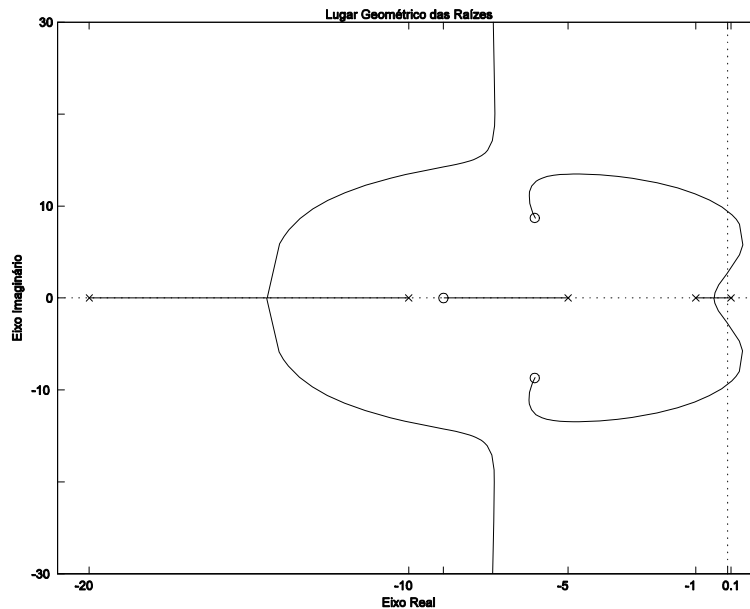
No caso (I), verifica-se que um zero da FTMA, o qual foi designado como  $z_1$ , ficará necessariamente confinado à região entre a origem e  $-a$ . Em qualquer caso,  $z_1$  atrairá sempre um pólo em malha fechada do sistema de excitação, conforme indicado nas Fig.s (3.11, *d* e *g*), como este pólo real ficará sempre entre o pólo em malha aberta 0.1 e  $-a$  ele dominará a resposta dinâmica em malha fechada do sistema, que resulta numa resposta demasiado lenta.

Restam portanto os casos (II) e (III), para os quais há duas situações possíveis, todos os zeros reais ou um par de zeros complexos mais um zero real, os lugares geométricos das raízes da função de transferência em malha fechada para estes casos correspondem às Fig.s (3.11, *e*, *f*, *h* e *k*). A análise das Fig.s mostra que nos dois primeiros a resposta do sistema continua a ser dominada por uma raiz muito próxima da origem, devido à presença do zero real  $z_1$ . Dos dois casos restantes, claramente o caso *h* é o melhor, já que há a possibilidade de deslocar o pólo em malha fechada mais para a esquerda do que no caso *k*.



**Fig. 3.11** Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta.

Utilizando a técnica de projecto referida em [13], e aqui descrita, verificamos que de facto o caso  $h$  é o melhor, não obstante o lugar geométrico das raízes do sistema não é o da Fig. (3.11,  $h$ ) mas sim o que se segue,



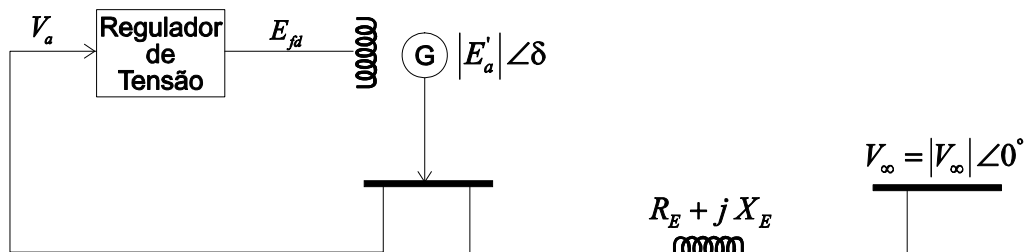
**Fig. 3.12** Lugar geométrico das raízes para os zeros da função de transferência em malha aberta com  $K_F = 0.02$  e  $T_F = 0.2s$ .

Vamos continuar o estudo do regulador, considerando de seguida o caso mais importante do gerador interligado a um barramento de potência infinita, através de uma linha de transmissão.

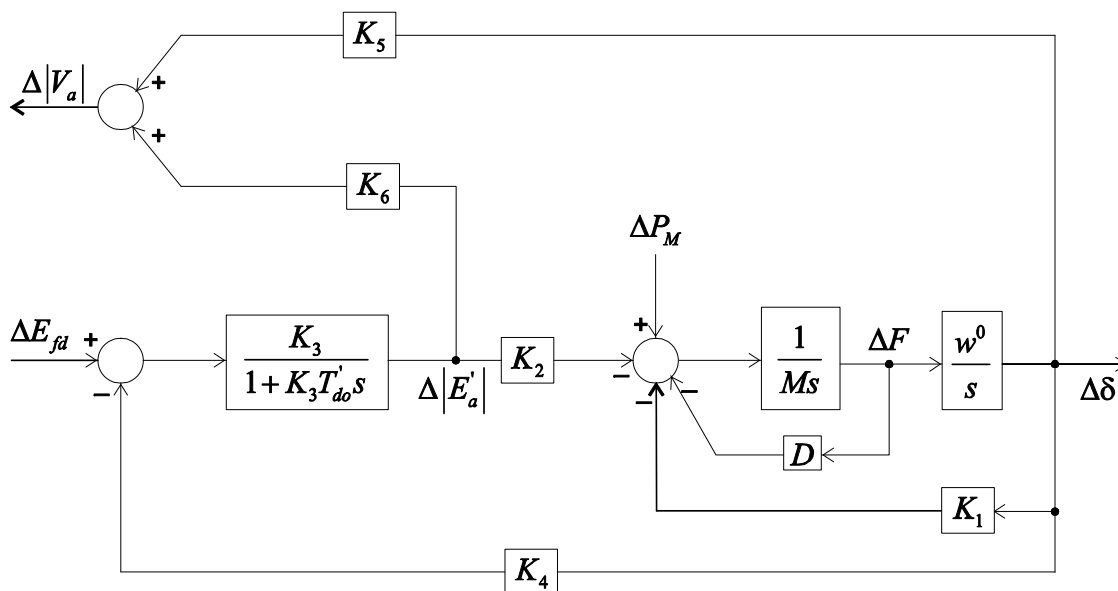
### *3.4 Gerador síncrono interligado a um barramento de potência infinita*

A análise desenvolvida a seguir usa o modelo de Heffron-Phillips [11,13]. Este modelo representa um gerador síncrono interligado a um barramento de potência infinita através de uma linha de interligação Fig. (3.13). O gerador é

representado por um modelo de terceira ordem. O modelo completo é mostrado na Fig. (3.14).



**Fig. 3.13** Gerador Síncrono interligado a um barramento de potência infinita.



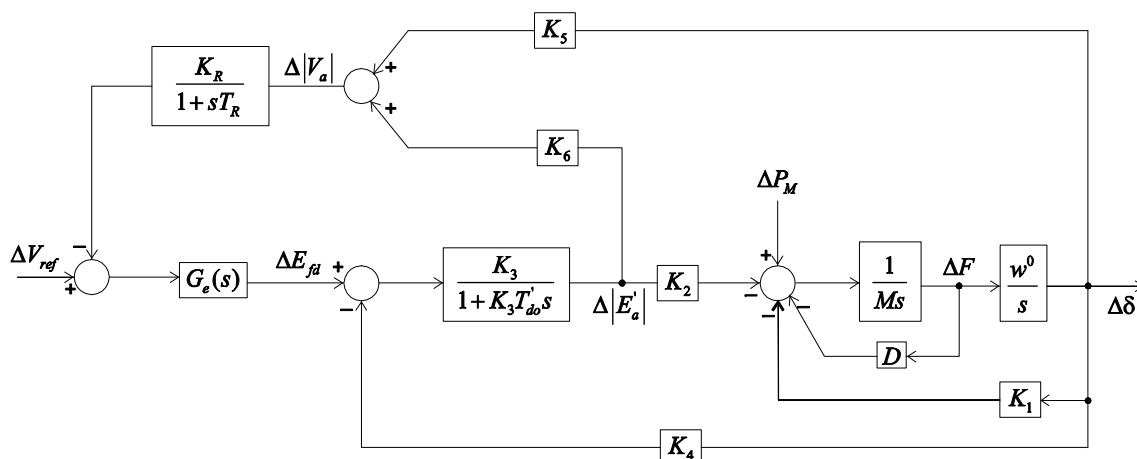
**Fig. 3.14** Modelo de Heffron-Phillips.

### 3.4.1 Estabilidade do Regulador de Tensão Quando Interligado a um Barramento de Potência Infinita

Vamos de seguida analisar a estabilidade do sistema Fig. (3.15) considerando  $\Delta V_{ref} = 0$ , o sistema tem como entrada  $\Delta P_M$  e saída  $\Delta \delta$ , e um regulador de tensão com um modelo simplificado representado pela função de transferência,

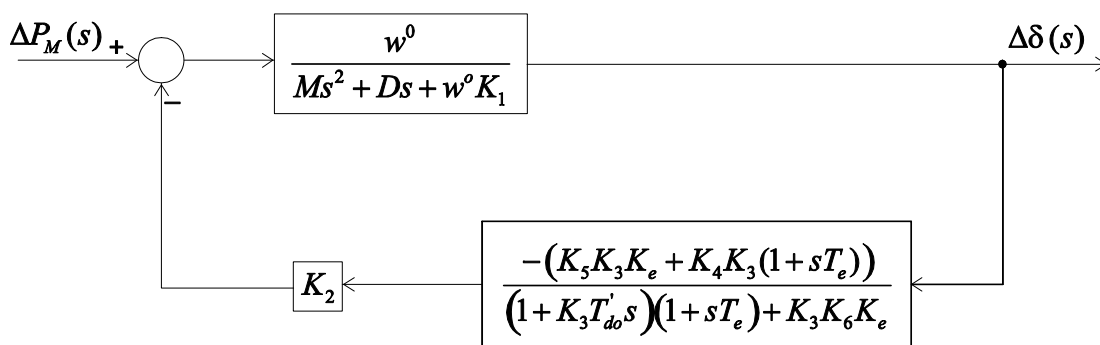
$$G_e(s) = \frac{K_e}{1 + sT_e}, \quad (3.18)$$

este modelo apresentado é adequado para se representar sistemas de excitação a tirístores.



**Fig. 3.15** Regulador de tensão de um gerador interligado a um barramento de potência infinita.

A partir da Fig. (3.15), e simplificando esta de forma a encontrar uma realimentação única, obtemos o diagrama de blocos da Fig. (3.16).



**Fig. 3.16** Regulador de tensão para  $\Delta V_{ref} = 0$ ,  $K_R = 1$  e  $T_R = 0$ .

A função transferência dada por,

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta P_M(s)} = \frac{w^0 \left( (1 + K_3 T'_{do} s)(1 + s T_e) + K_3 K_6 K_e \right)}{a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + a_4 s + a_5}, \quad (3.19)$$

onde

$$a_1 = M K_3 T'_{do} T_e, \quad (3.20)$$

$$a_2 = D K_3 T'_{do} T_e + M (T_e + K_3 T'_{do}), \quad (3.21)$$

$$a_3 = w^0 K_1 K_3 T'_{do} T_e + D (T_e + K_3 T'_{do}) + M (1 + K_e K_3 K_6), \quad (3.22)$$

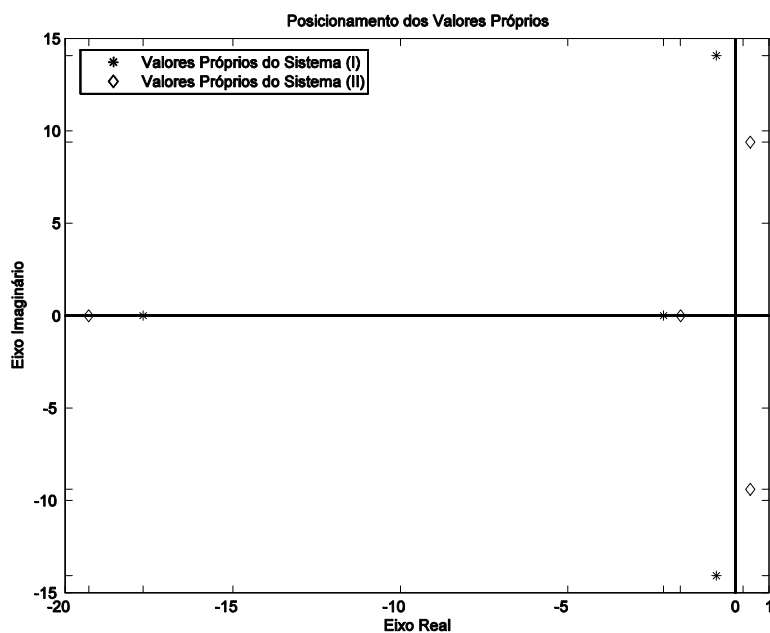
$$a_4 = w^0 K_1 (T_e + K_3 T'_{do}) + D (1 + K_e K_3 K_6) - w^0 K_3 K_4 K_2 T_e, \quad (3.23)$$

$$a_5 = w^0 K_1 (1 + K_e K_3 K_6) - w^0 K_2 K_3 K_4 - K_5 K_3 K_2 K_e w^0. \quad (3.24)$$

Estudos realizados mostram que quando  $R_E \ll X_E$ , que é normalmente o caso quando não há carga local, todas as constantes são positivas com excepção de  $K_5$ , que ocorre para valores elevados de  $X_E$ , e o gerador síncrono fornece uma elevada potência activa.

Este é o caso mais difícil quanto à estabilidade do sistema nesta situação admitindo que  $T_e$  é pequena, podemos reescrever  $-K_5 K_3 K_e - K_4 K_3 (1 + s T_e)$  como  $-K_3 (K_5 K_e + K_4)$  que nos permite visualizar com mais clareza o facto em questão, com  $K_5$  negativo torna a realimentação da Fig. (3.12) uma realimentação negativa o que leva à instabilidade do sistema.

Vejamos duas situações retiradas de [47], na primeira temos  $K_5$  positivo enquanto na segunda  $K_5$  é negativo. Analisando em termos do posicionamento dos pólos para as duas situações obtemos a Fig. (3.17) e que ilustram a influência do parâmetro  $K_5$  na estabilidade do sistema.



**Fig. 3.17** Posicionamento dos pólos do sistema representado na Fig. (3.16)

(I)

$$K_e = 25, T_e = 0.05, T'_{do} = 5.9, D = 2, M = 4.74, K_1 = 2.47, K_2 = 3.09, K_3 = 0.32, \\ K_4 = 2.03, K_5 = 0.064 \text{ e } K_6 = 0.51.$$

(II)

$$K_e = 25, T_e = 0.05, T'_{do} = 5.9, D = 2, M = 4.74, K_1 = 1.18, K_2 = 1.83, K_3 = 2.78, \\ K_4 = 2.21, K_5 = -0.255 \text{ e } K_6 = 0.08.$$

É claro que o sistema apresenta um problema de estabilidade, que resulta da mudança de sinal de  $K_5 K_e + K_4$ , consequência da alteração do ponto de funcionamento que facilmente se pode visualizar através da Fig. (3.17)

O modo mais usual de ultrapassar este problema é tornar o sistema insensível ao parâmetro  $K_5$  (responsável pela alteração de sinal do termo anteriormente referido), com uma realimentação auxiliar. A realimentação introduz um sinal proveniente da velocidade da máquina, mas este sinal pode ser derivado da tensão terminal, do ângulo ou de combinações destes sinais [11,13,42]. A malha de realimentação é designada em inglês por "Power Systems Stabilizer" (PSS).

### 3.5 Malha de Estabilização PSS

Na prática, um PSS convencional apresenta inicialmente um filtro passa alto denominado de washout cuja constante de tempo  $T_w$  varia normalmente entre 1-20 s, para que, em regime estacionário, faça com que a acção da malha de estabilização PSS seja nula, bem como uma estrutura com um ou mais blocos de avanço - atraso de fase designados por Lead-Lag, cuja finalidade é deslocar determinados pólos do sistema, que se encontram em posições indesejáveis do plano complexo, para posições com maior grau de amortecimento. Entende-se por pólos indesejáveis aqueles que causam instabilidade no sistema ou que provocam oscilações sub-amortecidas.

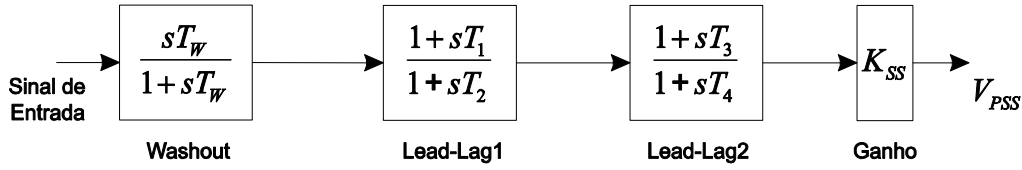
A função de transferência do controlador avanço - atraso pode ser representada por,

$$H(s) = \frac{1 + \alpha T_s}{1 + T_s} \quad (3.25)$$

Como o ângulo de compensação dado por um bloco do tipo avanço - atraso é limitado (usualmente, considera-se um ângulo máximo de  $60^\circ$ ), se necessário, utilizam-se  $n$  blocos avanço - atraso em série, onde os parâmetros  $\alpha$  e  $T$  são escolhidos de forma a fornecer o desfasamento desejado. Além disso, para valores de  $\alpha$  maiores que 1, a fase do sistema  $\angle G(s)H(s)$  vai sofrer um avanço, enquanto, para valores de  $\alpha$  menores do que 1 e maiores do que 0 a fase do sistema vai sofrer um atraso.

Desta forma, a função de transferência completa de um PSS é dada pela expressão seguinte e o diagrama de blocos pela Fig. (3.18),

$$H(s) = K_{ss} \left( \frac{1 + \alpha T_s}{1 + T_s} \right)^n \left( \frac{s T_w}{1 + T_w} \right) \quad (3.26)$$



**Fig. 3.18** Diagrama de blocos de um PSS clássico.

### 3.5.1 Dimensionamento de uma Malha de Estabilização PSS

Existem vários métodos que nos permitem projectar o controlador referido anteriormente o método descrito a seguir baseia-se na análise dos resíduos [43],

Expandindo a função transferência em fracções parciais obtemos,

$$G(s) = \sum_{i=1}^N \frac{R_i}{(s - \lambda_i)} + k(s), \quad (3.27)$$

onde  $R_i$  é o resíduo do pólo em  $s = \lambda_i$ .

A compensação de fase obtida  $\phi_{comp}$  é dada por,

$$\phi_{comp} = 180^\circ - \arg(R_i), \quad (3.28)$$

onde  $\alpha$ ,  $T$  e  $K_{ss}$  são dados por,

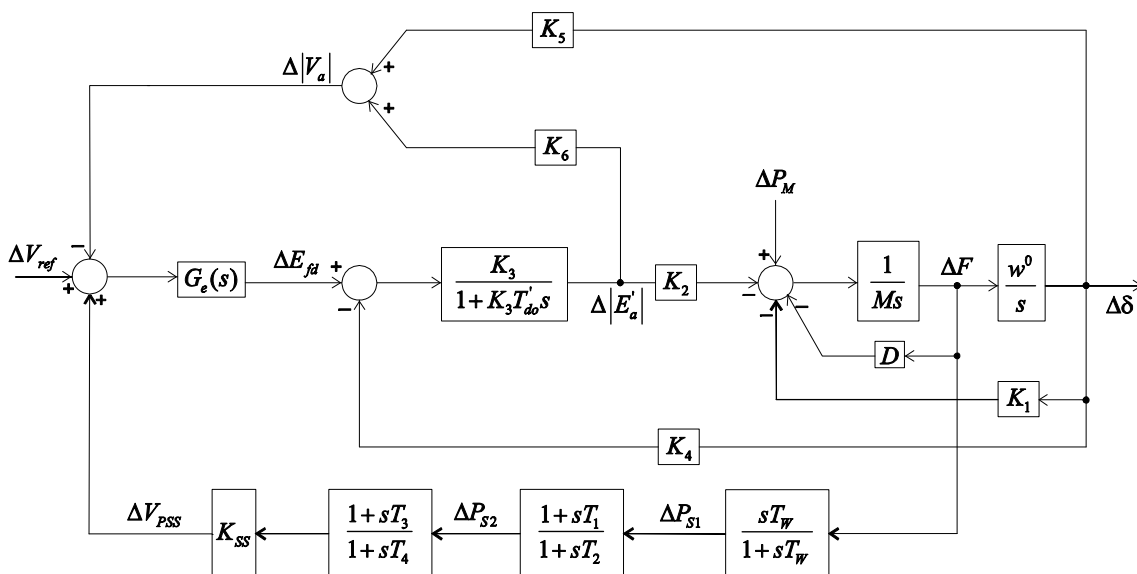
$$\alpha = \frac{1 + \sin(\phi_{comp})}{1 - \sin(\phi_{comp})}. \quad (3.29)$$

$$T = \frac{1}{\omega_i \sqrt{\alpha}}. \quad (3.30)$$

$$K_{ss} = \left| \frac{(\lambda_{i,des} - \lambda_i)}{R_i H(\lambda_i)} \right|. \quad (3.31)$$

### 3.5.2 Estabilidade do Regulador de Tensão Quando Interligado a um Barramento de Potência Infinita Com PSS

Juntando a Fig. (3.18) à Fig. (3.15) obtém-se o diagrama de blocos da Fig. (3.19), considerando  $K_R = 1$  e  $T_R = 0$  a fim de diminuir a ordem do sistema, obtemos o seguinte diagrama de blocos,



**Fig. 3.19** Regulador de tensão de um gerador síncrono interligado a um barramento de potência infinita com PSS.

Apresentando o sistema da Fig. (3.19) sob a forma de equações de estado, obtemos a seguinte matriz A do sistema é dada por,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & w^0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_4}{T_{do}} & -1 & 0 & \frac{1}{T_{do}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_1}{M} & \frac{-K_2}{M} & \frac{-D}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_5 K_e}{T_e} & \frac{-K_6 K_e}{T_e} & 0 & \frac{-1}{T_e} & 0 & 0 & \frac{K_e}{T_e} \\ \frac{-K_1}{M} & \frac{-K_2}{M} & \frac{-D}{M} & 0 & \frac{-1}{T_w} & 0 & 0 \\ \frac{-K_1 T_1}{MT_2} & \frac{-K_2 T_1}{MT_2} & \frac{-T_1 D}{MT_2} & 0 & \frac{T_w - T_1}{T_w T_2} & \frac{-1}{T_2} & 0 \\ \frac{-K_1 T_1 K_{SS} T_3}{MT_2 T_4} & \frac{-K_2 T_1 K_{SS} T_3}{MT_2 T_4} & \frac{-T_1 D K_{SS} T_3}{MT_2 T_4} & 0 & \frac{K_{SS} T_2 T_w - T_1 K_{SS} T_3}{T_w T_2 T_4} & \frac{K_{SS} T_2 - K_{SS} T_3}{T_2 T_4} & \frac{-1}{T_4} \end{bmatrix}$$

a matriz de entrada B é dada por,

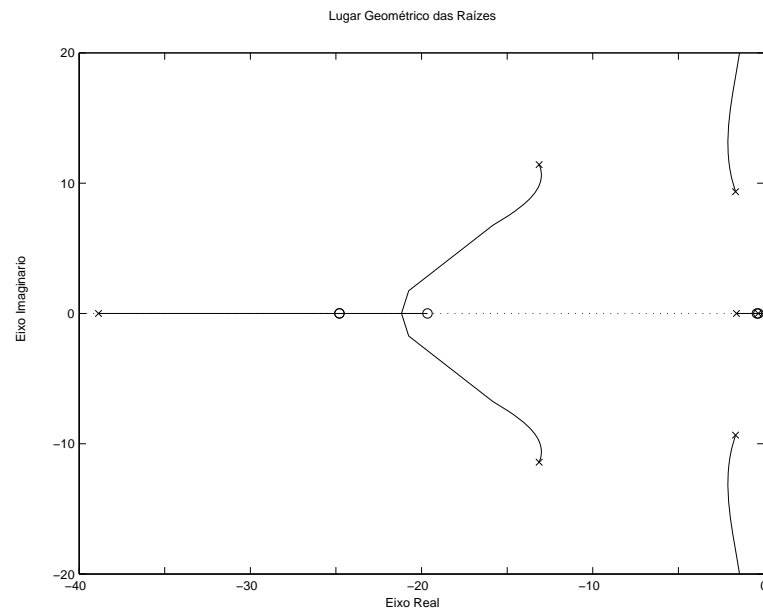
$$B' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{M} & 0 & \frac{1}{M} & \frac{T_1}{MT_2} & \frac{K_{SS}T_3T_1}{MT_4T_2} \end{bmatrix},$$

e o vector de estado dado por,

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta\delta & \Delta|E_a'| & \Delta F & \Delta E_{fd} & \Delta P_{s1} & \Delta P_{s2} & \Delta V_{PSS} \end{bmatrix}.$$

O sistema da Fig. (3.15) apresenta um par de pólos complexos instáveis em  $\lambda_{1,2} = 0.2307 \pm 9.3862i$ , como é referido anteriormente e ilustrado através da Fig. (3.17) o posicionamento desejável para o par de pólos complexos mantendo a mesma frequência, com o amortecimento desejável é conseguido através das equações (3.27), (3.28), (3.29), (3.30) e (3.31), é de referir que o calculo do ângulo de compensação  $\phi_{comp}$ , deve-se considerar o bloco washout em série com a planta do sistema, assim considerando  $T_w = 3s$  obteve-se os seguintes parâmetros que caracterizam o PSS,  $T_1 = T_3 = 0.2812$  e  $T_2 = T_4 = 0.04$ .

Assim com a introdução da malha de realimentação PSS o sistema passou a ser estável com se pode visualizar através do lugar geométrico das raízes do sistema da Fig. (3.20)



**Fig. 3.20** Lugar geométrico das raízes para o regulador de tensão com PSS e  $K_5 < 0$ .

De forma a finalizar o estudo do regulador de tensão, é apresentado de seguida a análise das respostas temporais.

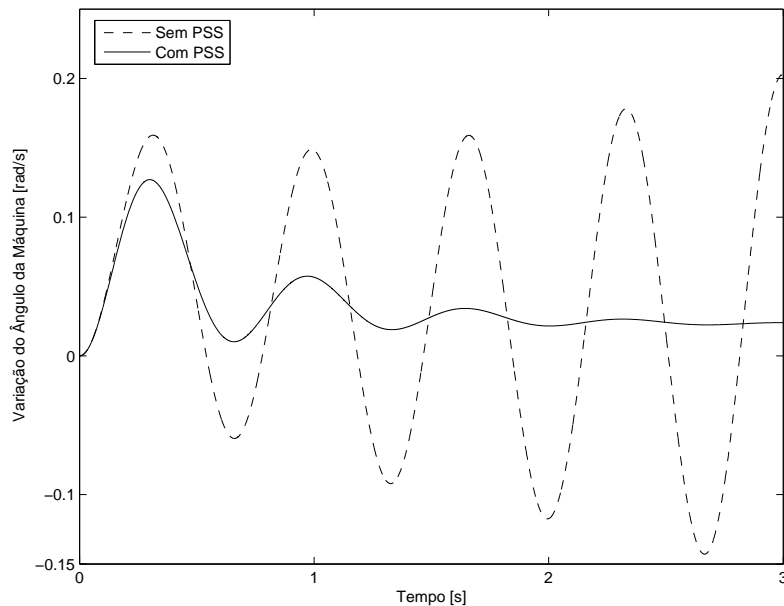
### 3.6 Análise Temporal do Regulador de Tensão

Nesta secção é feita a análise temporal dos dois casos distintos. Assim, considera-se o regulador de tensão para  $K_5 > 0$  e  $K_5 < 0$ , com e sem PSS. São aqui apresentadas as respostas temporais relativas à variação da tensão terminal e à variação do ângulo da máquina.

Para ilustrar o comportamento do sistema, é aplicado um aumento em escalão na potência mecânica  $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ .

As respostas da variação do ângulo da máquina, a esta perturbação do sistema, são apresentadas nas Figs. (3.21) e (3.22), respectivamente para  $K_5 < 0$  e  $K_5 > 0$ .

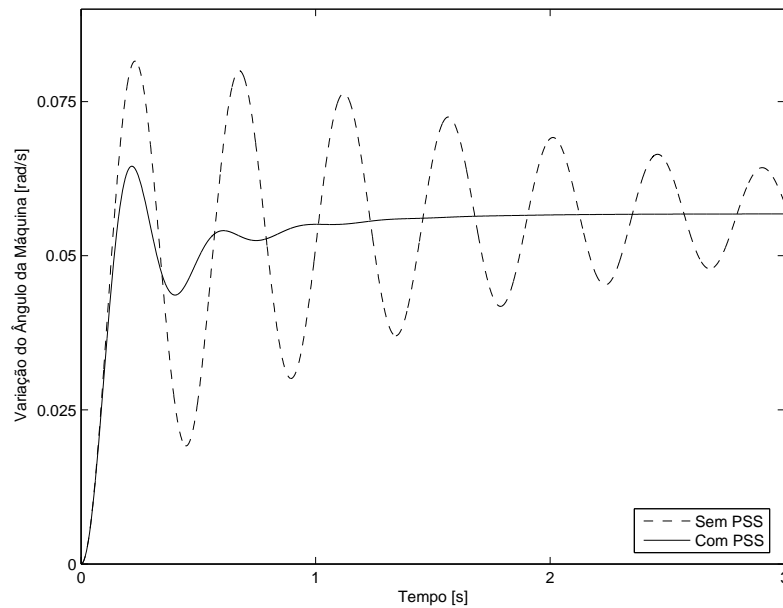
Do estudo realizado anteriormente chegamos a conclusão que o sistema era instável, para  $K_5 < 0$ , como se depreende pela resposta da Fig. (3.21) sem PSS. Para tornar o sistema estável foi introduzida uma realimentação adicional (PSS), alterando o lugar geométrico das raízes do sistema.



**Fig. 3.21** Resposta da variação do ângulo  $\Delta\delta$  ao escalão  $K_5 < 0$ .

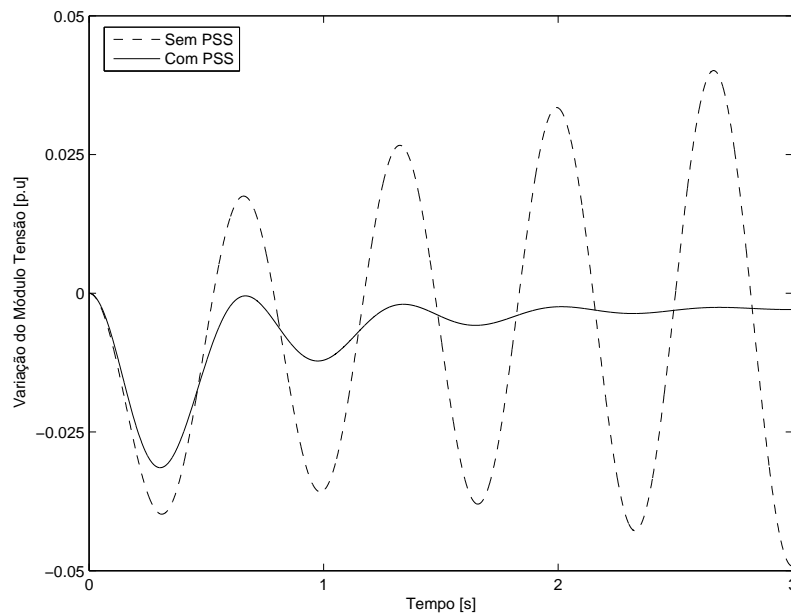
No deslocamento do pólo instável através do PSS, deve-se ter o cuidado, na medida do possível, de não diminuir a frequência final do pólo deslocado (com relação a frequência inicial), pois o binário sincronizante é dependente desta frequência de oscilação, como mostrado na seguinte equação  $T_s = 2H\omega^2$ . Esse binário pode, portanto, ser prejudicado [3]. Assim escolheu-se uma nova localização com um coeficiente de amortecimento de 15% mantendo a frequência. Assim, o sistema não só passou a ser estável, como apresenta o amortecimento desejado e um pequeno tempo de estabelecimento na resposta ao escalão como é ilustrado nas Figs. (3.21) e (3.23).

Da Fig. (3.22) conclui-se que a introdução da malha de estabilização não altera a estabilidade do sistema para valores de  $K_5 > 0$ , apresentando um maior amortecimento e menor tempo de estabelecimento que o sistema sem PSS. Com efeito, a malha de estabilização melhora a localização dos pólos

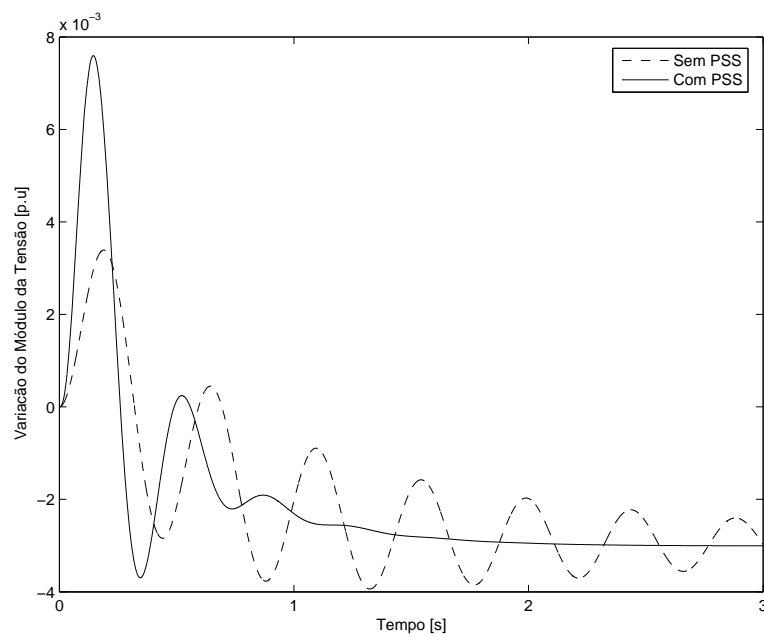


**Fig. 3.22** Resposta da variação do ângulo  $\Delta\delta$  ao escalão  $K_5 > 0$ .

As respostas das restantes grandezas do sistema têm uma evolução qualitativa igual às apresentadas nas duas Figs. (3.21) e (3.22). Mostra-se, de seguida, a evolução da variação da tensão terminal Figs. (3.23) e (3.24), que comprova a melhoria no desempenho do sistema.



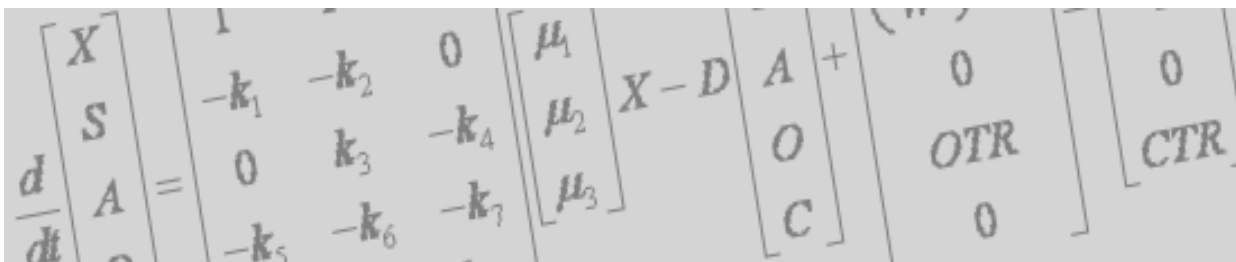
**Fig. 3.23** Resposta da variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  ao escalão,  $K_5 < 0$ .



**Fig. 3.24** Resposta da variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  ao escalão,  $K_5 > 0$ .

# Capítulo 4

## Controlo Óptimo



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

## 4.1 Introdução

Para os sistemas lineares invariantes no tempo, representados sob a forma de modelo de estado, seleccionam-se neste capítulo os tópicos mais relevantes da teoria de controlo que permitem determinar controladores por realimentação óptima.

Existem três tipos de realimentação óptima

- 1- Realimentação das variáveis de estado do sistema,
- 2- Realimentação das saídas do sistema,
- 3- Realimentação das variáveis de estado estimadas.

A realimentação dos estados do sistema parte da suposição de que todas as variáveis de estado podem ser medidas com precisão. Na maior parte dos casos, em que para um dado Sistema Linear Invariante no Tempo (SLIT), apenas algumas combinações lineares das variáveis de estado podem ser medidas com precisão, para suprimir essa limitação é usada a realimentação das saídas do sistema.

A realimentação das saídas do sistema pode ser realizada de duas maneiras distintas, (i) gerar as variáveis de controlo com realimentação directamente a partir das saídas do sistema, (ii) gerar as variáveis de controlo com realimentação das variáveis de estado estimadas a partir das saídas disponíveis.

Neste capítulo incidimos sobre métodos que nos permitem encontrar uma solução tanto para o controlo óptimo através da realimentação das variáveis de estado, como através da realimentação directa das saídas, não

contemplando o controlo óptimo realizado com as variáveis de estado estimadas remetendo este para trabalhos futuros.

## 4.2 Realimentação Óptima das Variáveis de estado

O objectivo do controlo óptimo consiste em encontrar uma lei de controlo óptima  $u(t) = g(x(t), t)$  do sistema  $\dot{x} = g(x(t), u(t), t)$ , que transfira qualquer estado inicial  $x(t_0)$  para um estado final  $x(t_1)$ , que minimize o índice de desempenho, dado pela seguinte expressão,

$$J = \int_{t_0}^{t_1} h(x(t), u(t), t) dt, \quad (4.1)$$

O controlador assim obtido é chamado de regulador linear óptimo determinístico.

Dado o sistema linear invariante no tempo

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (4.2)$$

e o índice de desempenho dado pela expressão

$$J = \int_{t_0}^{t_1} (x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)) dt, \quad (4.3)$$

onde  $Q$  é uma matriz simétrica semi-definida positiva; entenda-se como Matriz semi-definida positiva como uma matriz simétrica cujos valores próprios são positivos bem como os seus pivôs.

A quantidade  $x^T(t)Qx(t)$  é uma medida conjunta da extensão para a qual o estado no tempo  $t$  está desviado do estado zero. Os elementos da matriz  $Q$  representam os pesos que se atribuem a cada componente do estado representando assim um índice de desvio cumulativo de  $x(t)$ , relativamente ao estado zero, no intervalo de tempo  $[t_0, t_1]$ .

Para prevenir potenciais dificuldades físicas inclui-se também a entrada  $u(t)$  no índice de desempenho, onde  $R$  é uma matriz simétrica semi-definida positiva. A inclusão do segundo termo no índice de desempenho tende a induzir a redução da amplitude das entradas, quando se minimiza (4.3).

Podemos escrever a equação Hamilton jacobi [44] como,

$$\frac{\partial f}{\partial t} = - \min_u \left[ x^T Q x + u^T R u + \left( \frac{\partial f}{\partial t} \right)^T (A x + B u) \right], \quad (4.4)$$

Introduzindo a relação sobre a forma,

$$f(x, t) = x^T P x, \quad (4.5)$$

onde  $P$  é uma matriz quadrada, simétrica semi-definida positiva, temos

$$\frac{\partial f}{\partial t} = x^T \frac{\partial}{\partial t} P x, \quad (4.6)$$

e

$$\frac{\partial f}{\partial x} = 2 P x, \quad (4.7)$$

$$\left( \frac{\partial f}{\partial x} \right)^T = 2 x^T P. \quad (4.8)$$

Substituindo as equações (4.6) e (4.8) em (4.4) obtemos

$$x^T \frac{\partial}{\partial t} P x = - \min_u \left[ x^T Q x + u^T R u + 2 x^T P (A x + B u) \right]. \quad (4.9)$$

para minimizar  $u$  da equação (4.9),

$$\frac{\partial \left( \frac{\partial f}{\partial t} \right)}{\partial u} = 2 u^T R + 2 x^T P B = 0, \quad (4.10)$$

A equação anterior pode ser reescrita obtendo assim,

$$u_{opt} = -R^{-1}B^T Px. \quad (4.11)$$

ou

$$u_{opt} = -Kx, \quad (4.12)$$

onde

$$K = R^{-1}B^T P. \quad (4.13)$$

Substituindo (4.11) em (4.9) temos

$$x^T \dot{P}x = -x^T (Q + 2PA - PBR^{-1}B^T P)x, \quad (4.14)$$

em que

$$\dot{P} = -PA - A^T P - Q + PBR^{-1}B^T P. \quad (4.15)$$

A equação (4.15) é uma equação diferencial não linear onde os coeficientes de  $P(t)$  são encontrados por integração no tempo inverso, kalman demonstrou que todos os  $P(t)$  convergem para um valor constante desde que  $t_1$  seja infinito ou seja distante de  $t_0$ , podendo a equação (4.15) ser reescrita como,

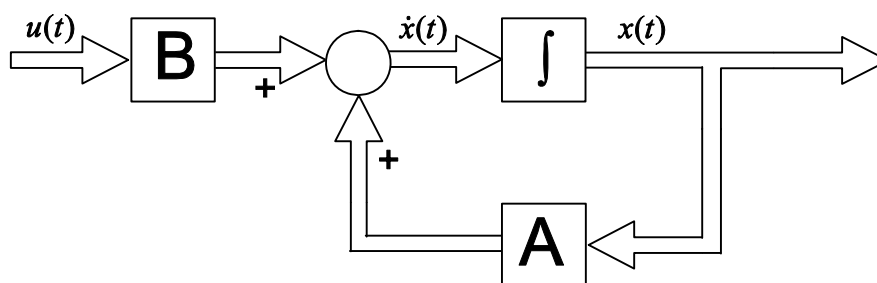
$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0, \quad (4.16)$$

sendo esta conhecida como equação de riccati.

Assim a equação de Riccati é a chave para obter o controlador ótimo. Uma vez conhecidas as matrizes  $Q$  e  $R$ , a matriz  $P$  pode ser obtida resolvendo a equação de Riccati. Substituindo o valor de  $P$  na equação (4.13), obtém-se o valor para  $u(t)$ .

A teoria do controlo óptimo aqui introduzida, com o fim de determinar um controlador óptimo, é simples. Contudo, prevalece ainda hoje um problema que dificulta a tarefa de projectar um controlador óptimo e que reside na dificuldade de seleccionar as matrizes  $R$  e  $Q$ . Diferentes pares de matrizes  $(Q_i, R_i)$  conduzem a diferentes matrizes de ganho  $K_i$ , resultando daí diferentes respostas para o mesmo sistema em cadeia fechada. Métodos para obtenção do par de matrizes  $(Q, R)$ , serão analisados na próxima secção.

Em suma, dado o SLIT esquematizado na Fig. (4.1),



**Fig. 4.1** Representação esquemática do sistema não controlado (equação (4.17)).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (4.17)$$

e assumindo que todas as variáveis de estado podem ser medidas em qualquer instante, é possível implementar um controlador linear invariante no tempo da forma,

$$u(t) = -Kx(t) + v(t), \quad (4.18)$$

com

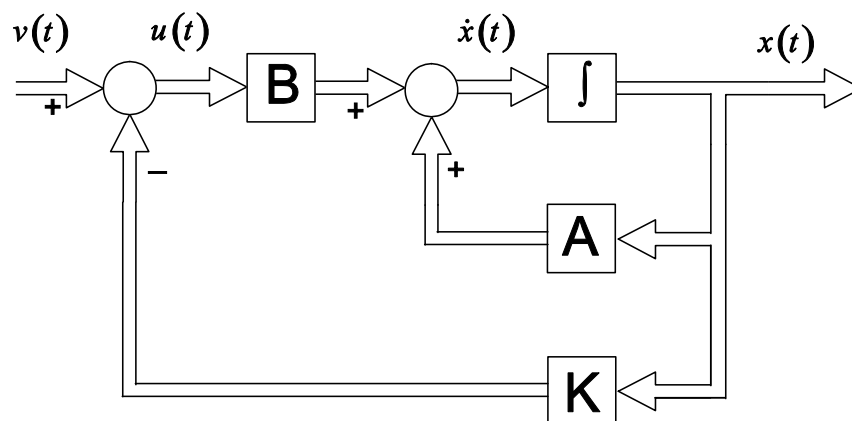
$K$  a matriz constante de ganhos para realimentação

$v(t)$  uma entrada adicional.

Se o controlador (4.18) for aplicado ao sistema (4.17), obter-se-á um novo sistema em cadeia fechada, que terá o seguinte modelo de estado,

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + Bv(t). \quad (4.19)$$

A estabilidade do sistema controlado depende, evidentemente, de  $A$  e  $B$ , mas também da matriz de ganhos  $K$ , sendo os valores próprios do sistema controlado função de  $K$ . Assim, escolhendo um  $K$  apropriado, podemos melhorar a estabilidade do sistema. De facto, é possível escolher  $K$  de forma a colocar os valores próprios em qualquer ponto do plano complexo, como veremos na subsecção seguinte.



**Fig. 4.2** - Representação esquemática sistema controlado (equação (4.19)).

#### 4.2.1 Selecção das Matrizes de Peso $Q$ e $R$

Como já foi referido, o problema que dificulta a tarefa de projectar um controlador óptimo reside na dificuldade de seleccionar as matrizes  $R$  e  $Q$ , existem alguns métodos na literatura que permitem seleccionar tais matrizes onde se destacam [45,46,47]. De seguida será apresentado os traços gerais do

método [47] que é utilizado nesta tese, remetendo os lemas e provas dos conceitos apresentados para os autores.

Considere-se o sistema SLIT descrito por

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned}, \quad (4.20)$$

onde  $x \in \mathfrak{R}^n$ ,  $u \in \mathfrak{R}^m$ ,  $y \in \mathfrak{R}^r$  e as matrizes  $A$ ,  $B$  e  $C$  possuem as dimensões apropriadas o primeiro passo do algoritmo reside na obtenção de uma matriz  $M$  não singular que garanta,

$$M^{-1}AM = \begin{bmatrix} A_{11} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & A_{mm} \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

$$M^{-1}BR^{-1}B^T(M^{-1})^T = \begin{bmatrix} V_{11} & \cdots & V_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{1n}^T & \cdots & V_{mm} \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

A selecção da matriz  $R$  é arbitrária podendo esta ser escolhida dando peso as entradas do sistema, normalmente dá-se o mesmo peso as entradas, o que se escolhe a matriz identidade de dimensões apropriadas.

Quando se trata de um valor próprio real as matrizes  $V_{11}$  em (4.22) e  $A_{11}$  em (4.21) reduzem-se a um escalar, quando se trata de um valor próprio complexo conjugado  $\alpha \pm j\beta$  assumem a forma,

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

$$V_{11} = v_o \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \nu \end{bmatrix}, \quad (4.24)$$

onde  $v_o > 0$  e  $0 \leq \nu \leq 1$ .

Para isso utiliza-se a parte real e a parte imaginária dos vectores próprios de  $A$  correspondentes aos valores próprios de  $\alpha \pm j\beta$  nas duas primeiras colunas da matriz de transformação  $M_1$  onde resulta  $A_{11}$ .

A matriz  $V_{11}$  é simétrica e semi-definida positiva, esta pode ser diagonalizável através de uma matriz ortogonal sobre  $M_1^{-1}BR^{-1}B^T(M_1^{-1})^T$  na posição de  $V_{11}$  e aplicando a matriz identidade a esta matriz ortogonal para formar uma matriz  $M_2$  do tamanho de  $A$ , resultando assim a matriz de transformação  $M$  dada por,

$$M = M_1 M_2. \quad (4.25)$$

O próximo passo passa pela obtenção de  $Q_{11}$  com a desejada localização do novo valor próprio que minimize o índice de desempenho dado por,

$$J = \int_0^{\infty} x_1^T(t) Q_{11} x_1(t) + u^T(t) R u(t) dt, \quad (4.26)$$

Quando se trata em deslocar um valor próprio real as matrizes  $A_{11}$ ,  $Q_{11}$  e  $V_{11}$ , reduzem-se a um escalar como foi referenciado anteriormente, neste caso o deslocamento é rapidamente determinado, não obstante este só pode ser deslocado ao longo do eixo real.

Assumindo que se trata de um valor próprio complexo conjugado  $\alpha_c \pm j\beta_c$  as matrizes  $A_{11}$ ,  $Q_{11}$  e  $V_{11}$  são matrizes de dimensão 2 e o sistema a considerar é descrito por,

$$\dot{x}_1(t) = A_{11} x_1(t) + B_1 u(t), \quad (4.27)$$

em que  $x \in \mathfrak{R}^2$ ,  $u \in \mathfrak{R}^m$  e onde a matriz de Hamilton é dada por,

$$H = \begin{bmatrix} A_{11} & V_{11} \\ -Q_{11} & -A_{11}^T \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

e onde  $Q_{11}$  é dado por,

$$Q_{11} = \begin{bmatrix} q_1 & q_2 \\ q_3 & q_4 \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

A equação característica de  $H$  assume a forma,

$$s^4 + C_2 s^2 + C_0 = 0. \quad (4.30)$$

e os coeficientes  $C_2$  e  $C_0$  expressos por,

$$C_2 = 2(\beta^2 - \alpha^2) - \bar{C}_2, \quad (4.31)$$

$$C_0 = (\beta^2 + \alpha^2)^2 - \bar{C}_0. \quad (4.32)$$

Desde que a matriz  $Q_{11}$  corresponda aos auto valores  $\alpha_c \pm j\beta_c$  os coeficientes  $C_2$  e  $C_0$  são dados por,

$$C_2 = 2(\beta_c^2 - \alpha_c^2), \quad (4.33)$$

$$C_0 = (\beta_c^2 + \alpha_c^2)^2. \quad (4.34)$$

Assumindo que a matriz  $Q_{11}$  é uma matriz quadrada de dimensão 2, esta pode ser descrita na forma Dyadic como,

$$Q_{11} = \begin{bmatrix} \rho \cos^2(\theta) & \rho \sin(\theta) \cos(\theta) \\ \rho \cos(\theta) \sin(\theta) & \rho \sin^2(\theta) \end{bmatrix}, \quad (4.35)$$

onde  $\rho > 0$  e  $0 \leq \theta < \pi$ .

Assim os parâmetros  $\bar{C}_2$  e  $\bar{C}_0$  podem ser expressos em termos de  $\rho$  e  $\theta$  e são dados por,

$$\bar{C}_2 = \frac{\rho}{2}((1+\nu) + (1-\nu)\cos(2\theta)), \quad (4.36)$$

$$\bar{C}_0 = \frac{\rho}{2}(\alpha^2 + \beta^2)((1+\nu) + (1-\nu)\cos(2\theta + \phi)), \quad (4.37)$$

com

$$\sin(\phi) = \frac{-2\alpha\beta}{\alpha^2 + \beta^2}, \quad \cos(\phi) = \frac{\alpha^2 - \beta^2}{\alpha^2 + \beta^2}. \quad (4.38)$$

Resolvendo o sistema dado pelas equações (4.36) e (4.37) em ordem a  $\rho$  e  $\theta$  substituindo em (4.35) obtemos  $Q_{11}$ .

Para finalizar calcula-se a matriz  $Q$ , dada pela equação (4.39),

$$Q = (M^{-1})^T \begin{bmatrix} Q_{11}/\nu_o & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} M^{-1}. \quad (4.39)$$

Assim o valor próprio representado por  $A_{11}$  pode ser deslocado mantendo os outros valores próprios de  $A$ , trata-se portanto de um método interactivo assim para  $n$  valores próprios a serem deslocados a matriz  $Q$  é dada por,

$$Q = \sum_i^n Q_i. \quad (4.40)$$

### 4.3 Realimentação Óptima das Saídas

O controlo de sistemas lineares por realimentação óptima das saídas é, reconhecidamente, um problema fundamental na teoria do controlo que têm atraído a atenção nas últimas décadas. Isto decorre do facto que em grande parte das aplicações práticas apenas parte da informação das variáveis de estados do sistema estão disponíveis a partir das saídas medidas, e onde diversos resultados interessantes foram alcançados [48,49,50,51,52].

Não obstante na maioria dos casos referidos anteriormente apresentam uma limitação relativamente a ordem do sistema  $n$ , bem como no numero de entradas e saídas deste, mais concretamente  $m + r \geq n + 1$  onde  $m = \text{rank}(B)$  e,  $r = \text{rank}(C)$  já outras mostram que existe uma solução ao problema do controlo óptimo das saídas sob a circunstancia menos restritiva  $mr \geq n$  mas no entanto acrescem uma restrição adicional  $\text{rank}(E) = n$  onde  $E$  é uma matriz  $n \times mr$ , cujas colunas são dadas por  $CA^k B$ , com  $k = 0, 1, \dots, n - 1$ .

Assim esta secção apresenta alguns resultados da teoria do controlo óptimo que permitirão, para sistemas lineares invariantes no tempo, determinar uma matriz de ganhos para realimentação directamente a partir das saídas do sistema mais concretamente [52] que nos permitirá resolver tal problema no caso menos restritivo  $mr \geq n$ , e um outro [53], que permite calcular as constantes da matriz de ganhos minimizando o seu índice de desempenho.

Assim sendo, dado o sistema linear invariante no tempo

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (4.41)$$

com  $x \in \mathfrak{R}^n$ ,  $u \in \mathfrak{R}^m$ ,  $y \in \mathfrak{R}^r$ , tendo disponíveis todas as variáveis de estado, o controlador óptimo é dado por,

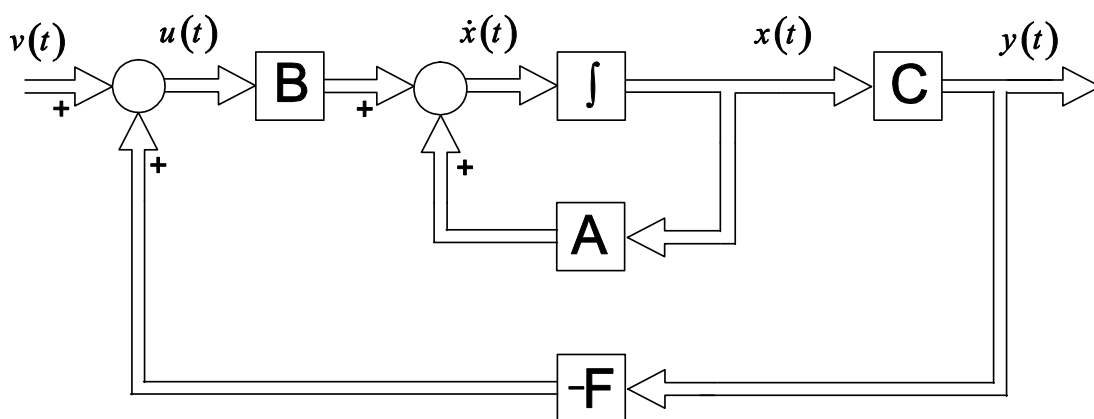
$$u(t) = -Kx(t) + v(t). \quad (4.42)$$

Como vimos na secção anterior, a matriz de ganhos  $K$  pode ser calculada através da solução da equação algébrica de Riccati.

Suponha-se que agora se introduz a restrição de que a variável de controlo  $u(t)$  seja obtida directamente a partir das saídas do sistema, i.e.,

$$\begin{aligned} u(t) &= -Fy(t) + v(t) \\ c \quad & \\ u(t) &= -FCx(t) + v(t) \end{aligned} \quad (4.43)$$

onde  $F$  é matriz de ganhos de realimentação a ser determinada.



**Fig. 4.3** - Sistema controlado por realimentação óptima das saídas.

Com esta restrição o sistema (4.41) pode ser reescrito como,

$$\dot{x}(t) = (A - BFC)x(t) + Bv(t). \quad (4.44)$$

### 4.3.1 Selecção da Matriz de Ganhos $F$

Considere o sistema dado por (4.41), o problema reside em encontrar uma matriz de ganhos  $F$  que garanta,

$$\sigma(A + BFC) = \Lambda, \quad (4.45)$$

Com  $\Lambda = \{\Lambda_1, \Lambda_2\}$  e  $\Lambda_1 = \{\lambda_1, \dots, \lambda_r\}$  e  $\Lambda_2 = \{\lambda_{r+1}, \dots, \lambda_n\}$ .

Para isso é sintetizado [52], ficando as provas dos lemas enunciados a cargo do autor, o algoritmo atribui inicialmente  $\Lambda_1$ , e posteriormente  $\Lambda_2$  sem alterar  $\Lambda_1$ .

Considerando  $i = 1, 2, \dots, r$ ,

a relação entre os vectores próprios  $u_i$  associados aos valores próprios  $\lambda_i$  é dada por,

$$[A + BFC]u_i = \lambda_i u_i, \quad (4.46)$$

Definindo

$$\psi_i = FCu_i. \quad (4.47)$$

Escrevendo (4.46) como,

$$T(\lambda_i) \begin{bmatrix} u_i \\ \psi_i \end{bmatrix} = 0, \quad (4.48)$$

onde

$$T(\lambda_i) = [A - \lambda_i I, B].$$

E se  $\Psi_r = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_r]$  a equação (4.48) é dada pela equação matricial de Sylvester a saber,

$$U_r \Lambda_r - A U_r = B \Psi_r, \quad (4.49)$$

com

$$U_r = [u_1, u_2, \dots, u_r] \text{ e } \Lambda_r = \text{diag}[\Lambda_1].$$

Assim usando a equação (4.47) para qualquer  $i$  a matriz de ganhos  $F$  é dada por,

$$F = \Psi_r [C U_r]^{-1}. \quad (4.50)$$

onde a matriz  $C U_r$ , tem de ser invertível isso é possível se  $\text{rank}(C) = n_r$  e se  $\Lambda_1$  na contem nenhum valor próprio de  $A$ .

Considere-se agora  $j = r + 1, r + 2, \dots, n$ ,

$$V_i = (\lambda_i I - A)^{-1} B, \quad (4.51)$$

$$a_i = [a_{i1} \ a_{i2} \ \dots \ a_{i(m-1)}]^T, \quad (4.52)$$

$$a_j = [a_{j1} \ a_{j2} \ \dots \ a_{j(r-1)}]^T, \quad (4.53)$$

e

$$Y_j = [C A T_2 (\lambda_j I - \bar{C} A T_2)^{-1}]^T. \quad (4.54)$$

Onde  $\bar{C}$  pode ser qualquer matriz  $(n-r) \times n$  que,

$$\begin{bmatrix} C \\ \bar{C} \end{bmatrix} = [T_1, T_2]^{-1} = T^{-1}, \quad (4.55)$$

onde  $T$  é uma matriz não singular.

As equações (4.51) e (4.54) formam as seguintes expressões para  $\Psi_r$  e  $U_r$ ,

$$\Psi_r = [a_1, a_2, \dots, a_r], \quad (4.56)$$

$$U_r = [V_1 a_1, V_2 a_2, \dots, V_r a_r]. \quad (4.57)$$

A equação que relaciona  $\Lambda_1$  com  $\Lambda_2$  é dada por,

$$a_i^T M_{ij} a_j, \quad (4.58)$$

onde  $M_{ij}$  é uma matriz  $m \times r$  dada por,

$$M_{ij} = V_i^T [\bar{C}^T Y_j + C^T], \quad (4.59)$$

ou

$$M_{ij} = C \left[ I + AT_2 [\lambda_j I - \bar{C}AT_2]^{-1} \bar{C} \right] [\lambda_i I - A]^{-1} B. \quad (4.60)$$

Resolvendo o sistema da equação (4.58) em ordem a  $a_i$ s e  $a_j$ s, consequentemente obtemos (4.56) e (4.57) possibilitando assim a obtenção da matriz de ganhos  $F$  dada pela equação (4.50).

De seguida é enunciado e sintetizado um outro método [53], que nos permite calcular as constantes da matriz de ganhos  $F$ , minimizando o índice de desempenho.

### 4.3.2 Determinação das Constantes da Matriz $F$

Seja  $F$  uma matriz  $m \times r$ , real e constante, e  $A^* = [A - BFC]$ ,

Assumindo que  $A^*$  é estável (parte real dos valores próprios  $\lambda^*$ , da matriz  $A^*$ , no semi-plano complexo esquerdo) então, para que  $F$  seja óptimo é necessário que,

$$F = R^{-1} B^T K^* L^* C^T [CL^*C]^{-1}, \quad (4.61)$$

onde

$$K^* = \int_0^\infty \exp\left((A^*)^T \tau\right) [Q + C^T F^T R F C] \exp(A^* \sigma) d\tau, \quad (4.62)$$

$$L^* = \int_0^\infty \exp(A^* \sigma) \exp\left((A^*)^T \sigma\right) d\sigma. \quad (4.63)$$

Alternativamente, assumindo que  $K^*$ ,  $L^*$  e  $F$  são solução de  $A^* = [A - BFC]$ , (4.61) e (4.62), respectivamente, então  $K^*$  é semi-definida positiva e solução de

$$0 = K^* A^* + (A^*)^T K^* + Q + C^T F^T R F C, \quad (4.64)$$

e  $L^*$  é positiva semi-definida e solução de

$$0 = L^* (A^*)^T + A^* L^* + 1. \quad (4.65)$$

Este teorema implica o recurso a métodos iterativos. Neste seguimento enuncia-se o algoritmo das referências [11,53], que permite a determinação da matriz de ganhos  $F$ .

### 4.3.2.1 Algoritmo

Seja,

$$F_{n-1} = R^{-1} B^T K_{n-1} L_{n-1} C^T [C L_{n-1} C^T]^{-1}, \quad (4.66)$$

onde  $K_n$  é a solução de

$$0 = K_n [A - B F_{n-1} C] + [A - B F_{n-1} C]^T K_n + Q + C^T F_{n-1}^T R F_{n-1} C, \quad (4.67)$$

e  $L_{n-1}$  é a solução de

$$0 = L_{n-1} [A - B F_{n-1} C]^T + [A - B F_{n-1} C] L_{n-1} + I. \quad (4.68)$$

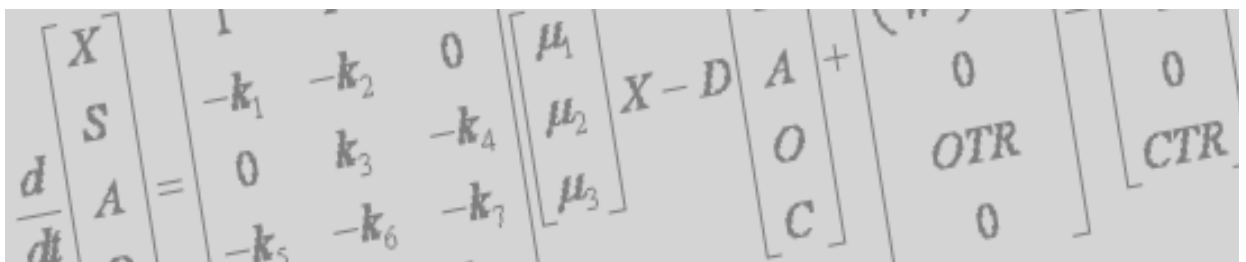
Assumindo  $Q > 0$  e  $[A - B F_{n-1} C]$  estável, então  $K_n$  existe, e é única e semi-definida positiva.

O algoritmo consiste essencialmente em determinar um valor inicial para  $F_0$  obtendo-se de seguida  $K_n$ , através de (4.67) com,  $n = 1$ . O valor de  $K_1$  é substituído em (4.66),  $F_1$  continua indeterminado dependendo, agora, apenas de  $L_1$ , substituindo  $F_1$  em (4.68), ficaremos com uma equação não linear apenas com  $L_1$  como incógnita. A equação (4.68) é resolvida obtendo a matriz definida positiva  $L_1$ , que se substitui em (4.66) para obter finalmente  $F_1$  e completar a primeira iteração. O valor de  $F_1$  inicia a próxima iteração.

O algoritmo enunciado não prova que o algoritmo convirja, importando obviamente a escolha de  $F_0$ .

# Capítulo 5

## Controlo Óptimo de Frequência



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

### *5.1 Introdução*

Este capítulo é dedicado à determinação de controladores ótimos que possam melhorar o desempenho dos controladores de frequência convencionais, desta maneira são consideradas duas abordagens diferentes de controlo, por um lado um controlo centralizado que requer complexos sistemas de aquisição e comunicação de dados, diminuindo a fiabilidade e aumentando os custos, e uma abordagem descentralizada utilizando para isso apenas as saídas de cada área e a entrada  $\Delta P_i$  de cada área.

Para o primeiro caso o controlo será feito através da realimentação de todas as variáveis de estado e controladores por realimentação das saídas, já no segundo apenas será utilizado o controlo por realimentação das saídas, isto socorrendo-nos da teoria apresentada no capítulo anterior.

Assim sendo serão determinados controladores para o sistema de duas áreas interligadas, com controlo integral da potência de interligação (de acordo com a Fig. (2.22) bem como um sistema com quatro áreas interligadas, escolheu-se este caso por ser mais geral e, deste modo, permitir uma análise mais abrangente do desempenho dos controladores.

### *5.2 Regulador Ótimo de Frequência por Realimentação das Variáveis de Estado*

Do capítulo 4 sabemos ser possível melhorar a estabilidade dum sistema através da realimentação de estado, assim para iniciar o nosso estudo e estabelecer uma comparação com os controladores clássicos, considere o modelo de estado referente ao diagrama de blocos da Fig. (2.22), que corresponde ao caso de um sistema de duas áreas interligadas,

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + \Gamma p(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{5.1}$$

com  $C$  a matriz identidade.

Os parâmetros utilizados na obtenção do sistema (5.1) são os mesmos do capítulo 2, para o caso de um sistema de duas áreas interligadas.

Com base da teoria descrita para a determinação da matriz de ganhos  $K$  de realimentação ( $u(t) = -Kx(t)$ ) que minimize o índice de desempenho, esta baseia-se inicialmente na escolha da localização dos novos pólos do sistema ou seja valores próprios de  $A$ , do sistema anteriormente descrito, os pólos especificados do sistema com controlador ótimo e os pólos do sistema apenas com controlo secundário da potência de interligação são apresentados na Tab. (5.1).

Sistema sem Controlo Ótimo	Sistema com Controlo Ótimo
-13.1489	-15
-13.1365	-14
-1.3412	-3
-0.6571	-2
-0.6580	-1
$-1.0382 + j2.0147$	$-4.8 + j3.6$
$-1.0382 - j2.0147$	$-4.8 - j3.6$
$-0.3743 + j2.9761$	$-3 + j3.8$
$-0.3743 - j2.9761$	$-3 - j3.8$

**Tab. 5.1** Pólos do sistema (5.1) sem controlo ótimo e com controlo ótimo ( $u(t) = -Kx(t)$ ).

A determinação da matriz de ganhos  $K$  de realimentação ( $u(t) = -Kx(t)$ ) é dependente da selecção da matriz de peso  $Q$ , assim a matriz  $Q$ , computada de acordo com o procedimento descrito na secção (4.2.1), é

$$Q = \begin{bmatrix} 12.15 & -6.25 & 1.85 & 0.67 & 7.34 & 0.31 & 28.45 & -35.36 & 26.52 \\ -6.25 & 7.24 & -1.23 & -0.28 & -4.77 & 0.93 & -18.18 & 9.01 & -28.88 \\ 1.85 & -1.23 & 0.47 & 0.14 & 1.38 & 0.05 & 4.12 & -4.56 & 3.58 \\ 0.67 & -0.28 & 0.14 & 0.29 & 0.53 & 0.48 & 1.45 & -1.62 & -0.98 \\ 7.34 & -4.76 & 1.38 & 0.53 & 5.42 & 0.27 & 19.99 & -23.19 & 17.68 \\ 0.31 & 0.93 & 0.04 & 0.48 & 0.28 & 1.23 & -0.38 & -3.68 & -10.52 \\ 28.45 & -18.18 & 4.11 & 1.44 & 19.98 & -0.38 & 98.79 & -95.31 & 93.16 \\ -35.36 & 9.01 & -4.59 & -1.62 & -23.19 & -3.67 & -95.31 & 254.64 & -98.17 \\ 26.52 & -28.88 & 3.58 & -0.98 & 17.68 & -10.52 & 93.16 & -98.18 & 243.05 \end{bmatrix}$$

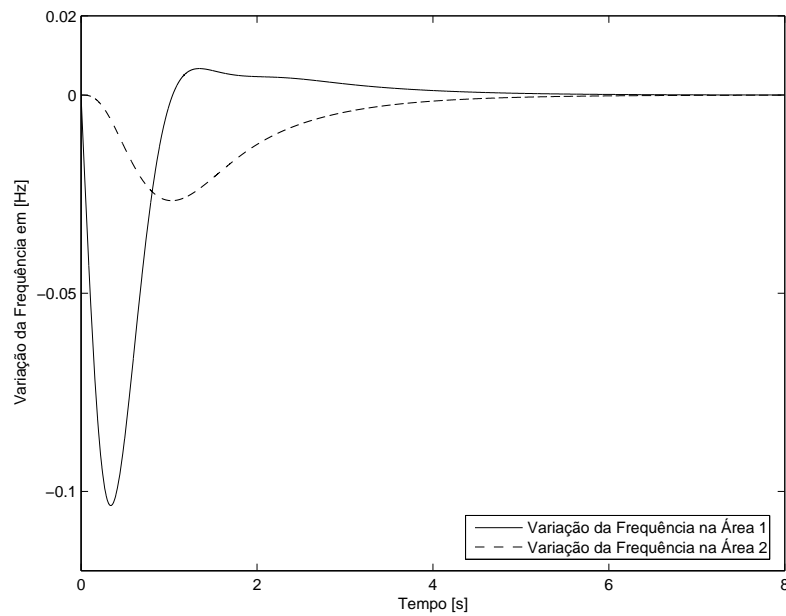
A partir da matriz  $Q$ , é possível obter a seguinte matriz de ganhos  $K$ , para realimentação de estado, sendo esta dada por.

$$K = \begin{bmatrix} 4.294 & -2.508 & 0.855 & -0.048 & 3.701 & -0.909 & 7.285 & -14.624 & 9.053 \\ -0.171 & 2.598 & -0.048 & 0.652 & -0.245 & 2.691 & -0.888 & -3.397 & -11.732 \end{bmatrix}$$

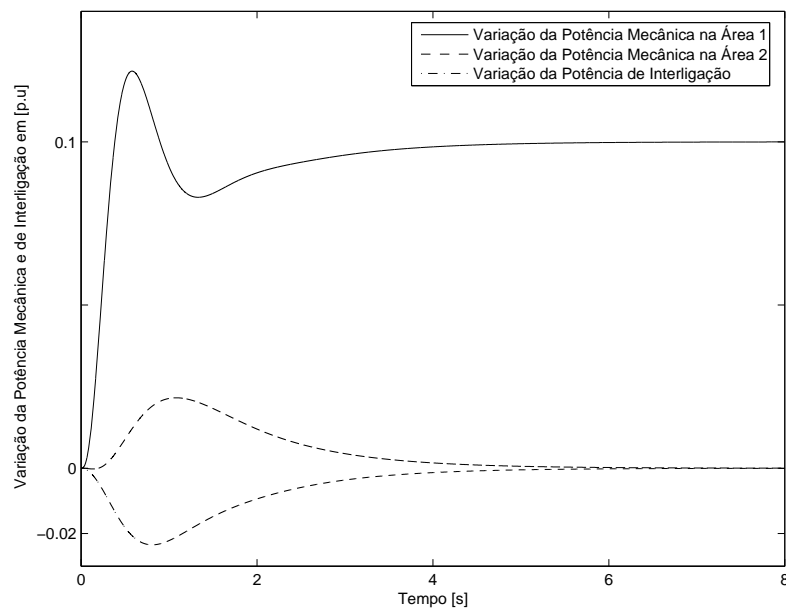
Os pólos do sistema com realimentação de estado (valores próprios de  $(A - BK)$ ), coincidem com a localização especificada como era pretendido, em suma desta forma é possível seleccionar as matrizes  $Q$  e  $R$  que nos permitem projectar um controlador óptimo por realimentação de estado que minimize o índice de desempenho.

### 5.2.1 Análise Temporal do Regulador Óptimo de Frequência

Com o objectivo de comparar o desempenho dos sistemas, controlados com controlo óptimo por realimentação de estado, com o desempenho dos mesmos controlados com o controlo convencional, fez-se o estudo de simulação para que se possam comparar resultados, optou-se por seguir a mesma orientação da secção (2.7.1). Assim, considera-se uma perturbação em escalão  $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ , na carga da área 1 e apresentam-se as respostas das mesmas grandezas do caso apresentado na secção (2.7.1), Figs. (2.23), e (2.24), mas considerando agora controlo óptimo, Fig. (5.1), e Fig. (5.2).



**Fig. 5.1** Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 5.2** Variação da potência mecânica e da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ ) na carga da área, com realimentação de todas as variáveis de estado.

É de referir que as simulações aqui apresentadas apenas contemplam um único objectivo, ou seja a colocação dos pólos nas posições desejadas, descuidando a procura da melhor resposta do sistema, posto isto e por observação das, Figs. (5.1) e (5.2), com as Figs. (2.23) e (2.24) do capítulo 2, referentes ao controlo convencional de frequência, verificamos que, (i) são mantidos os valores em regime estacionário, (ii) o sistema apresenta maior amortecimento e (iii) o sistema tem menores tempos de estabelecimento.

Na secção seguinte determina-se o Controlador Centralizado por Realimentação óptima das saídas do sistema, seguindo o método descrito na secção (4.3).

### *5.3 Regulador Ótimo de Frequência por Realimentação Óptima das Saídas*

Com base na secção (4.3.1) é possível determinar uma matriz de ganhos  $F$  para realimentação das saídas, com  $\dim C < \dim A$ . Suponha-se agora que uma das saídas, do sistema (5.1), é de difícil medição e se pretende implementar um controlador por realimentação directa das restantes saídas do sistema,

$$\begin{aligned} y(t) &= Cx(t) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow y(t) &= [0 \quad \vdots \quad I]x(t) \end{aligned} \tag{5.2}$$

Onde  $I$  corresponde a uma matriz identidade de  $\dim (8)$ , que equivale as variáveis de estado acessíveis.

O ponto de funcionamento corresponde ao caso anterior, bem como os restantes parâmetros, que aqui se repetem por conveniência.

Com base na teoria descrita para a determinação da matriz de ganhos  $F$  de realimentação ( $u(t) = Fy(t)$ ) esta também inicialmente se baseia na escolha inicial dos valores próprios da matriz  $A$ , assim escolhe-se a mesma localização  $\lambda_d$  da tabela (5.1).

Aplicando o método descrito na secção (4.3.1), obtemos a seguinte matriz de ganhos  $F$ ,

$$F = \begin{bmatrix} -3.092 & -2.611 & -2.888 & -1.957 & -3.333 & -3.329 & -6.799 & -3.652 \\ 2.364 & 2.139 & 2.416 & 0.889 & 1.994 & 1.857 & 4.586 & 1.447 \end{bmatrix}$$

que nos permite levar os valores próprios de  $(A + BFC)$  para a posição previamente definida, como pretendido.

#### *5.4 Controlo Descentralizado através da Realimentação Ótima das Saídas*

Para que esta estratégia de controlo seja descentralizada é necessário que as entradas de cada área (variação na posição de referência dos reguladores) dependam, somente, de informação da respectiva área. A forma de conseguir implementar este tipo de controlador foi a seguinte:

Considerou-se o sistema apenas com uma entrada, por exemplo a entrada  $\Delta P_{\eta}$ , e com as saídas dessa área ( $\Delta x_{E1}, \Delta P_{M1}, \Delta F_1, \Delta P_{int,1}, \Delta P_{c1}$ ), determinando-se de seguida uma matriz de ganhos  $F$ , computada através do método descrito na secção (4.3.2). Os valores iniciais adoptados provêm da determinação do controlador centralizado, implementado na secção (5.2). A matriz  $Q$  é igual à da secção anterior.

Assim sendo a matriz de ganhos  $F$ , computada através do método descrito na secção (4.3.2) e pelo algoritmo ilustrado na secção (4.3.2.1), apresenta a mesma estrutura da matriz  $K$ , exposta na secção anterior, mas contendo apenas as informações disponíveis em cada área, eliminando as restantes informações referentes as outras áreas, é como se segue,

$$F = \begin{bmatrix} 5.57 & 0 & 1.42 & 0 & 3.11 & 0 & 6.3 & -18.34 & 0 \\ 0 & 4.64 & 0 & 1.01 & 0 & 3.33 & -2.43 & 0 & -16.65 \end{bmatrix}$$

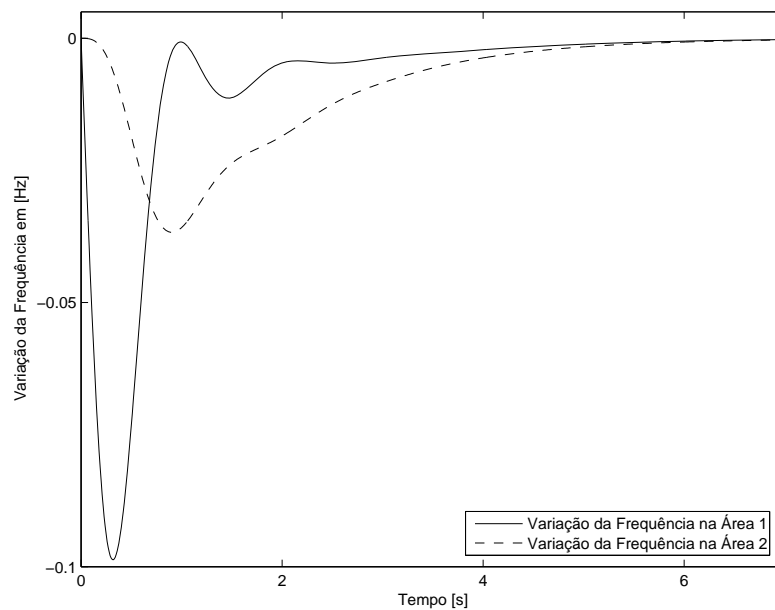
Os pólos do sistema com controlo óptimo descentralizado por realimentação das saídas, são apresentados na Tab. (5.2) que, para comparação, inclui também os valores da Tab. (5.1).

Sistema sem Controlo Óptimo	Sistema com Controlo Óptimo	Controlo Descentralizado Realimentação das Saídas
-13.1489	-15	-26.6056
-13.1365	-14	-19.6417
-1.3412	-3	-0.8017
-0.6571	-2	-2.2531 - j5.4650
-0.6580	-1	-2.2531 + j5.4650
-1.0382 + j2.0147	-4.8 + j3.6	-3.6734 + j5.444
-1.0382 - j2.0147	-4.8 - j3.6	-3.6734 - j5.444
-0.3743 + j2.9761	-3 + j3.8	-1.5673 + j0.2169
-0.3743 - j2.9761	-3 - j3.8	-1.5673 - j0.2169

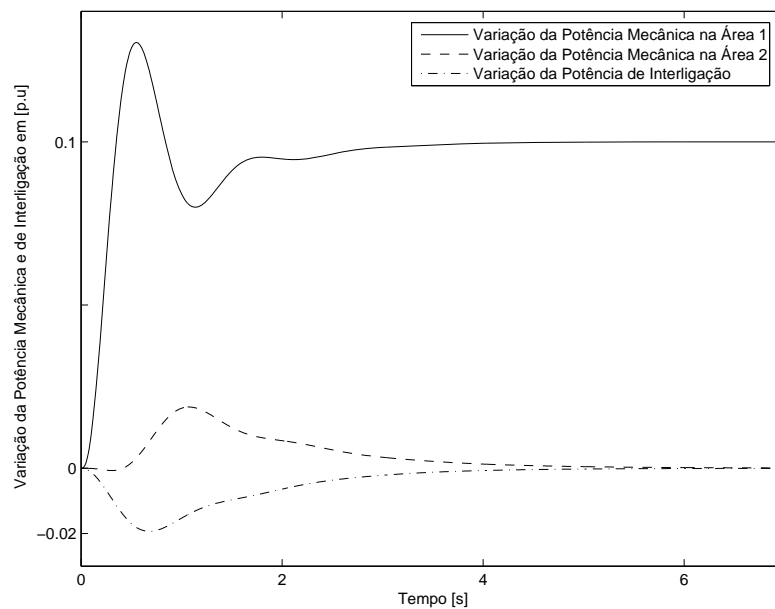
**Tab. 5.2** Pólos do sistema (5.1) com os vários tipos de controlo.

#### 5.4.1 Análise Temporal do Regulador Óptimo Descentralizado de Frequência

Para concluir a análise do controlador descentralizado por realimentação das saídas, prossegue-se com o estudo das respostas temporais do sistema controlado. Para ilustrar o comportamento do sistema, considera-se uma perturbação em escalão  $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ , na carga da área 1 e apresentam-se as respostas das mesmas grandezas do caso apresentado na subsecção (2.7.1).



**Fig. 5.3** Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controlo Descentralizado por Realimentação das saídas.



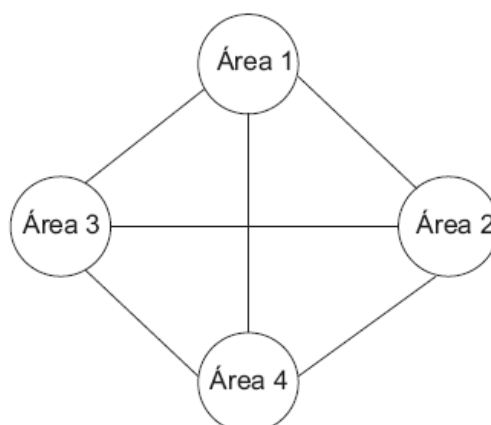
**Fig. 5.4** Variação da potência mecânica e da potência de interligação que segue uma perturbação, em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ) na carga da área 1, com Controlo Descentralizado por Realimentação das saídas.

Por observação das Figs. (5.3) e (5.4), comparadas com as Figs. (2.23) e (2.24) do capítulo 2 referentes ao controlo convencional, retiramos as mesmas conclusões para o controlo ótimo centralizado por realimentação de estado, que aqui se repetem, *(i)* são mantidos os valores em regime estacionário, *(ii)* o sistema apresenta maior amortecimento e *(iii)* o sistema tem menores tempos de estabelecimento. Verifica-se, desta forma, que o sistema apresenta melhor desempenho.

Quando comparadas com as Figs. (5.1), (5.2) verificamos que *(i)* o sistema é mais oscilatório, *(ii)* o sistema apresenta um ligeiro aumento no tempo de estabelecimento, *(iii)* a resposta do sistema é semelhante.

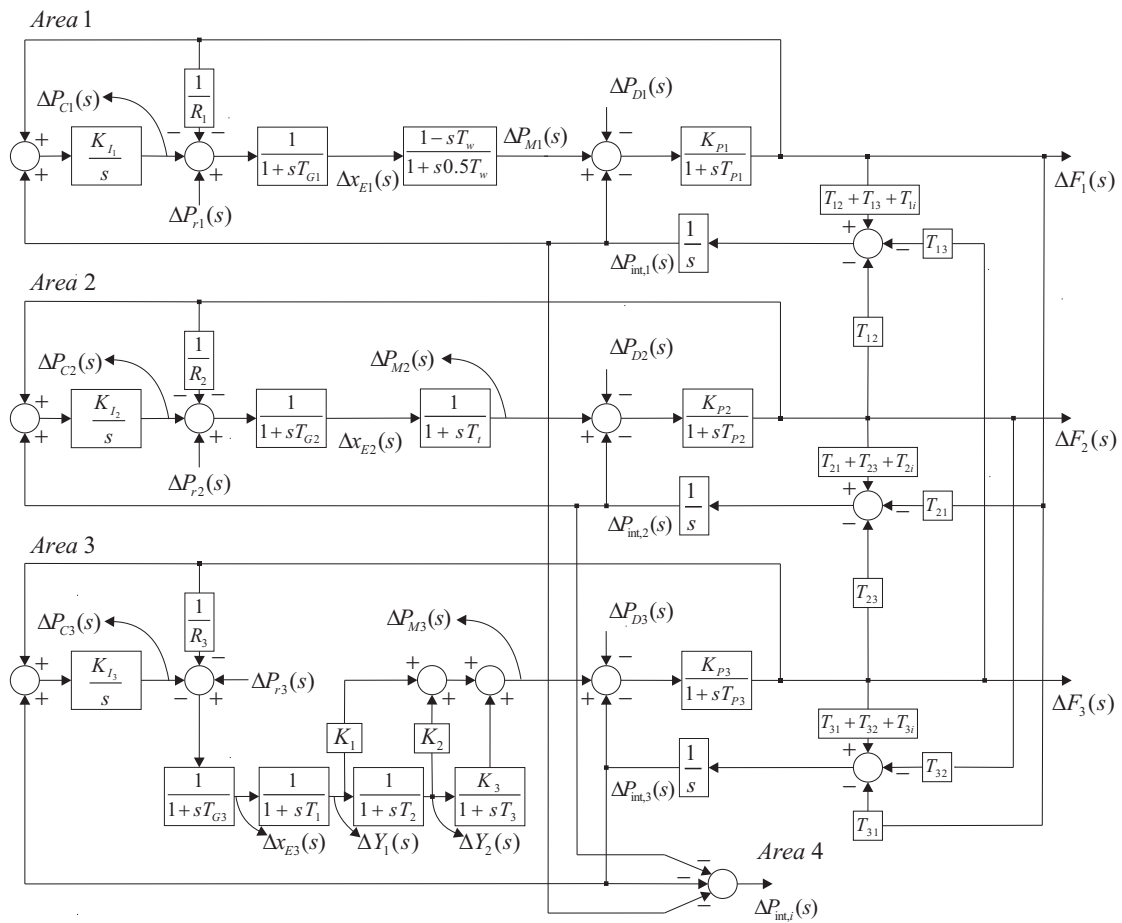
### *5.5 O Sistema de Quatro Áreas Interligadas*

Considere-se agora um sistema com quatro áreas todas elas interligadas entre si, concretamente, uma área de produção hídrica (área 1), duas áreas de produção térmica, uma com turbina sem reaquickimento (área 2), outra com turbina com reaquickimento (área 3) e, por último, a área com energia cinética infinita (área 4).



**Fig. 5.5** Sistema com quatro áreas interligadas.

Cujo diagrama de blocos é apresentado na Fig. (5.6),



**Fig. 5.6** Diagrama de blocos para quatro áreas interligadas com controlo secundário.

Representado o sistema da Fig. (5.6) na forma de equações de estado obtemos,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + \Gamma p(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

em que  $u$  representa as entradas dos reguladores e  $p$  as variações de carga dados por,

$$u = \begin{bmatrix} \Delta P_{r1} \\ \Delta P_{r2} \\ \Delta P_{r3} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad p = \begin{bmatrix} \Delta P_{D1} \\ \Delta P_{D2} \\ \Delta P_{D3} \end{bmatrix},$$



e o vector de estado dado por,

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta f_1 & \Delta f_2 & \Delta f_3 & \Delta p_{int,1} & \Delta p_{int,2} & \Delta p_{int,3} & \Delta p_{M1} & \Delta p_{M2} & \Delta Y_1 & \dots \\ \dots & \Delta Y_2 & \Delta p_{M3} & \Delta x_{E1} & \Delta x_{E2} & \Delta x_{E3} & \Delta p_{C1} & \Delta p_{C2} & \Delta p_{C3} & \dots \end{bmatrix}$$

### 5.5.1 Controlo Centralizado por Realimentação Óptima das Variáveis de Estado

Os pólos do sistema apenas com controlo convencional de frequência e os valores previamente especificados para o sistema com controlo óptimo Centralizado por realimentação das variáveis de estado são dados pela Tab (5.2), é de salientar que os parâmetros das constantes serão referenciados na secção (5.53) mais concretamente na Fig. (5.4),

Sistema sem Controlo Óptimo	Sistema com Controlo Óptimo
-24.7522	-25
-10.8047	-15
-5.2074	-14
-6.1873	-13
-3.3018	-12
-2.7234	-11
-1.7131	-10
-0.3697 + j4.0651	-7 + j3
-0.3697 - j4.0651	-7 - j3
-0.2747 + j3.0961	-5 + j4
-0.2747 - j3.0961	-5 - j4
-0.2999 + j1.4599	-3 + j2
-0.2999 - j1.4599	-3 - j2
-0.8394 + j1.3760	-2 + j1
-0.8394 - j1.3760	-2 - j1
-0.2037 + j0.3766	-8 + j5
-0.2037 - j0.3766	-8 - j5

**Tab. 5.3** Pólos do sistema (5.3) sem controlo óptimo e com Controlo óptimo centralizado ( $u(t) = -Kx(t)$ ).

Aplicando a teoria já antes referida é possível determinar a matriz  $Q$  e  $R$ , conseqüentemente, a matriz de ganhos  $K$ , optou-se por subdividir a matriz  $K$  para facilitar a apresentação dos resultados. Faz-se, no entanto, notar que a divisão faz corresponder  $K_r$  aos ganhos atribuídos à saída dos reguladores de cada área, e  $K_{sp}$ ,  $K_{int}$  e  $K_{ci}$  às submatrizes correspondentes aos sistemas de potência, às potências de interligação e ao controlo integral das potências de interligação respectivamente. A submatriz  $K_t$  difere das restantes, por a turbina da área 3 possuir três variáveis de estado.

$$K = [K_{sp} \quad \vdots \quad K_{int} \quad \vdots \quad K_t \quad \vdots \quad K_r \quad \vdots \quad K_{ci}]$$

onde a matriz  $K$  computada é dada por,

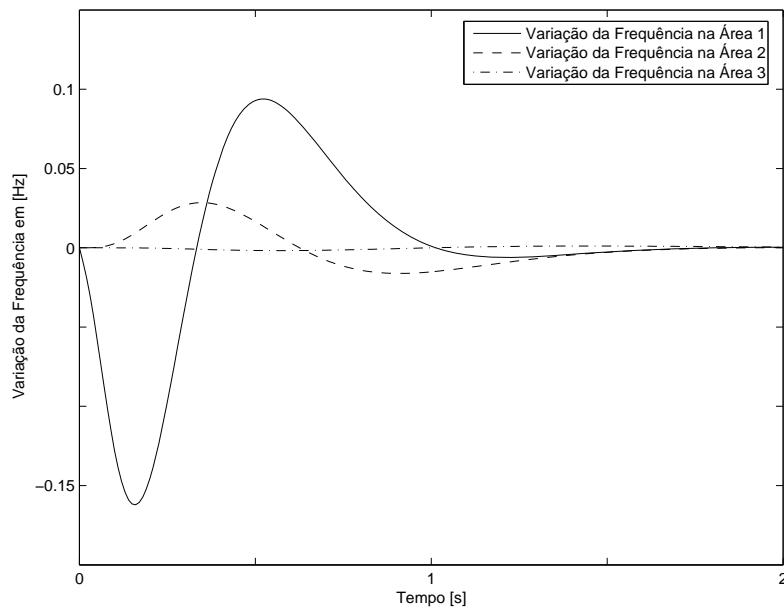
$$K_{sp} = \begin{pmatrix} 23.252 & -5.866 & -81.348 \\ -4.314 & 28.379 & 83.323 \\ 5.903 & -3.704 & 468.7 \end{pmatrix} K_r = \begin{pmatrix} 18.463 & -0.3166 & 0.7332 \\ -2.989 & 2.706 & -0.3661 \\ 3.968 & -0.1831 & 5.368 \end{pmatrix}$$

$$K_{int} = \begin{pmatrix} 321.795 & 263.225 & 482.134 \\ -88.123 & -29.657 & -187.112 \\ 153.073 & 132.098 & 255.700 \end{pmatrix} K_{ci} = \begin{pmatrix} -262.891 & -48.314 & 509.632 \\ 60.383 & -114.976 & -313.857 \\ -133.503 & -58.422 & -1429.5 \end{pmatrix}$$

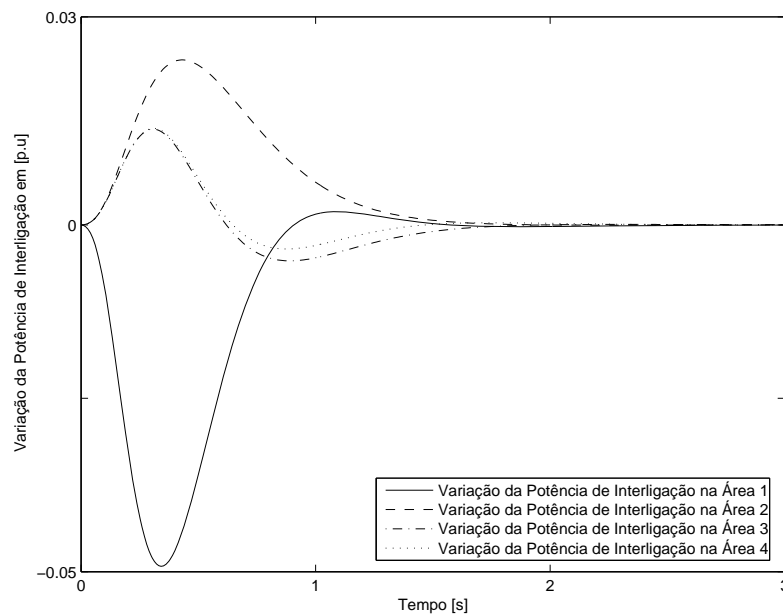
$$K_t = \begin{pmatrix} 7.734 & -2.753 & 238.180 & 1181.2 & -776.75 \\ -1.368 & 15.279 & -108.398 & -700.529 & 360.01 \\ 1.837 & -1.638 & 22.341 & -1823.2 & -27.288 \end{pmatrix}$$

### 5.5.1.1 Análise Temporal do Regulador Ótimo de Frequência

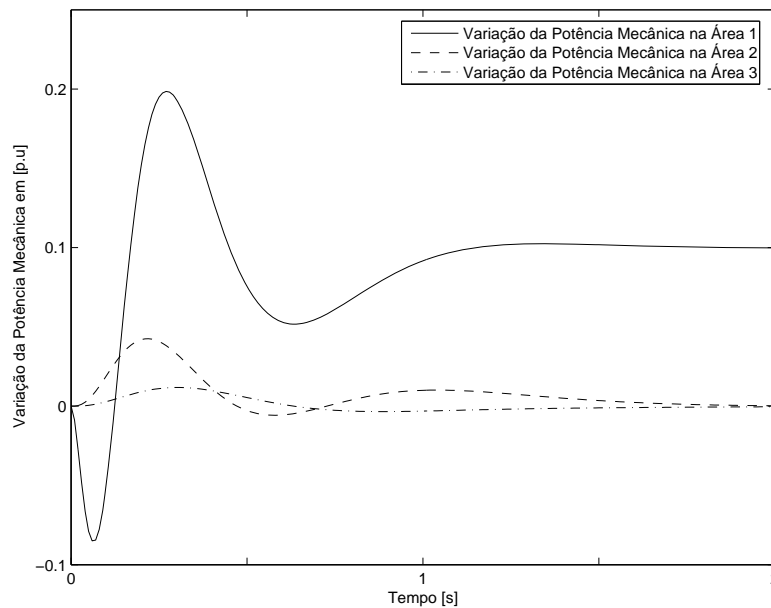
Para concluir a análise do controlador centralizado por realimentação das variáveis de estado, prossegue-se com o estudo das respostas temporais do sistema controlado. Para ilustrar o comportamento do sistema, considera-se uma perturbação em escalão  $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ , na carga da área 1.



**Fig. 5.7** *Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1. Foram considerados os seguintes parâmetros:  $T_{G1} = 0.08s, T_{G2} = 0.1s, T_{G3} = 0.2s, T_{ij} = 0.5$  com  $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3$  e  $i \neq j, K_1 = 0.3, K_2 = 0.4, K_3 = 0.3, K_{P1} = K_{P2} = K_{P3} = 100, R_1 = 5, R_2 = 2.5, R_3 = 2.6, T_{P1} = 12s, T_{P2} = 20s, T_{P3} = 32s, T_w = 0.1s, T_T = 0.3s, T_1 = 0.2s, T_2 = 6s, T_3 = 0.4s, K_{I1} = K_{I2} = K_{I3} = 1$ .*



**Fig. 5.8** *Variação da potência de Interligação que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.*



**Fig. 5.9** Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ ), na carga da área 1, com realimentação de todas as variáveis de estado.

É de referir que as simulações apenas com controlo convencional de frequência são apresentadas no apêndice (A), assim sendo e por observação das Figs. (5.7), (5.8) e (5.9), pode-se concluir que o controlador proposto, em alternativa ao controlador clássico de frequência, apresenta desempenho bastante superior (maior amortecimento e menor tempo de estabelecimento).

### 5.5.2 Controlo descentralizado através da realimentação óptima das saídas

A matriz de ganhos  $F$ , computada através do método descrito na secção (4.3.2) e pelo algoritmo ilustrado na secção (4.3.2.1), apresenta a mesma estrutura da matriz  $K$ , exposta na secção anterior, mas contendo apenas as informações disponíveis em cada área, eliminando as restantes informações referentes às outras áreas.

Assim sendo a matriz  $Q$  é igual à da secção anterior, e a matriz  $F$  computada é dada por,

$$F_{sp} = \begin{pmatrix} 2.201 & 0 & 0 \\ 0 & 14.865 & 0 \\ 0 & 0 & 145.686 \end{pmatrix} \quad F_r = \begin{pmatrix} -0.957 & 0 & 0 \\ 0 & 11.327 & 0 \\ 0 & 0 & 143.834 \end{pmatrix}$$

$$F_{int} = \begin{pmatrix} 2.383 & 0 & 0 \\ 0 & 2.187 & 0 \\ 0 & 0 & 4.729 \end{pmatrix} \quad F_{ci} = \begin{pmatrix} -1.098 & 0 & 0 \\ 0 & -4.168 & 0 \\ 0 & 0 & -502.413 \end{pmatrix}$$

$$F_t = \begin{pmatrix} 1.078 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10.621 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -31.751 & -365.005 & 139.892 \end{pmatrix}$$

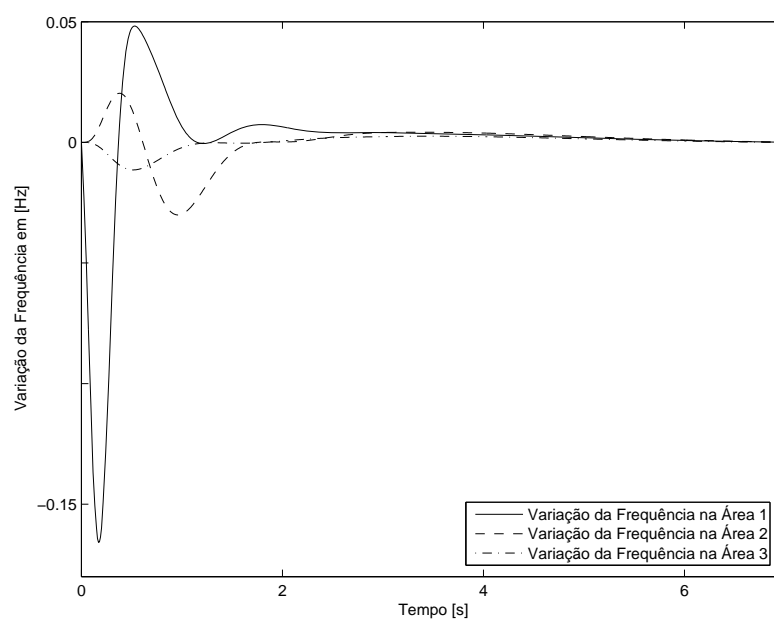
Os pólos do sistema com controlo óptimo descentralizado por realimentação das saídas, são apresentados na tabela (5.4) que, para comparação, inclui também os valores da tabela (5.3).

<i>Sistema sem Controlo Óptimo</i>	<i>Sistema com Controlo Óptimo</i>	<i>Controlo Descentralizado Realimentação das Saídas</i>
-24.7522	-25	-16.75
-10.8047	-15	-15.25
-5.2074	-14	-3.83
-6.1873	-13	-2.28
-3.3018	-12	-0.25
-2.7234	-11	-8.39 + j14.51
-1.7131	-10	-8.39 - j14.51
-0.3697 + j4.0651	-7 + j3	-13.53 + j3.5
-0.3697 - j4.0651	-7 - j3	-13.53 - j3.5
-0.2747 + j3.0961	-5 + j4	-8.27 + j5.64
-0.2747 - j3.0961	-5 - j4	-8.27 - j5.64
-0.2999 + j1.4599	-3 + j2	-2.36 + j4.96
-0.2999 - j1.4599	-3 - j2	-2.36 - j4.96
-0.8394 + j1.3760	-2 + j1	-1.23 + j0.69
-0.8394 - j1.3760	-2 - j1	-1.23 - j0.69
-0.2037 + j0.3766	-8 + j5	-0.55 + j0.63
-0.2037 - j0.3766	-8 - j5	-0.55 - j0.63

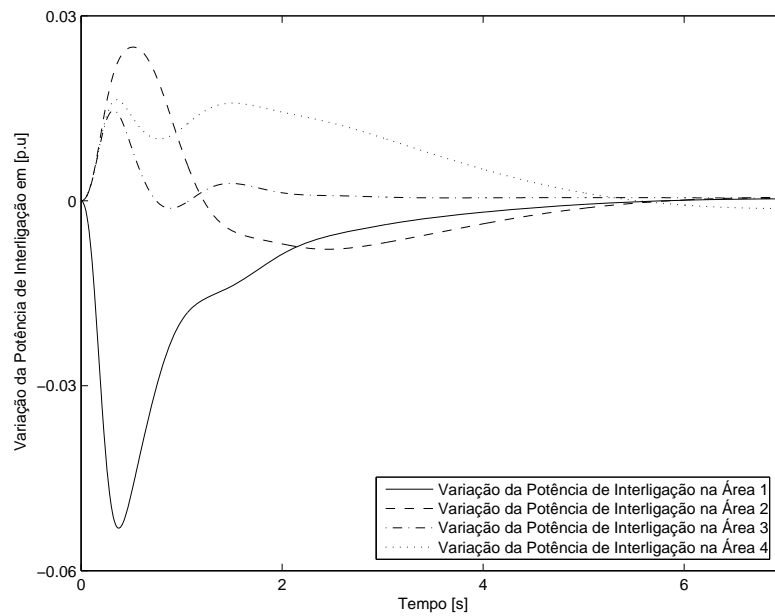
**Tabela 5.4** Pólos do sistema (5.3) com os vários tipos de controlo.

### 5.5.2.1 Análise Temporal do Regulador Ótimo de Frequência

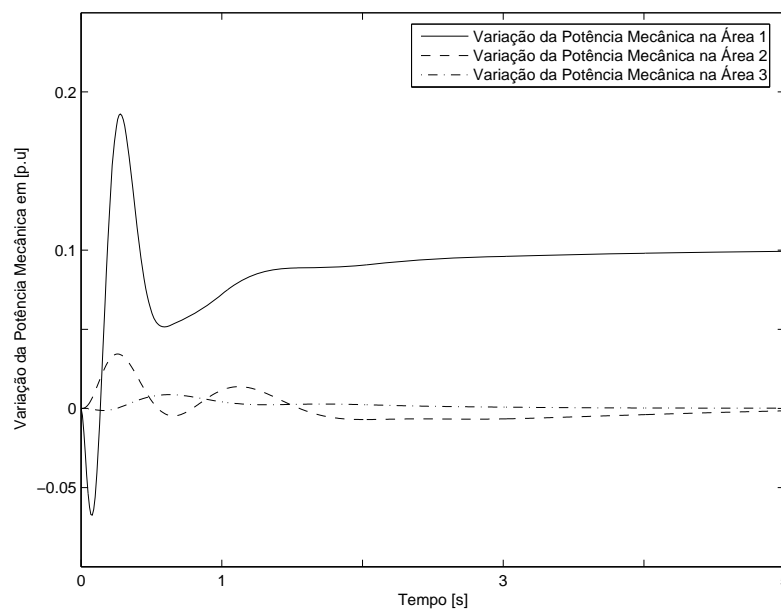
Para concluir a análise do controlador descentralizado por realimentação das saídas, prossegue-se com o estudo das respostas temporais do sistema controlado. Para ilustrar o comportamento do sistema, considera-se novamente uma perturbação em escalão  $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ , na carga da área 1.



**Fig. 5.10** Variação da frequência que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 \text{ p.u.}$ ), na carga da área 1, com Controlo Descentralizado por Realimentação das saídas. Foram considerados os seguintes parâmetros,  $T_{G1} = 0.08s, T_{G2} = 0.1s, T_{G3} = 0.2s, T_{ij} = 0.5$  com  $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3$  e  $i \neq j$ ,  
 $K_1 = 0.3, K_2 = 0.4, K_3 = 0.3, K_{P1} = K_{P2} = K_{P3} = 100$ ,  
 $R_1 = 5, R_2 = 2.5, R_3 = 2.6, T_{P1} = 12s, T_{P2} = 20s, T_{P3} = 32s$ ,  
 $T_w = 0.1s, T_T = 0.3s, T_1 = 0.2s, T_2 = 6s, T_3 = 0.4s, K_{I1} = K_{I2} = K_{I3} = 1$ .



**Fig. 5.11** Variação da potência de Interligação que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controlo Descentralizado por Realimentação das saídas.



**Fig. 5.12** Variação da potência mecânica que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_{D1} = 0.1 p.u.$ ), na carga da área 1, com Controlo Descentralizado por Realimentação das saídas.

Por observação das figuras anteriormente apresentadas, Figs. (5.10), (5.11) e (5.12) comparadas com as figuras referentes ao controlo convencional, retiramos as mesmas conclusões para o controlo ótimo descentralizado por realimentação directa das saídas, que aqui se repetem, *(i)* são mantidos os valores em regime estacionário, *(ii)* o sistema apresenta maior amortecimento e *(iii)* o sistema tem menores tempos de estabelecimento. Verifica-se, desta forma, que o sistema apresenta melhor desempenho.

Quando comparadas com as Figs. (5.7), (5.8) e (5.9) verificamos que *(i)* o sistema é mais oscilatório, *(ii)* o sistema apresenta um ligeiro aumento no tempo de estabelecimento, *(iii)* a resposta do sistema é semelhante.

## *5.6 Conclusões*

O estudo descrito neste capítulo revela que os controladores ótimos propostos, em alternativa ao controlador convencional de frequência, apresentam um desempenho bastante superior, maior amortecimento e menor tempo de estabelecimento, como já foi referenciado e ilustrado anteriormente.

Já quando comparamos os tipos de controladores ótimos, mais concretamente o controlador centralizado quer por realimentação de estado ou por realimentação das saídas, com o controlador descentralizado por realimentação das saídas, verificamos que os primeiros apresentam um desempenho ligeiramente superior como era de esperar visto que estes permitem posicionar os pólos do sistema numa posição previamente definida do semi-plano complexo esquerdo, no entanto o controlador descentralizado por realimentação das saídas, utilizando apenas as saídas de cada área e a entrada  $\Delta P_{r_i}$  de cada área, apresenta um desempenho bastante similar ao dos controladores centralizados, ou seja um excelente desempenho.



### *6.1 Introdução*

Com base na teoria do controlo apresentada no capítulo 4, vamos analisar e desenvolver a aplicação do controlo óptimo ao regulador de tensão. São determinados controladores por realimentação óptima das saídas, sendo este tipo de controlador desenhado recorrendo somente às saídas acessíveis e de fácil medição, e o controlador por realimentação de estado, sendo este tipo de controlador, em regra, difícil e complicado de implementar dada a complexidade de medir todas as variáveis de estado, comparando estes com os resultados obtidos através dos controladores clássicos.

O estudo que neste capítulo se apresenta consiste na determinação de um controlador capaz de apresentar um desempenho superior ao proporcionado pela malha de estabilização (PSS) e que é de mais fácil implementação.

É apenas estudado o caso do gerador interligado a um barramento de potência infinita, dado que, para o caso do gerador em vazio ou em carga, o controlo clássico proporciona um bom desempenho, secção (3.3).

### *6.2 Regulador Óptimo de Tensão por Realimentação Óptima das Variáveis de Estado*

Do capítulo 4 sabemos ser possível melhorar a estabilidade dum sistema através da realimentação de estado. Assim, para iniciar o nosso estudo e estabelecer uma comparação com os controladores clássicos, considere a Fig. (3.15), com o seguinte modelo de estado correspondente ao ponto de funcionamento com  $K_s < 0$ , que é o caso mais difícil quanto a estabilidade do sistema.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 \\ -0.249 & -0.422 & -0.386 & 0 \\ -0.375 & 0 & -0.061 & 0.169 \\ 127.5 & 0 & -40 & -20 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.211 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 500 \end{bmatrix} u(t) \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$y(t) = Cx(t) = \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta F \\ \Delta|E_a| \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix}, \quad (6.2)$$

com  $C$  a matriz identidade.

Os pólos do sistema, acima apresentado, são os valores próprios  $\lambda$ , da matriz  $A$  que correspondem,

$$\lambda = [-19.295 \quad -1.649 \quad 0.231 + j9.386 \quad 0.231 - j9.386]. \quad (6.3)$$

O sistema é instável, tal como analisado na secção (3.4.1), onde se concluiu, igualmente, a possibilidade de estabilização do sistema pela introdução de uma malha de estabilização (PSS), secção (3.5).

Com base na teoria descrita para a determinação da matriz de ganhos  $K$  de realimentação ( $u(t) = -Kx(t)$ ) que minimize o índice de desempenho, apresentada na secção (4.2), esta baseia-se inicialmente na escolha da localização dos novos pólos do sistema ou seja valores próprios de  $A$ , do sistema anteriormente descrito, assim escolheu-se  $\lambda_d$  como,

$$\lambda_d = [-60 \quad -30 \quad -30 + j10 \quad -30 - j10]. \quad (6.4)$$

O próximo passo reside na determinação das matrizes  $Q$  e  $R$  através do método descrito na secção (4.2.1), considerando  $R$  como a matriz identidade obteve-se a seguinte matriz  $Q$ ,

$$Q = \begin{bmatrix} 6671.7 & 2.32e5 & -2409.7 & -3.41 \\ 2.32e5 & 1.078e7 & -1.43e5 & -280.16 \\ -2409.7 & -1.43e5 & 2150.3 & 4.796 \\ -3.41 & -280.16 & 4.796 & 1.18e-2 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

A partir da matriz  $Q$  (6.5), é possível obter a seguinte matriz de ganhos  $K$  para realimentação de estado, sendo esta dada por,

$$K = [-85.1384 \quad -5520.5253 \quad 94.7197 \quad .25903]. \quad (6.6)$$

Os pólos do sistema com realimentação de estado (valores próprios de  $(A-BK)$ ), coincidem com a localização desejada como era pretendido, em suma desta forma é possível seleccionar as matrizes  $Q$  e  $R$  que nos permitem projectar um controlador óptimo que minimize o seu índice de desempenho.

Para ilustrar que o controlador óptimo proposto pode ser usado para outros pontos de funcionamento, considera-se também o sistema cujos parâmetros, já apresentados no capítulo 3 e que aqui se repetem por conveniência, são  $K_e = 25$ ,  $T_e = 0.05$ ,  $T'_{do} = 5.9$ ,  $D = 2$ ,  $M = 4.74$ ,  $K_1 = 2.47$ ,  $K_2 = 3.09$ ,  $K_3 = 0.32$ ,  $K_4 = 0.06$  e  $K_5 = 0.51$ . Este caso corresponde ao ponto de funcionamento caracterizado por  $K_5 > 0$ , cujo modelo de estado é dado por,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_2 x(t) + B_2 u(t) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 377 & 0 & 0 \\ -0.522 & -0.422 & -0.653 & 0 \\ -0.344 & 0 & -0.533 & 0.167 \\ -32 & 0 & -253.5 & -20 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.211 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 5000 \end{bmatrix} u(t) \end{aligned} \quad (6.7)$$

$$y(t) = C_2 x(t) = \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta F \\ \Delta|E_a| \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix}, \quad (6.8)$$

com  $C_2$  a matriz identidade.

Os valores próprios  $\lambda_2$ , da matriz  $A_2$ , são,

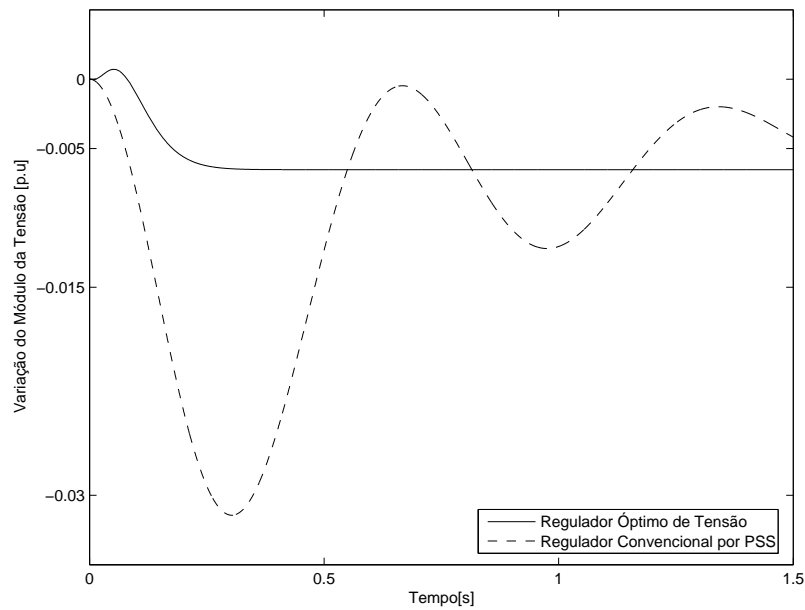
$$\lambda_2 = [-17.68 \quad -2.15 \quad -0.57 + j14.1 \quad -0.57 - j14.1]. \quad (6.9)$$

Com as matrizes de ganho determinadas para o ponto de funcionamento anterior  $K_5 < 0$ , implementa-se a realimentação de estado para o sistema (6.7)  $K_5 > 0$ . A localização dos pólos, (valores próprios de  $(A_2 - B_2 K)$ ) é agora,

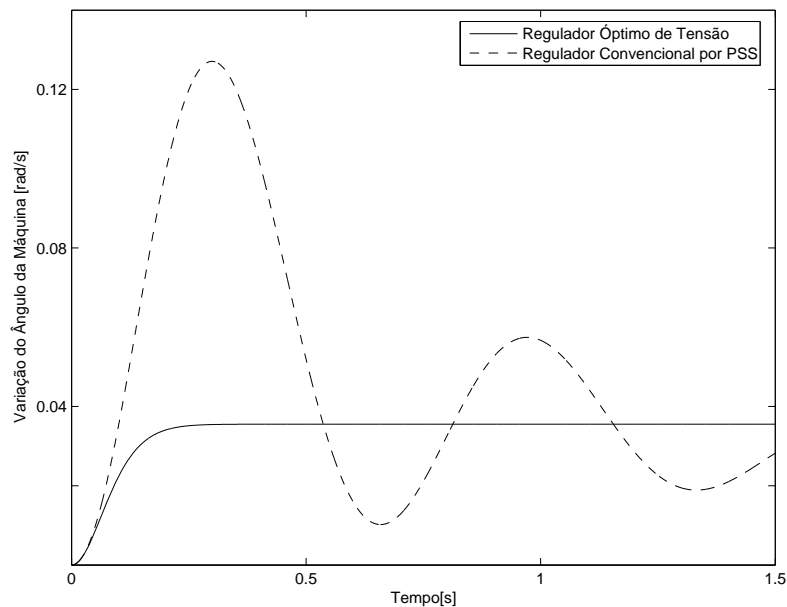
$$\lambda_{2opt} = [-95.7 \quad -13.5 \quad -20.7 + j46.7 \quad -20.7 - j46.7]. \quad (6.10)$$

### 6.2.1 Análise Temporal do Regulador Óptimo de Tensão

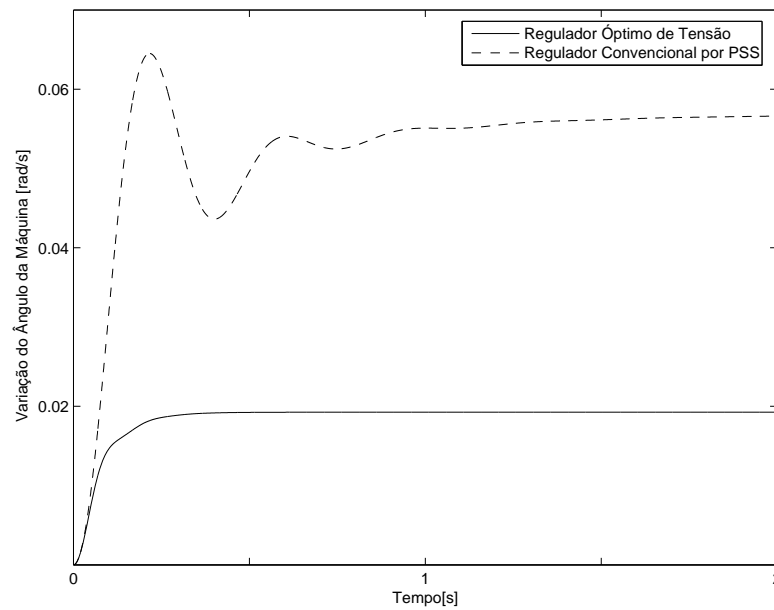
Com o objectivo de comparar o desempenho dos sistemas, controlados com controlo óptimo com o desempenho dos mesmos controlados com a convencional malha de estabilização (PSS), fez-se o estudo de simulação que consiste na análise temporal da variação da tensão  $\Delta|V_a|$  e da variação do ângulo  $\Delta\delta$ , quando é aplicado um aumento em escalão na potência mecânica ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) considerando os dois pontos de funcionamento.



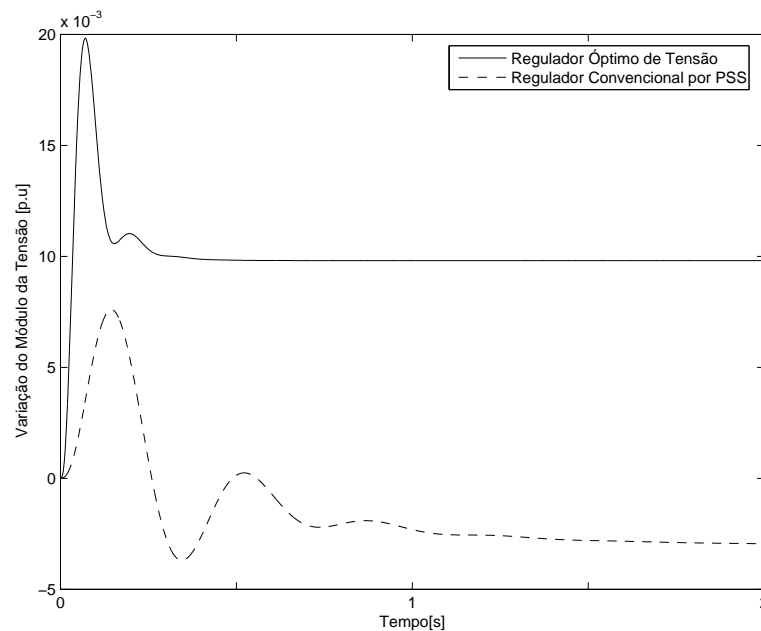
**Fig. 6.1** Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 6.2** Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 6.3** Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



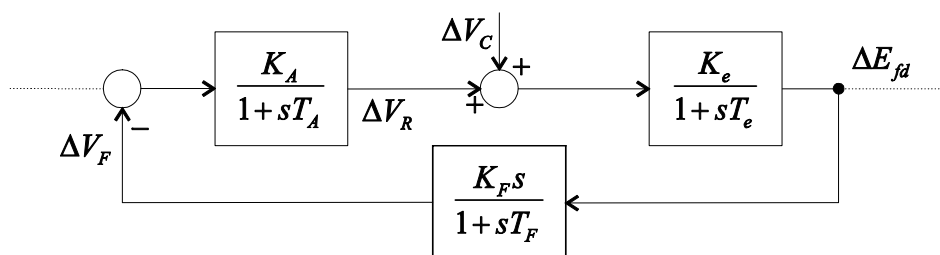
**Fig. 6.4** Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.

É de referir que as simulações aqui apresentadas apenas contemplam um único objectivo, ou seja a colocação dos pólos nas posições desejadas, descuidando a procura da melhor resposta do sistema, posto isto e por observação das figuras anteriormente apresentadas e de outras simulações aqui não expostas, pode-se concluir que o controlador proposto, em alternativa ao controlador por malha de estabilização PSS, apresenta desempenho bastante superior (maior amortecimento e menor tempo de estabelecimento).

Também se conclui que as respostas apresentam diferentes erros estacionários, dependendo este erro da localização dos novos pólos de  $(A - BK)$ , podendo ser alterado com uma nova localização, ou então colocar-se a hipótese de incluir o controlo integral a fim de anular este, não obstante estes encontram-se dentro dos limites aceitáveis.

### 6.3 Regulador de Tensão com entrada auxiliar de Controlo

Para prosseguir o nosso estudo considera-se o diagrama de blocos da Fig. (3.15) mas com  $G_e(s)$  dado por,



**Fig. 6.5** Diagrama de blocos de  $G_e(s)$

Escrevendo o sistema anteriormente descrito na forma,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (6.11)$$

com o vector de estado dado por,

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta\delta & \Delta|E'_a| & \Delta E_{fd} & \Delta F & \Delta V_R & \Delta V_F \end{bmatrix}, \quad (6.12)$$

e o vector de entrada,

$$u = \begin{bmatrix} \Delta P_M \\ \Delta V_C \\ \Delta V_{ref} \end{bmatrix}. \quad (6.13)$$

Onde a matriz A e B do sistema são dadas por,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & w^o & 0 & 0 \\ \frac{-K_4}{T_{do}} & \frac{-1}{K_3 T_{do}} & \frac{1}{T_{do}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_e} & 0 & \frac{K_e}{T_e} & 0 \\ \frac{-K_1}{M} & \frac{-K_2}{M} & 0 & \frac{-D}{M} & 0 & 0 \\ \frac{-K_5 K_A}{M} & \frac{-K_6 K_A}{M} & 0 & 0 & \frac{-1}{T_A} & \frac{-K_A}{T_A} \\ 0 & 0 & \frac{-K_F}{T_E T_F} & 0 & \frac{K_E K_F}{T_E T_F} & \frac{-1}{T_F} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_e}{T_e} & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_A}{T_A} \\ 0 & \frac{K_e K_F}{T_e T_F} & 0 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

Onde os parâmetros dados por,  $K_F = 0.03$ ,  $T_F = 0.8$ ,  $T_{do}' = 6$ ,  $K_A = 100$ ,  $T_A = 0.01$ ,  $K_e = 1$ ,  $T_e = 1$ ,  $M = 4$ ,  $D = 0$ ,  $K_1 = 1.71$ ,  $K_2 = 0.22$ ,  $K_3 = 1.96$ ,  $K_4 = 1.57$ ,  $K_5 = -0.975$ ,  $K_6 = 0.917$ , o sistema apresenta os seguintes valores próprios  $\lambda$ , da matriz  $A$ ,

$$\lambda_d = \begin{bmatrix} -96.1755 \\ -2.0282 \\ -2.0695 + 12.6118j \\ -2.0695 - 12.6118j \\ 0.0039 + 12.6118j \\ 0.0039 - 12.6118j \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

### 6.3.1 Regulador Óptimo de Tensão com entrada auxiliar de Controlo por realimentação das variáveis de estado

O sistema é instável, para  $K_5 < 0$ , como foi referenciado anteriormente para se determinar o controlador óptimo com realimentação de todas as variáveis de estado, passa pela escolha da nova localização dos novos valores próprios de  $(A - BK)$ , assim escolheu-se  $\lambda_d$  como,

$$\lambda_d = \begin{bmatrix} -13 - 13j \\ -13 + 13j \\ -7 - 7j \\ -7 + 7j \\ -100 \\ -30 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

De seguida determinam-se as matrizes  $Q$  e  $R$  através do método descrito na secção (4.2.1), considerando  $R$  como a matriz identidade obteve-se a seguinte matriz  $Q$ ,

$$Q = \begin{bmatrix} 28.8e3 & 14.8e3 & -1044.8 & -20.2e3 & 0.533 & 29.3e3 \\ 14.8e3 & 96.51e3 & -9330.7 & -4.48e6 & 1.003 & 25.3e4 \\ -1044.8 & -9330.7 & 909.272 & 438.7e3 & -94.4e-3 & -24.6e3 \\ -20.2e3 & -4.48e6 & 438.7e3 & 222.62e6 & -41.66 & -11.8e6 \\ 0.533 & 1.003 & -94.4e-3 & -41.66 & 19.7e-6 & 2.463 \\ 29.3e3 & 25.3e4 & -24.6e3 & -11.8e6 & 2.463 & 66.4e4 \end{bmatrix}$$

A partir da matriz  $Q$ , é possível obter a seguinte matriz de ganhos  $K$ , para realimentação de estado sendo esta dada por,

$$K = \begin{bmatrix} 2.90026 & 4.53859 & -3.92905 & -202.792 & 0.00008 & 10.7452 \\ 240.338 & 334.571 & -28.5001 & -14039.3 & 0.00677 & 781.522 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

Os pólos do sistema com realimentação de estado (valores próprios de  $(A - BK)$ ), coincidem com a localização especificada como era pretendido.

De seguida para testar a robustez do controlador óptimo de Tensão escolhe-se outro ponto de funcionamento cujos parâmetros são dados por,  $K_F = 0.03$ ,  $T_F = 0.8$ ,  $T_{do}' = 6$ ,  $K_A = 100$ ,  $T_A = 0.01$ ,  $K_e = 1$ ,  $T_e = 1$ ,  $M = 4$ ,  $D = 0$ ,  $K_1 = 1.64$ ,  $K_2 = 0.39$ ,  $K_3 = 2.78$ ,  $K_4 = 1.37$ ,  $K_5 = 0.474$ ,  $K_6 = 0.439$ , o sistema apresenta os seguintes valores próprios  $\lambda_2$ , da matriz  $A_2$ ,

$$\lambda_2 = \begin{bmatrix} -0.046 - 12.5j \\ -0.046 + 12.5j \\ -0.54 - 1.05j \\ -0.54 + 1.05j \\ -96.08 \\ -5.06 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

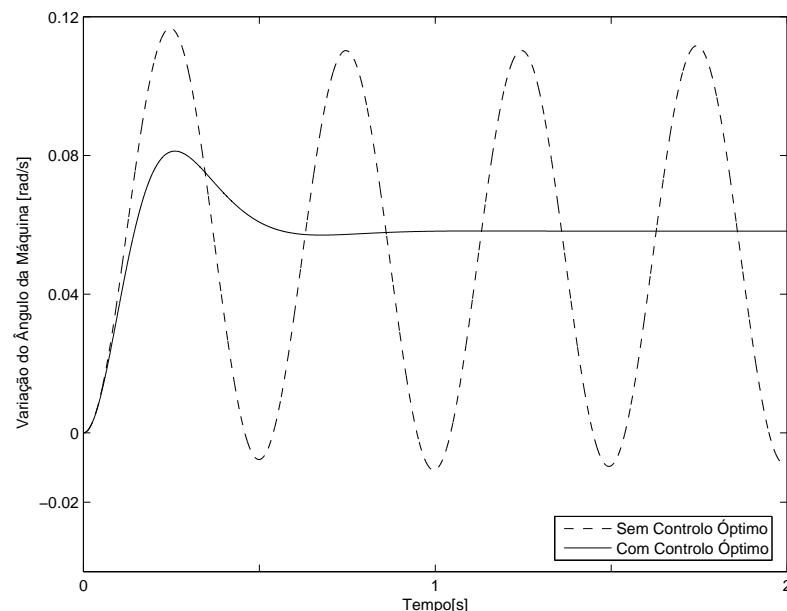
Com as matrizes de ganho determinadas para o ponto de funcionamento anterior  $K_5 < 0$ , implementa-se a realimentação de estado para o sistema anteriormente descrito que corresponde ao caso em que  $K_5 > 0$ . A localização dos pólos, (valores próprios de  $(A_2 - BK)$ ) é agora,

$$\lambda = \begin{bmatrix} -9.21 - 24.3j \\ -9.21 + 24.3j \\ -2.17 - 4.75j \\ -2.17 + 4.75j \\ -97.31 \\ -49.9 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

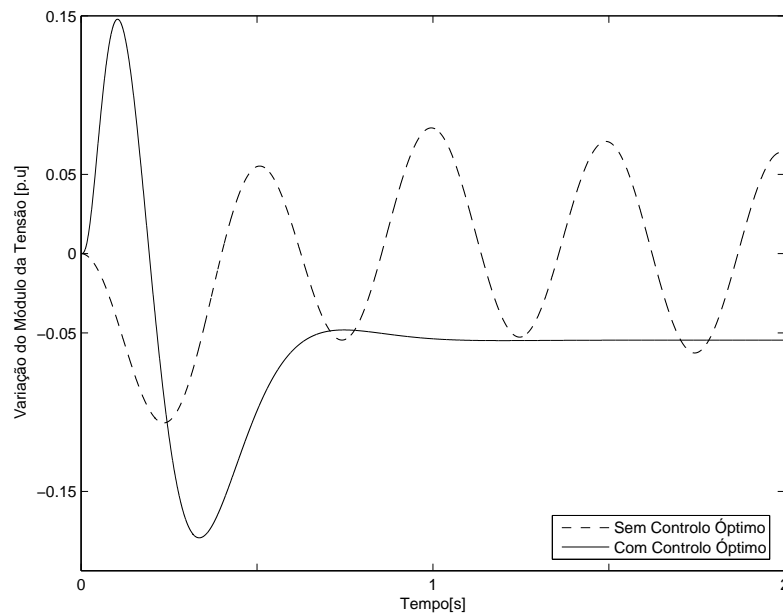
### 6.3.1.1 Análise Temporal do Regulador Óptimo de Tensão Com entrada auxiliar de Controlo

Aqui são apresentadas as respostas temporais relativas à variação da tensão terminal e à variação do ângulo da máquina, para os dois pontos de funcionamento referenciados anteriormente, com o objectivo de comparar o desempenho dos sistemas, controlados com controlo óptimo.

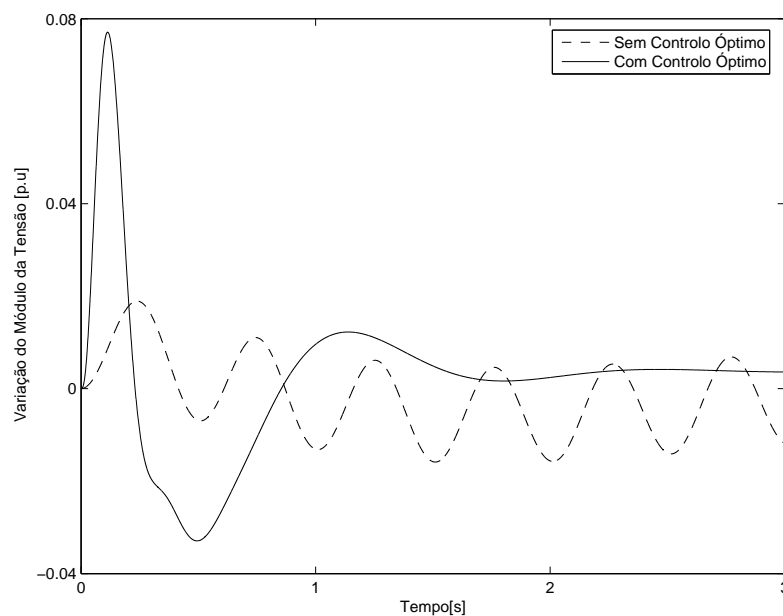
Para ilustrar o comportamento dos sistemas, é aplicado um aumento em escalão na potência mecânica ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ).



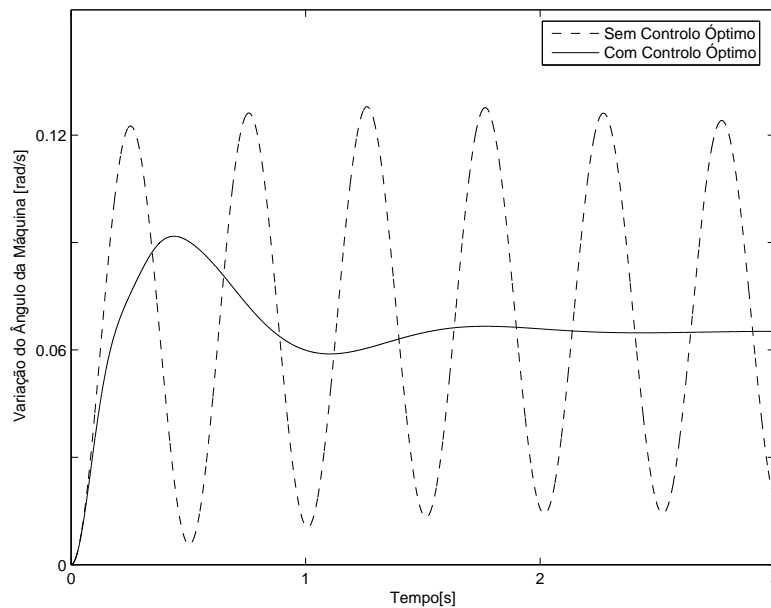
**Fig. 6.6** Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 6.7** Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 < 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 6.8** Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.



**Fig. 6.9** Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.

Mais uma vez aqui se conclui que os resultados obtidos com controlo óptimo de Tensão apresentam um desempenho bastante superior.

### 6.3.2 Regulador Óptimo de Tensão com entrada auxiliar de controlo por Realimentação Óptima das Saídas

Com base na secção (4.3) é possível determinar uma matriz de ganhos  $F$  para realimentação das saídas, com  $\dim C < \dim A$ . Suponha-se agora que a saída  $y_1(t) = \Delta\delta(t)$ , do sistema (6.11), é de difícil medição e se pretende implementar um controlador por realimentação directa das restantes saídas do sistema,

$$\begin{aligned} y(t) &= Cx(t) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow y(t) &= [0 \quad \vdots \quad I]x(t) \end{aligned} \tag{6.21}$$

onde  $I$  corresponde a uma matriz identidade de  $dim(5)$ , que equivale as variáveis de estado acessíveis.

O ponto de funcionamento corresponde ao caso anterior  $K_5 < 0$ , bem como os restantes parâmetros.

Com base da teoria descrita para a determinação da matriz de ganhos  $F$  de realimentação ( $u(t) = Fy(t)$ ) descrita na secção (4.3.1), esta também inicialmente se baseia na escolha da localização dos valores próprios da matriz  $A$ , assim escolhe-se a mesma localização  $\lambda_d$ ,

$$\lambda_d = \begin{bmatrix} -13-13j \\ -13+13j \\ -7-7j \\ -7+7j \\ -100 \\ -30 \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Aplicando o método descrito na secção (4.3.1), obtemos a seguinte matriz de ganhos  $F$ ,

$$F = \begin{bmatrix} -32955.069 & 2722.4562 & 1470863.9 & -182.97925 & -79437.989 \\ 4.32610 & -0.2923677 & -148.93664 & 0.01888035 & 9.23182 \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

Que nos permite levar os valores próprios de  $(A+BFC)$  para a posição previamente especificada, como pretendido.

Mais uma vez aqui se testa a robustez para isso considera-se outro ponto de funcionamento que aqui se repete por conveniência assim sendo os parâmetros são dados por,  $K_F = 0.03$ ,  $T_F = 0.8$ ,  $T'_{do} = 6$ ,  $K_A = 100$ ,  $T_A = 0.01$ ,  $K_e = 1$ ,  $T_e = 1$ ,  $M = 4$ ,  $D = 0$ ,  $K_1 = 1.64$ ,  $K_2 = 0.39$ ,  $K_3 = 2.78$ ,  $K_4 = 1.37$ ,  $K_5 = 0.474$ ,  $K_6 = 0.439$ , o sistema apresenta os seguintes valores próprios  $\lambda$ , da

matriz  $A$  que são dados por (6.20), visto que se trata do mesmo ponto de funcionamento.

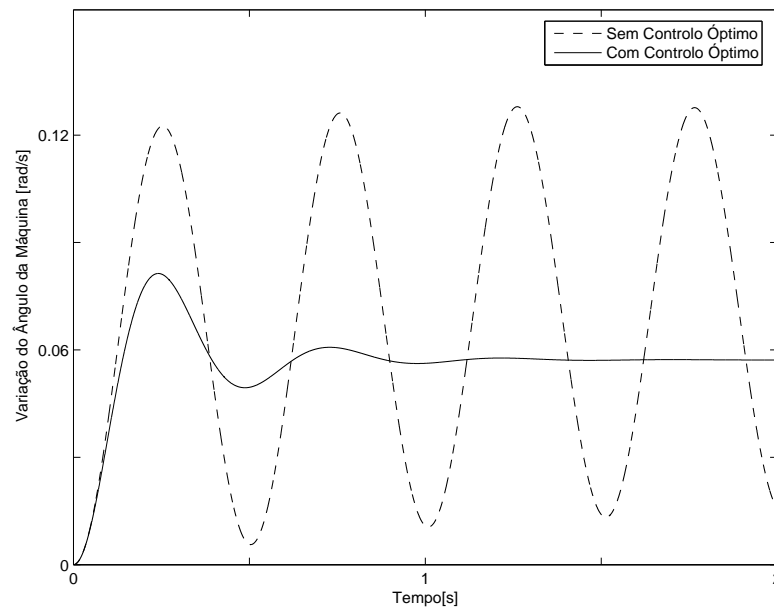
Com as matrizes de ganho  $F$  determinadas para o ponto de funcionamento anterior mais concretamente para  $K_5 < 0$ , implementa-se a realimentação de estado para o sistema anteriormente descrito que corresponde ao caso em que  $K_5 > 0$ . A localização dos pólos, (valores próprios de  $(A_2 + BFC)$ ) é agora,

$$\lambda = \begin{bmatrix} -19.88 - 43.76j \\ -19.88 + 43.76j \\ -4.04 - 12.9j \\ -4.04 + 12.9j \\ -119.35 \\ -2.8 \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

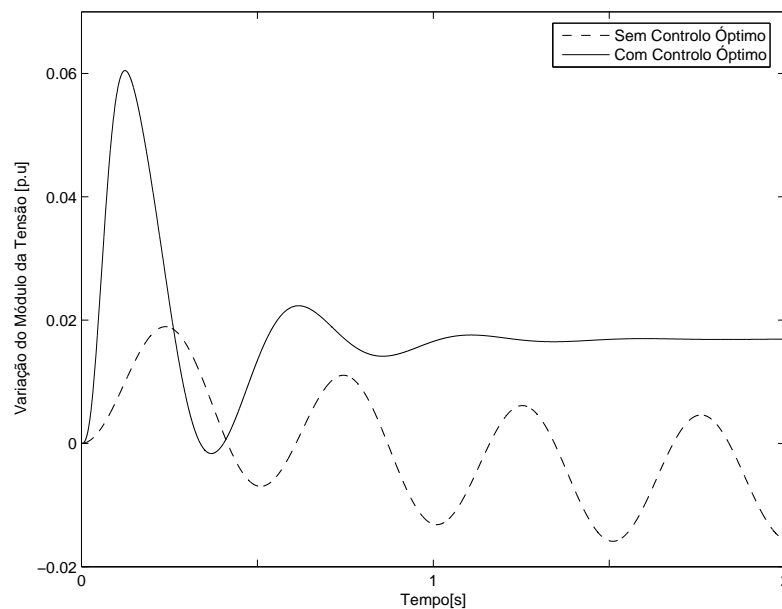
### *6.3.2.1 Análise Temporal do Regulador Óptimo de Tensão Com entrada auxiliar de Controlo*

Aqui são apresentadas as respostas temporais relativas à variação da tensão terminal e à variação do ângulo da máquina, para o ponto de funcionamento  $K_5 > 0$ , visto que por conveniência se escolheu a mesma localização do Regulador Óptimo por realimentação das variáveis de estado abordado na secção anterior, apresentando assim a mesma resposta Figs. (6.6) e (6.7).

Para ilustrar o comportamento do sistema, e comparar o desempenho dos sistemas, controlados com controlador óptimo com Realimentação Óptima das saídas é aplicado um aumento em escalão na potência mecânica ( $\Delta P_M = 0.1 p.u.$ ).



**Fig. 6.10** Variação do ângulo da máquina  $\Delta\delta$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u$ ) da potência mecânica, com realimentação directa das saídas.



**Fig. 6.11** Variação do módulo da tensão  $\Delta|V_a|$  para  $K_5 > 0$  que segue uma perturbação em escalão ( $\Delta P_M = 0.1 p.u$ ) da potência mecânica, com realimentação de todas as variáveis de estado.

## 6.4 Conclusões

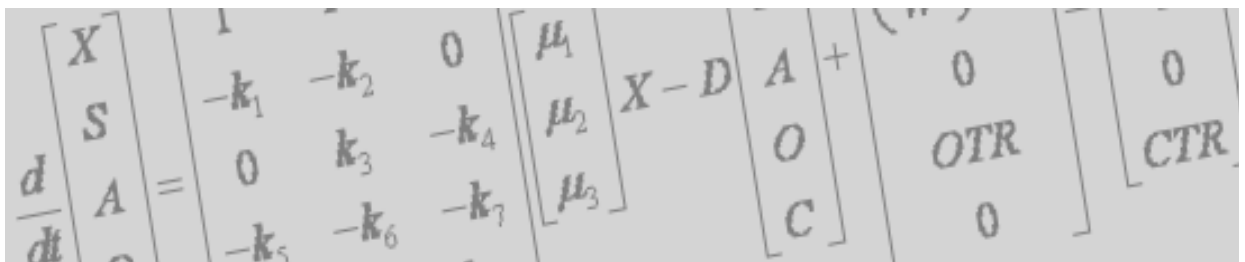
Em suma, o estudo descrito neste capítulo mostra uma forma de encontrar controladores óptimos por realimentação de todas as variáveis de estado, utilizando para tal a selecção das matrizes de peso  $Q$  e  $R$ , que permite minimizar o índice de desempenho, bem como controladores por realimentação directa das saídas, permitindo estes dois métodos colocar os pólos do sistema numa posição previamente especificada do semi-plano complexo esquerdo, como era o intuito deste trabalho.

Os desempenhos dos dois tipos de controladores óptimos (controlo por realimentação de estado e controlo por realimentação directa das saídas) são idênticos, pelo que o controlador por realimentação directa das saídas se torna o preferido, por ser o de mais fácil implementação prática, mesmo que se tenha acesso a todas as variáveis de estado.

Realça-se ainda que quaisquer dos controladores propostos, em alternativa ao controlador por malha de estabilização PSS, apresentam desempenho bastante superior, *(i)* os sistemas apresentam maior amortecimento, *(ii)* os sistemas exibem menores tempos de estabelecimento, *(iii)* são igualmente robustos.

# Capítulo 7

## Conclusão



### 7.1 Considerações Finais

O trabalho de investigação realizado e descrito nesta tese, conduziu ao desenvolvimento da aplicação da teoria do controlo à regulação automática da geração em sistemas de energia eléctrica. A regulação automática da geração foi dividida em duas partes, *(i)* regulação da geração de potência activa (regulador de frequência) e *(ii)* regulação da geração de potência reactiva (regulador de tensão). Apresentaram-se modelos para os sistemas de geração que permitiram efectuar a aplicação do controlo clássico e determinar controladores aplicando a teoria do controlo óptimo.

Com a aplicação do controlo clássico obteve-se conhecimento do comportamento e do desempenho dos sistemas da geração de potência activa e de potência reactiva. Conclui-se que com a aplicação do controlo clássico as respostas do sistema às flutuações da carga eram pouco amortecidas e apresentavam elevados tempos de estabelecimento.

No seguimento das referências bibliográficas que apresentam o controlo óptimo como solução para melhorar o desempenho do sistema, fez-se o estudo da aplicação do controlo óptimo e desenvolveram-se novos controladores óptimos para o controlo da geração de potência activa e da geração de potência reactiva.

Existem variadas formas de determinar controladores óptimos tanto por realimentação de todas as variáveis de estado bem como por realimentação directa das saídas, o propósito deste tipo de controladores é alterar a localização dos pólos do sistema, fazendo com que este apresente melhores respostas no tempo.

Os controladores óptimos por realimentação de estado são em função de uma matriz de ganhos para realimentação de estado ( $u(t) = -Kx(t)$ ), determinada a partir da selecção de uma matriz de peso,  $Q$ . Esta matriz foi seleccionada recorrendo a um processo iterativo, que permitiu clarificar a dificuldade de projectar controladores óptimos que reside na obtenção das matrizes  $Q$  e  $R$ , permitindo assim a colocação dos valores próprios do sistema em qualquer ponto predefinido do semi-plano complexo esquerdo.

Não obstante a realimentação dos estados do sistema parte da suposição de que todas as variáveis de estado podem ser medidas com precisão, requerendo complexos sistemas de aquisição e comunicação de dados, diminuindo a fiabilidade e aumentando os custos, no entanto na maior parte dos casos, apenas algumas combinações lineares das variáveis de estado podem ser medidas com precisão.

Para que os controladores óptimos possam garantir aplicabilidade prática, optou-se por determinar controladores por realimentação directa das saídas do sistema.

Para o caso da geração de potência activa, em que os sistemas são geograficamente distribuídos, considerou-se que cada área teria um controlador por realimentação das saídas dessa área, e actuava na sua posição de referência, resultando numa estratégia de controlo descentralizado.

Para isso é seleccionada a matriz  $Q$  e determinada a subsequente matriz de ganhos para realimentação de estado que fornece as condições iniciais necessárias à implementação em computador do procedimento descrito na secção (4.3.2), determinaram-se os controladores óptimos por realimentação directa das saídas, com esta estratégia de controlo, podemos concluir através das simulações apresentadas e de outras simulações aqui não apresentadas, que o sistema apresenta, (i) os mesmos valores em regime estacionário, (ii)

maior amortecimento, (iii) tem menores tempos de estabelecimento e (iiii) pode perde robustez dependendo esta muito da matriz de peso  $Q$  seleccionada.

Já para o caso da regulação da geração de potência reactiva, a estratégia adoptada consiste num controlo centralizado por realimentação das saídas, possibilitando a colocação dos pólos em qualquer ponto predefinido do semi-plano complexo esquerdo, o que leva a que os desempenhos dos dois tipos de controladores óptimos (controlo por realimentação de estado e controlo por realimentação directa das saídas) sejam idênticos, apresentando ambos bons desempenhos, pelo que o controlador por realimentação directa das saídas se torna o preferido, por ser o de mais fácil implementação, mesmo que se tenha acesso a todas as variáveis de estado.

Em suma, foram comparados os controladores clássicos com os controladores óptimos, dos resultados obtidos com a aplicação do controlo óptimo verifica-se uma significativa melhoria no desempenho do sistema.

## *7.2 Direcções de investigação*

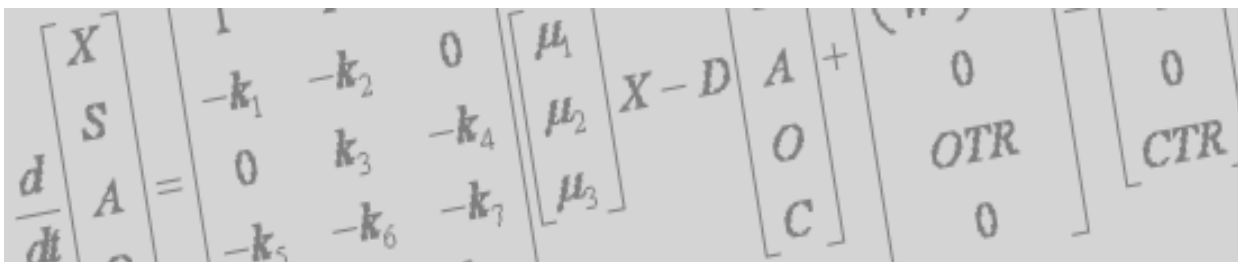
A presente dissertação abre perspectivas de investigação e desenvolvimento, quer de alguns assuntos nela abordados, uma vez que a mesma não esgota os assuntos referidos, quer no que concerne a novas perspectivas, que a presente dissertação permitiu visualizar. Nos pontos seguintes apresentam-se alguns tópicos considerados interessantes para trabalhos futuros.

Aprofundar e desenvolver os métodos desenvolvidos na presente dissertação, incorporando novos modelos de simulação tais como o Modelo de sensibilidade de potência (MSP), referente ao controlo de tensão, já que no que concerne ao controlo de frequência aumentar a robustez do controlo óptimo descentralizado por realimentação das saídas apresentado na presente dissertação.

Combinar métodos de controlo óptimos com outras estratégias de controlo para formar uma estrutura de controlo hierárquico em sistemas de energia eléctrica.

Desenvolvimento de novos métodos levando em conta a influência das não linearidades, os atrasos de tempo no envio e medição de sinais remotos, limites de operacionalidade, entre outras, afim das simulações se tornarem mais realistas.

# Referências Bibliográficas



**CONTROLO DA GERAÇÃO EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉCTRICA**

- [1] A report of the AGC Task Force of the IEEE/PES/PSE/System Control Subcommittee, *"Understanding Automatic Generation Control"*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 7, no. 3, August 1992.
- [2] Elgerd, O. *"Electric Energy Systems Theory: An introduction"*, McGraw-Hill, New York, 1983 (2<sup>a</sup> Edition).
- [3] Concordia, C. *"Interconnections"*, Electric Power & Energy Systems", vol. 3 no. 3, pp. 167-174, July 1981.
- [4] Guazza, G. *"Automatic Control in Electric Power Systems"*, Automatica, vol. 6 pp. 123-150, September 1970.
- [5] Peças, J. L. *"Estabilidade Transitória de Sistemas de Produção e Transporte de Energia, Monitorização e Definição de Medidas de Controlo Preventivo em Ambientes de Tempo Real"*, Dissertação de Doutoramento, FEUP, Porto 1988.
- [6] Ferreira, C. M. *"Análise da Estabilidade Transitória de Sistemas Eléctricos de Energia, Utilizando Formulações Híbridas"*, Dissertação de Doutoramento, FEUP, Porto 2006.
- [7] DyLiacco, T. E. *"The Adaptive Reliability Control System"*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-86, pp. 517-531, May 1967.
- [8] Fink, L. H. and Carlsen, K. *"Operating Under Stress and Strain"*, IEEE Spectrum, vol. 15, pp. 48-53, March 1978.
- [9] IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, *"Definition and Classification of Power System Stability"*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 19, no. 3, pp. 1387-1401, August 2004.
- [10] KUNDUR, P. and MORISON, G. K. *"A Review of Definitions and Classification of Stability Problems in Today's Power Systems"*, IEEE PES Meeting, New York, February 1997.

- [11] Mariano, S. J. P. S. *“Aplicações da Teoria do Controlo à Regulação Automática de Geração em Sistemas de Energia Eléctrica”*, Dissertação de Mestrado, DEEC, IST, Lisboa 1994.
- [12] Sucena Paiva, J. P. *“Redes de Energia Eléctrica – Uma Análise Sistémica, Lisboa”*, IST Press, 2005.
- [13] Anderson, P. M. and Fouad, A. A. *“Power System Control and Stability”*, The Iowa State University Press, Ames, Iowa, 1977.
- [14] Bergen, A. R. *“Power Systems Analysis”*, Prentice-Hall, Inc., 1986.
- [15] Debs, A. S. *“Modern Power Systems Control and Operation”*, Kluwer Academic, Boston, MA, 1988.
- [16] IEEE Committee Report, *“Dynamic for Steam and Hydro Turbines in Power Systems Studies”*, IEEE Trans. on PAS, PAS-92, pp 710-724.
- [17] IEEE committee report, *“Excitation Systems Models for Power Systems Stability Studies”*, IEEE Trans on PAS, vol. PAS-100, no. 2, February 1981.
- [18] Elgerd, O. I. and Fosha, C. E. *“Optimum Megawatt-Frequency Control of Multiarea Electric Energy Systems”*, IEEE Trans. on PAS, vol. PAS-89, no. 4, April 1970.
- [19] Bohn, E. V. and Miniesy, S. M. *“Optimum Load Frequency Continuous Control with unknown Deterministic Power Demand”*, IEEE Trans. Power App. Systems, vol. PAS-91, no. 5, pp. 1910–1915, September 1972.
- [20] Yamashita, K. and Taniguchi, T. *“Optimal Observer Design For Load Frequency Control”* Int. J. Elect. Power Energy Systems, vol. 8, no. 2, pp. 93–100, April 1986.

- [21] Feliachi, A. "Load Frequency Control using Reduced Order Models and Local Observers" *Int. J. Energy Systems*, vol. 7, no. 2, pp. 72–75, 1987.
- [22] Wang, Y., Zhou, R. and Wen, C. "Robust Load Frequency Controller design for Power Systems" *Proc. Inst. Elect. Eng. C*, vol. 140, no. 1, pp. 111–116, January 1993.
- [23] Ray, G. and Rani, C. S. "Stabilizing Decentralized Robust Controllers of Interconnected Uncertain Power Systems based on the Hessenberg form: Simulated results" *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 32, no. 3, pp. 387–399, 2001.
- [24] Moorthi, V. R. and Aggarawal, R. P. "Suboptimal and Near Optimal Control of a Load Frequency Control System" *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 119, pp. 1653–1660, November 1972.
- [25] Choi, S. S., Sim, H. K. and Tan, K. S. "Load Frequency Control via constant Limited-State Feedback" *Elect. Power Syst. Res.*, vol. 4, no. 4, pp. 265–269, October 1981.
- [26] "Recent Philosophies of Automatic Generation Control Strategies in Power Systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, no. 1, pp. 345-357, February 2005.
- [27] Ogata, K. "Engenharia de Controle Moderno", Rio de Janeiro: LTC, 1995.
- [28] Vajk, I., Vajta, M. and Keviczky, L. "Adaptive Load Frequency Control of Hungarian Power System" *Automatica*, vol. 21, no. 2, pp. 129–137, 1985.
- [29] Ross, C. W. "Error Adaptive Control Computer for Interconnected Power System," *IEEE Trans. Power App. Systems*, vol. PAS-85, pp. 749, 1966.
- [30] Song, Y. H. and Johns, A. T. "Applications of Fuzzy Logic in Power Systems: part 1. General introduction to Fuzzy Logic," *Inst. Elect. Eng. Power Eng. Journal*, vol. 11, no. 5, pp. 219–222, 1997.

- [31] BANSAL R. C. *"Bibliography on the Fuzzy Set Theory Applications in Power Systems (1994-2001)"* IEEE Trans on Power Systems, 2003, 18(4):1291-1299.
- [32] Song, Y. H. and Johns, A. T. *"Application of Fuzzy Logic in Power Systems: Part 1 General Introduction to Fuzzy Logic"*, IEE power Engineering Journal, vol. 11, no. 5, pp. 219-222, 1997.
- [33] Song, Y. H. and Johns, A. T. *"Application of Fuzzy Logic in Power Systems: Part 2 Comparison and Integration with expert systems, Neural Networks, and Genetic Algorithms"*, IEE power Engineering Journal, vol. 12, no. 4, pp. 185-190, 1998.
- [34] Chown, G. A. and Hartman, R. C. *"Design and Experience with a Fuzzy Logic Controller for Automatic Generation Control"* IEEE Transactions on power System, vol. 13, no. 3, pp. 965-970, August 1998.
- [35] Talaq, J. and Al-Basri, F. *"Adaptive Fuzzy Gain Scheduling for Load Frequency Control"* IEEE Transactions on power System, vol. 14, no. 1, pp. 145-150, February 1999.
- [36] Jain, A. K. and Jianchang, M. *"Artificial Neural Networks: A Tutorial"*, IEEE Computer, pp. 31-44, March 1996.
- [37] Oysal, Y. *"A Comparative Study of Adaptive Load Frequency Controller Designs in a Power System with Dynamic Neural Network Models"* Energy Conversion and Management, no. 46, pp. 2656-2668, 2005.
- [38] Karnavas, Y. L. and Papadopoulos, D. P. *"AGC for Autonomous Power System Using Combined Intelligent Techniques"*, Electrical Power System Research, vol. 62, no. 3, pp. 225-239, July 2002.
- [39] Alander, J. T. *"An Indexed Bibliography of Genetic Algorithm in Power Engineering"*, Report series 94-1, Power, 21 February 1996.

- [40] Magid and Dawoud, M. M. *“Genetic Algorithms Applications in Load Frequency Control”* In Proc. Conference on genetic algorithms in engineering systems: Innovation and applications, pp. 207-213, September 1995.
- [41] Abdel, Y .L., Magid and Dawoud, M. M. *“Optimal AGC Tuning with Genetic Algorithms”* Electric Power system Research, no. 38, pp. 231-238, 1997.
- [42] DeMello, F. P. and Concordia, C. *“Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control”* IEEE Transactions on Power Systems, vol. 18, no 4, pp 1847-1496, 1969.
- [43] Sadikovic, R., Korba, P. and Anderson, G. *“Application of FACTS Devices for Damping of Power Systems Oscillations”* IEEE Power Tech, Petersburg, Russia, 2005.
- [44] Burns, R. S. *“Advanced Control Engineering”*, Butterworth-Heinemann, 2001.
- [45] Harvey, C. A. and Stein, G. *“Quadratic weights for asymptotic regulator properties,”* IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-23, pp. 378–387, 1978.
- [46] Amin, M. H. *“Optimal discrete systems with prescribed eigenvalues”* Int. J. Control, vol. 40, pp.783–794, 1984.
- [47] Fujinaka, T. and Omatu, S. *“Pole Placement Using Optimal Regulators”*, TIEE Japan, vol. 121-C, no. 1, 2001.
- [48] Kimura, H. *“Pole assignment by gain output feedback”*, IEEE Trans. on Automatic Control, pp. 509-516, August 1975.
- [49] Davison, E.I. and Wang, S. H. *“On pole assignment in linear multivariable systems using output feedback”*, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-20, pp. 516-518, August 1975.

- [50] Chen, C.L., Yang, T. C. and Munro, N. "*Output feedback pole assignment procedure*", Int. Journal. Control, vol. 48, pp. 1503-1518, 1988.
- [51] Kabamba, P. T. and Longman, R. W. "*Exact pole assignment using direct or dynamic output feedback*", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-27, pp. 1244-1246, December 1982.
- [52] Alexandridis, A. T. and Paraskevopoulos, P. N. "*A New Approach to Eigenstructure Assignment by Output Feedback*" IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 41 no. 7, pp. 1046-1050, July 1996.
- [53] Levine, W. S. and Athans, M. "*On the Determination of the Optimal Constant Output Feedback Gains for Linear Multivariable Systems*", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-15, no 1, February 1970.