

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DE CAMPO DE UM ESP DIGITAL

MARCUS CIRO MARTINS GOMES

DM 09/2010

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém – Pará – Brasil  
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DE CAMPO DE UM ESP DIGITAL

MARCUS CIRO MARTINS GOMES

DM 09/2010

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém – Pará – Brasil  
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DE CAMPO DE UM ESP DIGITAL

MARCUS CIRO MARTINS GOMES

Dissertação submetida à Banca Examinadora aprovada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFPA, para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

UFPA / ITEC / PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém – Pará – Brasil  
2010

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DE CAMPO DE UM ESP DIGITAL

AUTOR: MARCUS CIRO MARTINS GOMES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE (OU DOUTOR) EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA.

APROVADA EM: \_\_\_\_ / \_\_\_\_ / \_\_\_\_

BANCA EXAMINADORA:

---

Prof. Dr. Walter Barra Júnior  
Orientador - UFPA

---

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros  
Co-orientador - UFPA

---

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes  
Membro da Banca Examinadora - UFPA

---

Prof. Ph.D. Aguinaldo Silveira e Silva  
Membro da Banca Examinadora - UFSC

---

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes  
Coordenador do Programa de PPGEE/ITEC/UFPA

## **Agradecimentos**

Primeiramente agradeço aos meus pais (Ademar e Celeste Gomes) por influenciarem minha maneira de pensar e contribuíram de forma majoritária na minha formação pessoal e profissional, sempre compartilhando o apoio e o patrimônio que tanto se esforçaram para construir ao longo de anos.

Ao Prof. Dr. Walter Barra Junior, pelos ensinamentos e aceite de permitir trabalhar ao seu lado, demonstrando de dedicação, paciência e apoio nos momentos em nossas atividades diárias .

Ao Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Junior, pela oportunidade de trabalhar no projeto de pesquisa “Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí”.

Ao Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros, pelas sugestões e ajuda ao longo do mestrado e no desenvolvimento deste trabalho.

Aos companheiros pesquisadores do projeto: Eng. Anderson Roberto Barbosa de Moraes, Eng. Paulo Sérgio Nascimento Filho e MSc. Fabricio Gonzalez Nogueira, sem o brilhantismo dos quais, juntamente com a insubstituível participação dos professores, este trabalho não estaria realizado.

Aos companheiros de laboratório Eng. Raphael Barros Teixeira e Eng. Tainara da Costa Dias, pelo momentos de compartilhamento de alegrias e trabalhos, e ao Prof. Dr. Orlando Fonseca Silva, pelos momentos de orientação, por ora até informais, de âmbito profissional e pessoal.

À Universidade Federal do Pará e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pela oportunidade de realizar uma qualificação em nível de mestrado.

À Eletronorte, pelo financiamento da pesquisa, e ao Esp. Janio José de Lana da Eletronorte, por todo apoio dado à equipe do projeto, dando contribuições imprescindíveis durante os testes em campo na UHE de Tucuruí e pela hospitalidade quanto ao recebimento de todos, sempre.

A todos que contribuíram de forma direto ou indireta com a realização deste trabalho.

E à Glauciane Gomes da Silva pela paciência, carinho, companheirismo e amor, os quais ainda pretendo ter por toda minha vida.

# SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS .....	IX
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO .....	1
1.1 - MOTIVAÇÃO DO TRABALHO .....	1
1.2 - REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	2
1.3 - FORMULAÇÃO DO PROBLEMA .....	4
1.4 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	4
CAPÍTULO 2 - PRINCÍPIOS DE ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA.....	6
2.1 – INTRODUÇÃO .....	6
2.2 – TIPOS DE ESTABILIDADE .....	7
2.2.1 – ESTABILIDADE A PEQUENOS SINAIS .....	7
2.2.2 ESTABILIDADE TRANSITÓRIA. ....	8
2.2.3 OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS .....	8
2.2.4 - ESTABILIDADE DE LONG-TERM E MID-TERM .....	9
2.3 – MODELAGEM DE MÁQUINAS SÍNCRONAS E SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA .....	11
2.3.1 - MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA .....	12
2.3.2 – COMPORTAMENTO DINÂMICO SISTEMA MÁQUINA – BARRA INFINITA (SMBI) .....	15
2.4 – SISTEMA DE EXCITAÇÃO .....	16
2.4.1 – COMPONENTES DE UM SISTEMA DE EXCITAÇÃO .....	18
2.4.2 – EFEITOS DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO SOBRE A ESTABILIDADE.....	19
2.5 – ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA.....	21
2.5.1 SINAIS DE ENTRADA PARA O ESP.....	22
2.5.2 ESTRUTURA DO ESP CLÁSSICO.....	23
2.6 – CONCLUSÃO .....	24
CAPÍTULO 3 - PRINCÍPIOS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS .....	26
3.1 – INTRODUÇÃO .....	26
3.2 – IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS.....	27
3.3 – ESCOLHA DOS SINAIS DE EXCITAÇÃO E AQUISIÇÃO DE DADOS .....	27
3.4 – SELEÇÃO DA REPRESENTAÇÃO MATEMÁTICA E ESTRUTURA DO MODELO .....	30
3.4.1 – ESCOLHA DA REPRESENTAÇÃO MATEMÁTICA.....	30
3.4.2 – SELEÇÃO DA ESTRUTURA DO MODELO.....	31
3.5 – MÉTODO MÍNIMOS QUADRADOS PARA ESTIMAÇÃO PARAMÉTRICA.....	32
3.6 – VALIDAÇÃO .....	35
3.7 – CONCLUSÃO .....	36
CAPÍTULO 4 - CONTROLE DIGITAL VIA ALOCAÇÃO POLINOMIAL DE PÓLOS.....	37
4.1 – INTRODUÇÃO .....	37
4.2 – ABORDAGEM POLINOMIAL DE ALOCAÇÃO DE PÓLOS .....	39
4.3 - ESTRUTURA DE UM CONTROLADOR DIGITAL RST .....	39
4.4 – PROJETO DO CONTROLADOR DIGITAL RST .....	40
4.4.1 – DESLOCAMENTO RADIAL DE PÓLOS NO DOMÍNIO DE TEMPO DISCRETO .....	41
4.5 – CONCLUSÃO .....	43
CAPÍTULO 5 - DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO ESP DIGITAL .....	44

<b>5.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>44</b>
<b>5.2 – DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E CONTROLE .....</b>	<b>44</b>
5.2.1 – CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL.....	45
5.2.2 – CIRCUITO DE PROCESSAMENTO DIGITAL .....	47
5.2.3 – CIRCUITO CONDICIONADOR DO SINAL DE SAÍDA .....	49
<b>5.3 – DESCRIÇÃO DA INTERFACE HOMEM MÁQUINA (IHM).....</b>	<b>50</b>
5.3.1 - MODO DE AQUISIÇÃO DE DADOS E IDENTIFICAÇÃO .....	51
5.3.2 - MODO ESP (CONTROLE) .....	52
<b>5.4 – MONTAGENS PARA TESTES NA UGH 08 DA USINA DE TUCURUÍ.....</b>	<b>53</b>
<b>5.5 – CONCLUSÃO .....</b>	<b>55</b>
<b>CAPÍTULO 6 - RESULTADOS DE ESTUDOS PRELIMINARES DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>57</b>
<b>6.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>57</b>
<b>6.2 – METODOLOGIA PARA REALIZAÇÃO DE ENSAIOS COM O ESP DIGITAL .....</b>	<b>58</b>
6.2.1 – PROJETO DO ESP CONVENCIONAL (ANALÓGICO) .....	59
6.2.2 – TESTE DE RESPOSTA AO DEGRAU.....	60
6.2.3 – PROJETO E APLICAÇÃO DE UMA SBPA.....	61
6.2.4 - ESTIMAÇÃO DE UM MODELO PARAMÉTRICO DA PLANTA.....	63
6.2.5 - PROJETO DO CONTROLADOR DIGITAL ATRAVÉS DE ALOCAÇÃO DE PÓLOS .....	66
<b>6.3 – PROJETO DO ESP DIGITAL BASEADO NA TÉCNICA DE DESLOCAMENTO RADIAL DE PÓLOS PARA UM AMORTECIMENTO DESEJADO DE 0,2.....</b>	<b>68</b>
6.3.1 – CASO 1 .....	68
6.3.2 – CASO 2 .....	73
<b>6.4 – CONCLUSÃO. ....</b>	<b>78</b>
<b>CAPÍTULO 7 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM TESTES DE CAMPO NA UHE DE TUCURUÍ. ....</b>	<b>79</b>
<b>7.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>79</b>
<b>7.2 – ROTEIRO DE EXECUÇÃO DE ENSAIOS.....</b>	<b>79</b>
<b>7.3 – ENSAIOS PARA RESPOSTA DO SISTEMA EM MALHA ABERTA .....</b>	<b>81</b>
7.3.1 – DEFINIÇÃO DOS PONTOS DE INJEÇÃO SINAIS E COLETA DE SINAIS.....	81
7.3.2 – TESTE DE RESPOSTA AO DEGRAU EM MALHA ABERTA .....	83
7.3.3 – TESTE DE RESPOSTA A SBPA .....	84
<b>7.4 – IDENTIFICAÇÃO DE MODELO PARAMÉTRICO .....</b>	<b>86</b>
7.4.1 – ESTIMAÇÃO DO MODELO PARAMÉTRICO .....	86
7.4.2 – VALIDAÇÃO DO MODELO PARAMÉTRICO .....	88
<b>7.5 – PROJETO DO ESP DIGITAL BASEADO NA TÉCNICA DE DESLOCAMENTO RADIAL DE PÓLOS .....</b>	<b>91</b>
7.5.1 – DESLOCAMENTO RADIAL PARA UM AMORTECIMENTO $Z_D = 0,2$ .....	91
7.5.2 – DESLOCAMENTO RADIAL PARA UM AMORTECIMENTO $Z_D = 0,3$ .....	92
<b>7.6 – ENSAIOS PARA RESPOSTA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA .....</b>	<b>93</b>
7.6.1 – RESPOSTA À PERTURBAÇÃO DEGRAU SEM ESP .....	94
7.6.2 – RESPOSTA À PERTURBAÇÃO DEGRAU COM ESP ANALÓGICO (CONVENCIONAL).....	95
7.6.3 - RESPOSTA À PERTURBAÇÃO DEGRAU COM ESP DIGITAL PARA UM AMORTECIMENTO $Z_D = 0,2$ .....	96
7.6.4 - RESPOSTA À PERTURBAÇÃO DEGRAU COM ESP DIGITAL PARA UM AMORTECIMENTO $Z_D = 0,3$ .....	97
<b>7.7 – CONCLUSÃO .....</b>	<b>99</b>
<b>CAPÍTULO 8 - CONCLUSÃO .....</b>	<b>101</b>
<b>8.1 – CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>101</b>

<b>8.2 – TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>101</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>103</b>
<b>APÊNDICE A - PROJETO DE ESP CONVENCIONAL .....</b>	<b>107</b>
<b>APÊNDICE B - DIAGRAMA ELÉTRICO DO HARDWARE ESP DIGITAL .....</b>	<b>112</b>
<b>APÊNDICE C – DADOS DA UHE DE TUCURUÍ .....</b>	<b>113</b>
<b>APÊNDICE D - SIMULADOR UHE DE TUCURUÍ X BARRAMENTO INFINITO .....</b>	<b>117</b>
<b>APÊNDICE E – DIAGRAMA UNIFILAR DA UHE DE TUCURUÍ VERSUS A BARRA INFINITA....</b>	<b>123</b>



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2. 2– Estrutura de um Sistema elétrico de Potência. ....	11
Figura 2. 3 – Eixos coordenados síncrono e d-q. ....	12
Figura 2. 4 – Modelo Clássico do Gerador.....	13
Figura 2. 5 – Máquina ligada a um SEP através de uma linha de transmissão. ....	15
Figura 2. 6 – Modelo Linearizado Heffron-Phillips com a inclusão do Sistema de Excitação. .....	17
Figura 2. 7 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Controle de Excitação de um Gerador Síncrono.....	18
Figura 2. 8 – Diagrama de Blocos de um modelo de sistema de excitação com excitatriz estática a tiristores. ....	21
Figura 2. 9 – Modelo Linearizado Heffron-Phillips com a inclusão do ESP. ....	22
Figura 2. 10 - Estrutura Clássica de um Estabilizador de Sistema de Potência. ....	23
Figura 3. 1 – Circuito para gerar sinais SBPA. ....	28
Figura 3. 2 – Diagrama em blocos de um modelo ARX. ....	31
Figura 3. 3 – Função do erro quadrático de acordo com a ordem do modelo. ....	33
Figura 4. 1– Princípios de Projeto de Controlador Digital. ....	38
Figura 4. 2 - Estrutura de Alocação de Pólos com Controlador RST.....	40
Figura 4. 3 - Deslocamento radial dos pólos: (a) plano-Z e (b) plano-S. ....	42
Figura 5. 1 – Protótipo ESP digital Embarcado: Hardware ao lado de um PC (a), Software IHM(b).....	45
Figura 5. 2 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento de sinal. ....	46
Figura 5. 3 – Diagrama funcional da arquitetura do protótipo. ....	48
Figura 5. 4- Protótipo para identificação e ESP: (a) vista frontal, (b) vista de cima.....	49
Figura 5.5 - Esquema elétrico do circuito condicionador de saída.....	49
Figura 5.6 – IHM desenvolvida em modo de aquisição. ....	52
Figura 5.7 – IHM desenvolvida em modo ESP.Figura. ....	53
Figura 5.8 – Fluxograma de funcionamento da IHM. ....	54
Figura 5.9 - Instrumentação montada ao lado do regulador automático de tensão. ....	55
Figura 5. 1 – Protótipo ESP digital Embarcado: Hardware ao lado de um PC (a), Software IHM(b).....	45
Figura 5.2 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento de sinal. ....	46

Figura 5.3 – Diagrama funcional da arquitetura do protótipo. ....	48
Figura 5.4- Protótipo para identificação e ESP: (a) vista frontal, (b) vista de cima.....	49
Figura 5.5 - Esquema elétrico do circuito condicionador de saída.....	49
Figura 5.6 – IHM desenvolvida em modo de aquisição.....	52
Figura 5.7 – IHM desenvolvida em modo ESP.Figura. ....	53
Figura 5.8 – Fluxograma de funcionamento da IHM. ....	54
Figura 5.9 - Instrumentação montada ao lado do regulador automático de tensão. ....	55
Figura 6.1 - Diagrama unifilar simplificado da UHE de Tucuruí versus o barramento infinito. .....	58
Figura 6.2 - Estrutura do ESP convencional.....	60
Figura 6.3 – Teste de resposta ao degrau: perturbação (acima) e resposta (abaixo). ....	61
Figura 6.4 – Teste de resposta a SBPA: perturbação (acima) e resposta (abaixo). ....	63
Figura 6.5 – Função de Erro quadrático variando com a ordem do modelo. ....	64
Figura 6.6 – Validação do modelo estimado: saída medida (preto) e saída do modelo (azul). ....	64
Figura 6.7 – Análise de resíduos de modelos ARX: FAC (acima) e FCC (abaixo). ....	65
Figura 6.8 – Espectro de frequência: Potência Ativa (acima) e SBPA (abaixo). ....	66
Figura 6.9 – Mapa de pólos e zeros: Sem ESP (vermelho) e Com ESP (Azul). ....	67
Figura 6.10 – Potência ativa gerada pela máquina síncrona 8 para o caso 1. ....	70
Figura 6.11 – Ângulo do rotor da máquina síncrona 8 para o caso 1. ....	70
Figura 6.12 – Tensão terminal da máquina síncrona 8 para o caso 1.....	71
Figura 6.13 – Tensão de campo da máquina síncrona 8 para o caso 1.....	71
Figura 6.14 – Saída do ESP convencional e do ESP digital para o caso 1.....	72
Figura 6.15 – Desvio de velocidade da máquina síncrona 8 para o caso 1. ....	72
Figura 6.16 – Potência ativa gerada pela máquina síncrona 8 para o caso 2. ....	74
Figura 6.17 – Ângulo do rotor da máquina síncrona 8 para o caso 2.....	74
Figura 6.18 – Tensão terminal da máquina síncrona 8 para o caso 2.....	75
Figura 6.19 – Tensão de campo da máquina síncrona 8 para o caso 2.....	75
Figura 6.20 – Saída do ESP convencional e do ESP digital para o caso 2.....	76
Figura 6.21 – Desvio de velocidade da máquina síncrona 8 para o caso 2. ....	76
7.1 – Equipamentos e ESP digital durante testes em campo na UHE de Tucuruí.....	80
Figura 7.2 – Folha de dados do RAT contendo o circuito onde está localizado o ponto M21 usado para a injeção de sinal. ....	81
Figura 7.3 – Diagrama simplificado do local de injeção de sinal em relação á máquina síncrona.....	82

Figura 7.4 – Instalação do transdutor de potência PQVI.....	82
Figura 7.5 – Resposta ao degrau: (a) Degrâu, (b) Variações da potência ativa.....	83
Figura 7.6 – Sinal de Perturbação SBPA aplicado à UHG 8.....	84
Figura 7.7 – Resposta em malha aberta apresentada pelo sistema diante à perturbação SBPA aplicado à UHG 8. ....	85
Figura 7.8 – Estimativa do Espectro de frequência da perturbação SBPA. ....	85
Figura 7.9 – Estimativa do Espectro de frequência do desvio de potência. ....	86
Figura 7.10 – Escolha da complexidade do modelo ARX. ....	87
Figura 7.11 – Escolha da complexidade do modelo ARX. ....	88
Figura 7.12 – Validação do modelo ARX através da análise de resíduos.....	89
Figura 7.13 – Mapa de pólos e zeros do modelo ARX.....	90
Figura 7.14 - Resposta em frequência do modelo ARX.....	90
Figura 7.15 – Diagrama de pólos e zeros com pólos em malha fechada para $\zeta d = 0.3$ . ....	93
Figura 7.16 – Inclusão dos parâmetros do controlador no ESP digital. ....	94
Figura 7.17 - Resposta do Sistema devido a aplicação de perturbação degrâu (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando sem o uso de ESP digital ou analógico.....	94
Figura 7.18 - Resposta do Sistema devido a aplicação de perturbação degrâu (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com o ESP analógico.....	95
Figura 7.19 – Resposta devido a aplicação de perturbação degrâu (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com ESP digital projetado para fornecer um amortecimento $\zeta d = 0.2$ . ....	96
Figura 7.20 – Sinal de saída do ESP digital com amortecimento $\zeta d = 0.2$ . ....	97
Figura 7.21 – Resposta devido a aplicação de perturbação degrâu (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com ESP digital projetado para fornecer um amortecimento $\zeta d = 0.3$ . ....	98
Figura 7.22 – Sinal de saída do ESP digital com amortecimento $\zeta d = 0.3$ . ....	99

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Conexões para gerar sinais de seqüência m.....	29
Tabela 5.1 – Metodologia de projeto de circuito de condicionamento do sinal de entrada. ....	47
Tabela 6.1 – Planta e esquema de controle digital para o caso 1. ....	69
Tabela 6.2 – Planta e esquema de controle digital para o caso 2. ....	77
Tabela 7.1 – Condição operacional da UGH 08 durante os ensaios de resposta ao degrau. ...	83
Tabela 7.2 - Pólos do modelo estimado em malha aberta ( $T_s$ igual a 40 ms).....	88
Tabela 7.3 – Valor dos parâmetros do ESP digital para $\zeta_d = 0.2$ ( $T_s = 40$ ms).....	92
Tabela 7.4 – Valor dos parâmetros do ESP digital para $\zeta_d = 0.3$ ( $T_s = 40$ ms).....	93
Tabela 7.5 - Pólos do de malha aberta com ESP digital para $\zeta_d = 0.2$ ( $T_s = 40$ ms). ....	97
Tabela 7.6 - Pólos do de malha aberta com ESP digital para $\zeta_d = 0.3$ ( $T_s = 40$ ms). ....	99

## LISTA DE ACRÔNIMOS E SÍMBOLOS

UHE	- Usina hidrelétrica
PA	- Estado do Pará
ESP	- Estabilizador de sistemas de potência
PSS	- Power system stabilizer
$T_a$	- Torque acelerante
$T_m$	- Torque mecânico
$T_e$	- Torque elétrico
$T_d$	- Componente de torque de amortecimento
$\omega$	- Velocidade do rotor da máquina
$V_{REF}$	- Tensão de referência para o regulador automático de tensão
$\Delta$	- Ângulo do rotor do gerador
$D$	- Coeficiente de amortecimento natural da máquina síncrona
$M$	- Constante de inércia da máquina síncrona
$E'_q$	- Componente de tensão transitória ao longo do eixo em quadratura
$T'_{d0}$	- Constante de tempo transitória de eixo direto
$V_T$	- Tensão terminal do gerador
$K_1-K_6$	- Coeficientes de linearização do modelo da máquina síncrona
RAT	- Regulador automático de tensão
RV	- Regulador automático de velocidade
$T_w$	- Constante de tempo do filtro passa - alta do ESP
$K_{ESP}$ ou $K_{PSS}$	- Ganho do ESP
DC	- Corrente contínua, do inglês <i>Direct Current</i>
$T_s$	- Taxa de amostragem do controlador
$T_{bit}$	- Intervalo de tempo do registrador de deslocamento gerador de SBPA
SBPA	- Seqüência binária pseudo-aleatória
ARX	- modelo auto-regressivo com entradas exógenas
MQ	- Mínimos Quadrados Não-Recursivo
$J(\zeta)$	- Função custo
$\theta$	- Vetor de parâmetros do modelo
$\bar{\varepsilon}$	- Resíduos: erro entre dados do modelo estimado e dados reais
$n_A$	- Número de coeficientes do polinômio $A(z^{-1})$
$n_B$	- Número de coeficientes do polinômio $B(z^{-1})$

$B(z^{-1})$	- Polinômio do numerador de modelo discreto
$A(z^{-1})$	- Polinômio do denominador da modelo discreto
A/D	- Conversor analógico-digital
$u(k)$	- Sinal de controle amostrado
$y(k)$	- Sinal de saída amostrado
$e(k)$	- Sinal de erro amostrado
$\Delta \delta$	- Desvio de ângulo do rotor, <i>rad</i> ;
$\Delta \omega$	- Desvio de velocidade, em <i>rad/s</i> ;
$R(z^{-1})$	- Polinômio do numerador do controlador discreto
$S(z^{-1})$	- Polinômio do denominador do controlador discreto
$n_r$	- Ordem do polinômio $R(z^{-1})$
$n_s$	- Ordem do polinômio $S(z^{-1})$
$D(z^{-1})$	- Polinômio característico com os pólos em malha fechada desejados
$\zeta$	- Coeficiente de amortecimento natural do modo de oscilação
$\omega_n$	- Frequência natural do modo de oscilação
$\alpha$	- Fator de contração radial
$\zeta_d$	- Coeficiente de amortecimento desejado
$d$	- Atraso discreto
P	- Potência ativa
Q	- Potência reativa
PWM	- Modulação por Largura de Pulso, do inglês <i>Pulse width modulation</i>
DSPIC	- Controlador digital de sinais

-

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento e os resultados da implementação e testes em campo de um estabilizador de sistema de potência (ESP) projetado com técnica de controle digital para fins de amortecimento de modos de oscilação eletromecânica observáveis em sinais de potência elétrica medido em uma unidade hidro-geradora, de 350 MVA da Usina Hidrelétrica de Tucuruí.

É apresentada e aplicada a metodologia de identificação de modelos paramétricos lineares do tipo auto regressivo com entradas exógenas (ARX), para estimação de modelos com capacidade de capturar a informação relevante (amortecimento e frequência natural) dos modos eletromecânicos dominantes do sistema. De posse do modelo paramétrico ARX, é efetuada então a síntese da lei de controle digital amortecedor para o ESP, através da técnica de deslocamento radial dos pólos da função de transferência de malha fechada. Para a síntese da lei de controle digital, utilizou-se uma estrutura canônica do tipo RST. Para os testes de campo, a lei de controle amortecedor do ESP digital foi codificada em linguagem C e embarcada em um protótipo cujo hardware é baseado em microcontrolador modelo DSPIC 30F3014, o qual incorpora um grande número de periféricos para aquisição e comunicação de dados.

Para avaliar o desempenho do ESP digital desenvolvido, testes experimentais foram realizados em uma unidade geradora de 350 MVA da casa de força número 1, da UHE de Tucuruí. O estabilizador desenvolvido atua através da modulação da referência de tensão do regulador automático de tensão da respectiva unidade geradora, de acordo com as oscilações observadas através da medida de potência elétrica no estator do gerador. Os resultados de testes de campo mostraram um excelente desempenho do ESP digital no amortecimento de um modo eletromecânico, de frequência natural de aproximadamente 1,7 Hz, observado nos teste de campo realizado.

### **Palavras Chave:**

- Estabilizador de Sistemas de Potência;
- Controlador Digital com Deslocamento Radial de Pólos;
- Identificação Paramétrica de Sistemas
- UHE de Tucuruí

## **ABSTRACT**

This work presents the development and implementation as well as the results of field tests of a power system stabilizer (PSS) designed with digital control method for damping electromechanical modes of oscillation observed for signs of electrical power measured in a generating unit of 350 MVA of Tucuruí power plant.

It is presented and applied the methodology of identifying linear parametric models such as auto regressive with exogenous inputs (ARX) for estimation of models with the ability to capture the relevant information (natural frequency and damping) of dominant electromechanical modes of the system. In possession of ARX parametric model is done then the synthesis of digital damper control law for the ESP, using the technique of pole displacement of the closed loop transfer function. For the synthesis of digital control law, we used a canonical structure type RST. For the field tests, the control law digital ESP buffer was coded in C language and embedded in a hardware prototype of which is based on model DSPIC 30F3014 microcontroller, which incorporates a large number of peripherals for data acquisition and communication.

In order to evaluate the performance of the digital PSS developed, experimental tests were performed in a generating unit of 350 MVA power house number 1 from Tucuruí power plant. The stabilizer acts carried out by adjusting the reference voltage regulator automatic voltage of the respective generating unit in accordance with the oscillations observed by measuring the electrical power generator stator. The results of field tests showed an excellent performance of ESP digital damping of electromechanical mode of natural frequency of approximately 1.7 Hz, observed in the field trial.

### **Keywords:**

- Power System Stabilizer;
- Pole Shifting Digital Control;
- System Identification
- UHE de Tucuruí



# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO

A indústria de sistemas de potência começou a se desenvolver no final do século XIX, acelerando rapidamente no século XX, o que fez com que a disponibilidade da energia melhorasse grandemente a qualidade da vida da população, atingindo já nos anos 2000 a quantidade de energia elétrica gerada, somente no Brasil, de mais de 30 000 GWh [ONS, 2010] e a expectativa é de constante crescimento, principalmente nos países com economia mais acelerada e em desenvolvimento. Com o aumento na demanda de energia, o número de geradores e de usinas interconectados à rede nacional tende a se tornar cada vez maior. E com a perceptível dificuldade no armazenamento da energia, é necessário que a produção e o consumo sejam bem balanceados, o que não se apresenta como um problema fácil pelo fato de que o consumo pode variar rapidamente com difícil previsibilidade, ocorrendo por outro lado que geradores síncronos podem somente fornecer potência confiavelmente e estavelmente, se os geradores estiverem sincronizados, o que significa que os rotores de todos os geradores na rede interligada estejam “alinhados”. Em virtude do exposto, para todos os sistemas de geração e transmissão confiáveis de eletricidade, sistemas de controle mostram-se como elementos essenciais, e um dos tipos de controle fundamentais aos sistemas elétricos de potência que se dará enfoque neste trabalho são os estabilizadores de sistemas de potência.

### 1.1 - Motivação do trabalho

A operação bem-sucedida de um sistema de potência depende grandemente da habilidade de fornecer confiabilidade e serviço ininterrupto para as cargas, sendo que idealmente as cargas deveriam ser alimentadas à tensão e frequência constantes o tempo todo. Em termos práticos, significa dizer que tanto tensão quanto frequência devem se manter dentro de faixas de tolerâncias pequenas, de modo que o equipamento do consumidor possa operar satisfatoriamente, já que uma queda em tensão de alguns por cento ou uma redução da frequência do sistema, mesmo que de apenas poucos *Hertz*, podem levar a falhas no acionamento de motores como carga em uma indústria, por exemplo. Essa capacidade do sistema em manter-se dentro dos padrões é alcançada por

meio dos controladores: regulador automático de tensão (RAT) e regulador de velocidade (RV), respectivamente.

Desse modo, pode ser afirmado que um dos primeiros requisitos ao se controlar sistemas de potência é obter confiabilidade do serviço ao manter as máquinas síncronas funcionando em paralelo e com capacidade adequada para atender à demanda de carga em regime permanente; um segundo requisito é referente ao problema da estabilidade, o qual está relacionado ao comportamento dinâmicos das máquinas síncronas após sofrerem perturbações, sejam estas de baixa ou elevada severidade. Se um desequilíbrio entre fontes e a demanda é criado devido às variações na carga, na geração ou nas condições da rede, um novo estado de operação é necessário, em todo caso, todas as máquinas síncronas interconectadas permanecem em sincronismo se o sistema é estável, ou seja, todas as máquinas devem permanecer em paralelo e à mesma velocidade [Kundur, 1994].

Quando os transitórios observados após a perturbação no sistema se manifestam de forma oscilatória, estas oscilações serão amortecidas caso o sistema seja estável na condição de operação considerada. O controlador incumbido de manter a estabilidade do sistema diante de oscilações eletromecânicas é denominado estabilizador de sistemas de potência. Neste trabalho apresenta-se o desenvolvimento e implementação de um estabilizador digital, o qual foi testado em ensaios em uma unidade geradora de grande porte da usina hidrelétrica (UHE) de Tucuruí, a segunda maior usina do sistema interligado nacional (SIN), com 8325 MW de potência instalada.

A usina hidrelétrica de Tucuruí é composta por vinte e três unidades hidro-geradoras, sendo que a primeira casa de força é composta de 12 unidades geradoras de 350 MVA e 11 outras unidades hidro-geradoras de 390 MVA, que constituem a 2ª casa de força.

## **1.2 - Revisão Bibliográfica**

Em [Mizutani et al, 2000] propõe-se um método de projeto de um ESP com três estruturas lead-lag clássica para três entradas (potência ativa, reativa e velocidade angular) utilizando um algoritmo genético de alta velocidade (HSGA, do inglês high speed genetic algorithm) para sintonia das estruturas do tipo avanço - atraso. Resultados de simulação computacional mostraram um desempenho satisfatório da técnica.

Entretanto, não foi apresentado nenhum teste realizado em um sistema real, para a técnica proposta por estes autores.

Em [Barra *et al*, 2005] é proposto uma estratégia fuzzy aplicado à melhoria da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência. Este trabalho utiliza o conceito de rede de controladores locais para compensar perdas de sintonia devido à ocorrência de variações nas condições operacionais do sistema, promovendo a adaptação dos ganhos do controlador *fuzzy* de maneira on-line.

Em [Barreiros *et al*, 2005] é apresentado um ESP neural treinado usando controladores lineares locais com um esquema de ganhos programados. Este trabalho apresenta o projeto de um estabilizador de sistema de potência através de uma rede neural artificial (RNA) estática, onde se utilizou um conjunto de parâmetros de controladores locais, previamente projetados com método de alocação de pólos, para treinar a rede neural. Este estabilizador neural opera em um esquema de ganhos programados (do inglês *gain scheduling*) de acordo com valores da condição operacional informadas pela potência ativa e reativa do gerador do sistema de potência em que se aplica este ESP.

Em [Hwang *et al*, 2008] propõe-se o projeto de um estabilizador de sistema de potência *fuzzy* utilizando um algoritmo evolucionário adaptativo (AEA). Este estabilizador proposto aborda o emprego do AEA, do tipo algoritmo genético, aplicado ao sistema máquina versus barra infinita e sistema multimáquinas, para sintonia de parâmetros ótimos da função de pertinência e fatores de escala do ESP *fuzzy*. A análise de resultados de simulações mostrou o desempenho melhor do ESP proposto no trabalho em relação ao convencional para contingências severas aplicadas.

Em [Nogueira *et al*, 2008] é apresentado o desenvolvimento de um estabilizador de sistema de potência que atua através da malha do regulador de velocidade. Neste trabalho é mostrado o desenvolvimento e testes experimentais na usina termelétrica de Santana, no Amapá, de um estabilizador digital que atua modulando a referência do regulador de velocidade devido sua rápida dinâmica de atuação, e demonstra resultados melhorados com a inclusão deste ESP proposto em relação ao ESP analógico em funcionamento.

Como se pode observar, ainda é bastante reduzida a quantidade de trabalhos científicos relatando estudos de ESP implementados em sistemas reais, uma vez que a maioria das pesquisas relatadas ficam restritas somente a estudos de simulação computacional ou, no máximo, testes efetuados em laboratório. Dessa forma, a

contribuição principal deste trabalho é de desenvolver um protótipo de ESP digital com implementação e testes realizados experimentalmente em campo, em uma unidade geradora de 350 MVA da UHE de Tucuruí.

### **1.3 - Formulação do problema**

A maioria do ESP's que estão hoje em operação nas UHE's brasileiras, a exemplo dos que funcionam na UHE de Tucuruí (local da realização dos testes em campo e a implementação do protótipo de ESP digital deste trabalho) foram projetados segundo uma abordagem clássica no domínio da frequência, a qual envolve a linearização das equações do sistema e o controle através de um compensador de avanço-atraso de fase. Neste trabalho apresenta-se o método de controle de alocação polinomial de pólos para o amortecimento de oscilações eletromecânicas locais, via projeto digital. Este controlador ao ser utilizado como ESP apresenta parâmetros fixos uma vez que é projetado baseado em um modelo identificado em determinado ponto de operação específico, buscando-se melhores resultados para a região de vizinhança em relação ao método clássico de projeto. Os testes de campo, assim como, os resultados obtidos foram possíveis devido à realização de Projeto *“Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí”*, como continuidade de Projeto de P&D entre UFPA e Eletronorte do Ciclo 2000-2001, sob coordenação do Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Jr. e gerência do Esp. Jânio José de Lana.

### **1.4 - Organização do trabalho**

A apresentação deste trabalho está organizada da seguinte maneira: no capítulo 2 é feita uma breve revisão acerca dos princípios tocantes à estabilidade de sistemas elétricos de potência.

Os princípios referentes aos conhecimentos acerca da teoria de identificação de sistemas são abordados no capítulo 3.

O capítulo 4 trata de apresentar a metodologia de projeto de controle digital do tipo alocação de pólos, adotada neste trabalho para o projeto de um estabilizador de sistema de potência digital.

O protótipo de ESP digital desenvolvido neste trabalho tem sua apresentação realizada no capítulo 5, onde é mostrado o tratamento do sinal medido em sua forma analógica e digital para a implementação da lei de controle no hardware, e a interface gráfica para dois modos de funcionamento feita em software.

A metodologia para teste e o projeto do ESP digital em conjunto com os resultados de estudos de simulação com a UHE de Tucuruí contra o barramento infinito são mostrados no capítulo 6.

O capítulo 7 apresenta os resultados obtidos da implementação e testes do ESP digital em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí. No capítulo 8 apresentam-se as conclusões feitas a partir da análise do desempenho do ESP digital desenvolvido neste trabalho.

## CAPÍTULO II

### PRINCÍPIOS DE ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA.

#### 2.1 – Introdução

Dá-se o nome de estabilidade à tendência de um sistema elétrico de potência (SEP) desenvolver forças restauradoras para manter o seu estado de equilíbrio. Se as forças que tendem a manter uma ou mais máquinas em sincronismo são suficientes para superar as forças perturbadoras, o sistema permanece estável, ou equivalentemente mantém-se em sincronismo [Saadat, 2002].

A estabilidade de um SEP pode ser também definida como uma propriedade que permite mantê-lo num estado de equilíbrio sob condições normais de operação, e/ou recuperá-lo para um estado aceitável de equilíbrio depois de submetido a uma perturbação. A questão da instabilidade pode ser manifestada de diversas maneiras dependendo da configuração e do modo de operação do sistema. Haja vista que para geração da energia elétrica são usadas máquinas síncronas, uma condição a ser satisfeita é que a operação do sistema mantenha essa máquina em sincronismo. Contudo, a instabilidade pode aparecer mesmo sem a perda do sincronismo [Kundur, 1994].

A estabilidade do ângulo do rotor consiste na habilidade da máquina síncrona interligada ao SEP em manter-se em sincronismo com o sistema de grande porte. O problema da estabilidade envolve o estudo de oscilações eletromecânicas inerentes a este SEP. Para efeito de conhecimento prévio discute-se algumas características da máquina síncrona que possui dois elementos essenciais, o enrolamento de campo e o enrolamento de armadura, estando o enrolamento de campo no rotor e de armadura no estator. Quando o rotor da máquina síncrona é movido pela fonte primária (turbina), o campo magnético girante do enrolamento de campo induz tensão alternada trifásica nos enrolamentos da armadura no estator. A frequência da tensão induzida depende da velocidade do rotor.

A estabilidade da tensão é a habilidade de um SEP manter em estado aceitável o valor eficaz das tensões em todas as barras no sistema, tanto sob condições normais de operação quanto depois de sujeito a uma perturbação. Instabilidade de tensão é

geralmente um fenômeno local, entretanto suas conseqüências podem ter um vasto efeito sobre o sistema [Anderson et al, 2002].

Desta forma, a estabilidade é uma condição de equilíbrio entre forças que se opõem. Se o sistema é perturbado este equilíbrio é afetado, havendo aceleração ou desaceleração dos rotores das máquinas de acordo com as leis do movimento rotacional. A perda de sincronismo pode ocorrer entre uma máquina e o resto do sistema ou entre um grupo de máquinas.

A variação do torque elétrico em um gerador síncrono pode ser decomposto em duas componentes, uma componente de torque sincronizante e uma componente de torque de amortecimento, como mostrado na equação (2.1):

$$\Delta T_e = T_s \Delta \delta + T_D \Delta \omega \quad (2.1)$$

Sendo  $T_s \Delta \delta$  a componente de torque sincronizante a qual está em fase com os desvios do ângulo do rotor  $\Delta \delta$ ; e  $T_D \Delta \omega$  sendo a componente de torque de amortecimento que está em fase com os desvios de velocidade  $\Delta \omega$ , onde  $T_s$  e  $T_D$  denominam-se os coeficientes de torque sincronizante e de amortecimento, respectivamente.

Para uma análise mais simplificada classifica-se, na seção seguinte, os fenômenos da estabilidade do ângulo do rotor em duas categorias: estabilidade de pequenos sinais, sendo a habilidade do sistema de manter sincronismo sob pequenas perturbações; e a estabilidade transitória, sendo a habilidade do SEP de manter o sincronismo quando submetido uma severa perturbação.

## 2.2 – Tipos de Estabilidade

### 2.2.1 – Estabilidade a Pequenos Sinais

A estabilidade a pequenos sinais (também conhecida como estabilidade em regime permanente) refere-se à habilidade do sistema de potência em manter ou recuperar sincronismo após uma pequena ou lenta perturbação, tais como variações graduais de carga. Tais perturbações ocorrem continuamente nos sistemas devido às pequenas variações na geração e/ou na carga.

Estas perturbações são consideradas suficientemente pequenas para linearização das equações do sistema de modo que se possa utilizar para fins de análise. A

instabilidade pode ter duas formas: aumento no ângulo do rotor devido à perda de torque sincronizante suficiente ou oscilações do rotor com amplitudes crescentes devido a torque de amortecimento insuficiente [Kundur, 1994].

### **2.2.2 Estabilidade Transitória.**

A estabilidade transitória é a habilidade do sistema de potência de manter o sincronismo quando sujeito a perturbações severas tais como a ocorrência de faltas, como curtos-circuitos, perda repentina de uma ou mais linhas de transmissão e/ou aplicação ou remoção abrupta de carga considerável. Esta estabilidade depende tanto da condição de operação pré-distúrbio, quanto da severidade da perturbação.

Em sistemas de grande porte a instabilidade transitória pode nem sempre ocorrer na primeira oscilação, mas pode também ocorrer resultante da superposição de vários modos de oscilação causando grandes excursões do ângulo do rotor após o primeiro pico de oscilação. Nos estudos de estabilidade transitória o período de interesse para análise é normalmente limitado de 3 a 5 segundos após a perturbação. Entretanto, este período pode ser estendido até a 10 segundos, ou mais, para sistemas de grande porte com modos de oscilação interáreas dominantes [Kundur, 1994].

### **2.2.3 Oscilações Eletromecânicas**

As oscilações eletromecânicas são fenômenos comuns a sistemas de potência interligados. A frequência das oscilações e o número dos geradores que oscilam dependem da estrutura da rede do sistema [Rogers, 2000]. Nos sistemas de potência atuais, a estabilidade é geralmente um problema de amortecimento insuficiente das oscilações, podendo classificar-se de acordo com os seguintes modos:

- *Modos locais ou modos máquina-sistema:* está relacionado com as oscilações eletromecânicas dos rotores de unidades geradoras de uma mesma usina com relação ao resto do sistema elétrico de grande porte, com a faixa de frequência típica entre 0,7 e 2,0 Hz;
- *Modos Inter-área:* está associado como a oscilação de um grupo de máquinas contra outro grupo de máquinas acoplados, que são interligados por uma linha fraca, tendo uma faixa de frequência típica entre 0,1 e 0,8 Hz;



- *Modos intra-planta*: representam os modos de oscilação eletromecânicas entre geradores localizados na mesma usina. A faixa de frequência típica está entre 1,5 e 2,5 Hz.
- *Modos de controle*: estão associados com a interação entre sistemas de controle de unidades geradoras e outros controles, como excitatrizes mal sintonizados, conversores HVDC e compensadores estáticos.
- *Modos torsionais*: que são associados com os componentes rotacionais do eixo turbina-gerador.

#### 2.2.4 - Estabilidade de Long-Term e Mid-term

Os termos estabilidade de longo-termo (*long-term*) e *mid-term* tem se mostrado recentes na literatura sobre estabilidade de SEP. Estão relacionados com problemas que dizem respeito à resposta dinâmica do sistema elétrico de potência submetido a severas perturbações, as quais resultam em grandes excursões de tensão, frequência e fluxo de potência, exigindo a ação de controles e proteções não modeladas nos estudos de estabilidade transitória convencionais. O tempo característico de processos e dispositivos ativados por esta grande variação na tensão e na frequência variará de frações de segundos (respostas de dispositivos tais como controles e proteções do gerador) a muitos minutos (respostas de equipamentos tais como sistemas de alimentação da fonte primária de energia e reguladores carga-frequência) [Kundur, 1994].

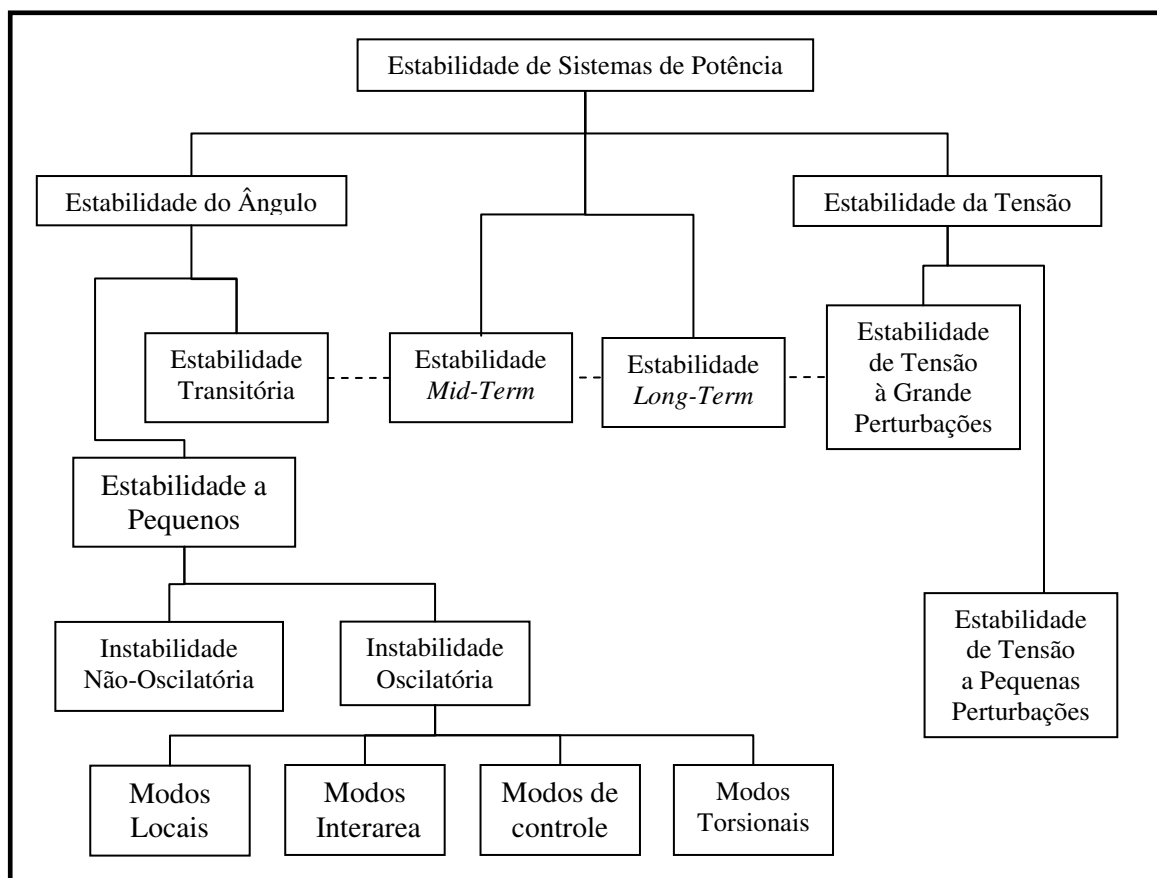
A análise da estabilidade de *long-term* considera que as oscilações de sincronização da potência inter-máquinas estão amortecidas e a frequência está uniforme no sistema. Portanto o foco desta análise é na duração mais longa e lenta do fenômeno seguido da perturbação de larga escala e nas grandes variações resultantes entre descasamento de geração e consumo de potência ativa e reativa. Este fenômeno inclui a dinâmica das válvulas em unidades térmicas, conduto forçado em unidades hídricas, controles/proteções de sistemas de transmissão e unidades geradoras, saturação de transformadores e efeitos da frequência não nominal na rede e na carga.

O termo *mid-term* representa uma transição entre os estudos de *short-term* (estabilidade transitória) e *long-term*. Os estudos de estabilidade de *mid-term* têm seu foco centrado na sincronização das oscilações de potência entre máquinas, incluindo o

efeito de alguns fenômenos mais lentos, e possivelmente grandes excursões de frequência e tensão. As faixas típicas dos períodos de duração são como segue:

- Estabilidade de short-term ou transitória: 0 a 10 segundos;
- Estabilidade de mid-term: 10 segundos a poucos minutos;
- Estabilidade de long-term: poucos minutos a dezenas de minutos.

Entretanto deve ser notado que a distinção entre estabilidade de long-term e mid-term é primeiramente baseada no fenômeno sendo analisado e na representação utilizada do sistema, principalmente com relação aos rápidos transitórios e oscilações inter-máquinas, em detrimento ao período de tempo envolvido. Geralmente os problemas de estabilidade de long-term e mid-term estão associados com inadequações nas respostas de equipamentos, coordenação pobre de equipamentos de controle e proteção ou reservas insuficientes de potência ativa / reativa. A Figura 2.1 ilustra de forma resumida a classificação dos tipos de estabilidade descritos.



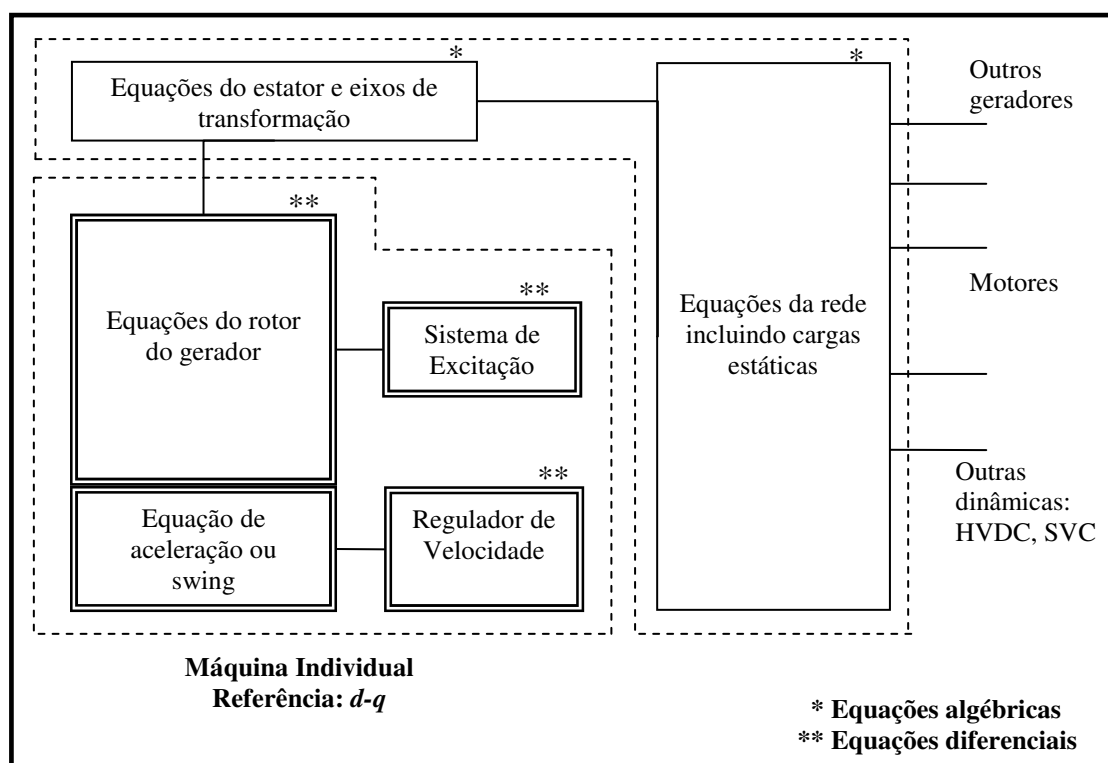
**Figura 2. 1** - Diagrama da Classificação de Estabilidade de Sistemas de Potência.

Fonte: Adaptado de Kundur (1994, p. 36).

### 2.3 – Modelagem de Máquinas Síncronas e Sistemas Elétricos de Potência

Como se sabe da teoria, a máquina síncrona é acionada por uma fonte primária que lhe fornece potência mecânica. Uma parcela desta energia recebida é convertida em energia elétrica, a outra parcela é convertida em potência de aceleração do rotor da máquina [Kimbark,1968].

A análise da estabilidade de SEP envolve a adequada modelagem para a observação de respostas dinâmicas não lineares de acordo com ocorrências de perturbações as quais o mesmo está suscetível. Geralmente essas perturbações são devidas a faltas nos terminais da máquina, nas linhas de transmissão ou outro componente, seguida da isolação do elemento em falta devido a atuação de equipamentos de proteção. A Figura 2.2 ilustra a estrutura, de forma geral, do modelo de um SEP aplicado para a análise de estudos de estabilidade.



**Figura 2. 2**– Estrutura de um Sistema elétrico de Potência.

Fonte: Adaptado de Kundur (1994, p. 849).

### 2.3.1 - Modelagem da Máquina Síncrona

O modelo da máquina síncrona é expresso em função de sua própria referência  $d$ - $q$  que gira com o rotor, como ilustra a Figura 2.3. O eixo  $Re$  é geralmente usado como referência para medir o ângulo do rotor da máquina. Para uma representação matematicamente detalhada da máquina, com a inclusão de efeitos da dinâmica de um ou mais circuitos do rotor, define-se o ângulo  $\delta$  como o ângulo pelo qual o eixo  $q$  da máquina está avançado em relação ao eixo  $Re$ . Para uma máquina representada pelo modelo clássico, o ângulo do rotor é o ângulo pelo qual a tensão transitória interna  $E'$  está adiantada em relação ao eixo  $Re$ . Sob condições dinâmicas, o ângulo  $\delta$  muda com a velocidade do rotor, segundo as relações mostradas nas equações 2.2 a 2.5.

$$V_d = E_{Re} \text{sen} \delta - E_{Im} \cos \delta \quad (2.2)$$

$$V_q = E_{Im} \text{sen} \delta + E_{Re} \cos \delta \quad (2.3)$$

$$E_{Re} = V_d \text{sen} \delta + V_q \cos \delta \quad (2.4)$$

$$E_{Im} = V_q \text{sen} \delta - V_d \cos \delta \quad (2.5)$$

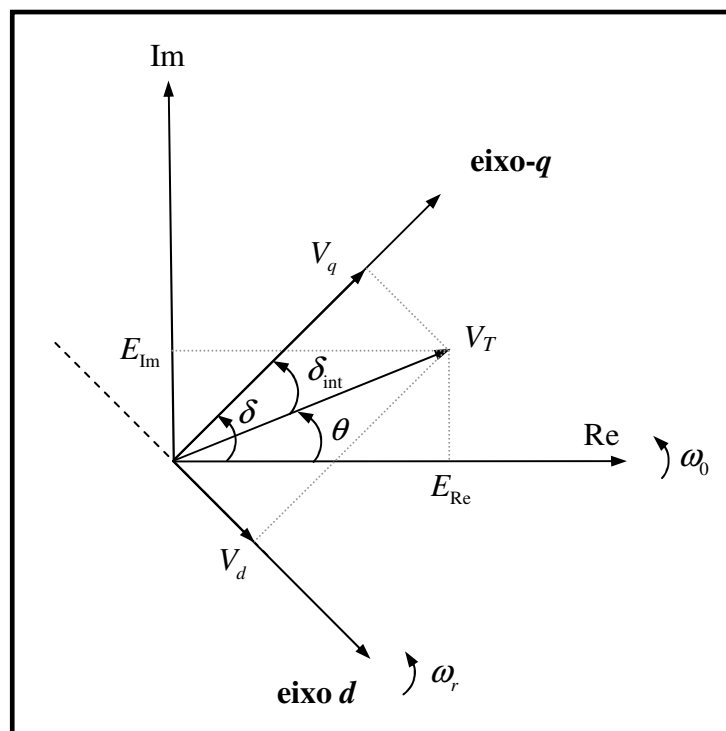


Figura 2.3 – Eixos coordenados síncrono e d-q.

A representação das equações da máquina síncrona na sua forma mais simplificada pode ser estudada através do modelo clássico. A Figura 2.4 ilustra o circuito elétrico equivalente para este modelo, onde nesta representação tem-se  $x'_d = x'_q$  e a tensão interna é  $E'_q \angle \delta$ . O ângulo  $\delta$  neste caso é aproximadamente igual ao ângulo do rotor. Enquanto  $\delta$  é variável com o tempo, a tensão interna  $E'_q$  é mantida constante. O circuito elétrico equivalente fornece a equação complexa 2.6:

$$E'_q \angle \delta = (Ra + jx'_d)I + V_T \angle \theta \quad (2.6)$$

A equação de oscilação (ou swing) da máquina na forma linearizada é apresentada nas equações 2.7 e 2.8:

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{1}{2H} (\Delta P_m - \Delta P_e - D \Delta \omega) \quad (2.7)$$

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_0 \Delta \omega_r \quad (2.8)$$

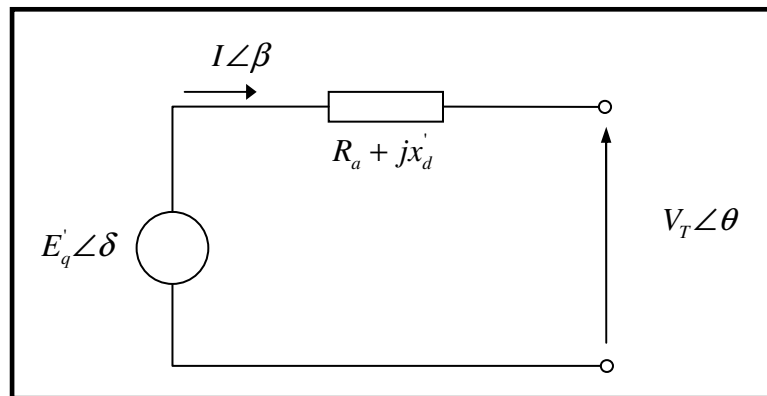


Figura 2. 4 – Modelo Clássico do Gerador.

Onde:

- $H$  – constante de inércia em MW/MVA;
- $\Delta P_m$  – desvio de potência mecânica em pu;
- $\Delta P_e$  – desvio de potência elétrica em pu;
- $D$  – constante de amortecimento em pu/pu;
- $\Delta \delta$  – desvio de ângulo do rotor, rad;
- $\Delta \omega$  – desvio de velocidade, em pu;

A potência elétrica no entreferro,  $P_e$ , pode ser calculado pela equação 2.9 [Kundur,2004]:

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q + R_a (I_d^2 + I_q^2) \quad (2.9)$$

Um modelo um pouco mais detalhado, contudo mais complexo em relação ao clássico, é aquele que leva em consideração o efeito transitório do enrolamento de campo. A seguir segue o conjunto de equações 2.10 a 2.12 que representam estes efeitos no estator e rotor da máquina, respectivamente:

$$E_d'' - V_d = R_a I_d - x_q'' I_q \quad (2.10)$$

$$E_q'' - V_q = R_a I_q - x_d'' I_d \quad (2.11)$$

$$\frac{dE_q'}{dx} = \frac{1}{T_{d0}'} \left[ E_{fd} + (x_d' - x_d'') I_d - E_q' \right] \quad (2.12)$$

Para se obter um modelo ainda mais completo que considere os efeitos transitórios dos enrolamentos amortecedores do rotor de eixo em quadratura e direto, respectivamente, adiciona-se às equações anteriores, a equação 2.13 e 2.14 [Arrilaga, 1983].

$$\frac{dE_d''}{dx} = \frac{1}{T_{q0}''} \left[ -(x_q - x_q'') I_q - E_d'' \right] \quad (2.13)$$

$$\frac{dE_q''}{dx} = \frac{1}{T_{d0}''} \left[ E_q' + (x_d' - x_d'') I_d - E_q'' \right] \quad (2.14)$$

Onde para tensões e correntes em pu e constantes de tempo em segundos, temos:

$V_q$  – tensão de eixo  $q$ ;

$V_d$  – tensão de eixo  $d$ ;

$I_q$  – corrente de eixo  $q$ ;

$I_d$  – corrente de eixo  $d$ ;

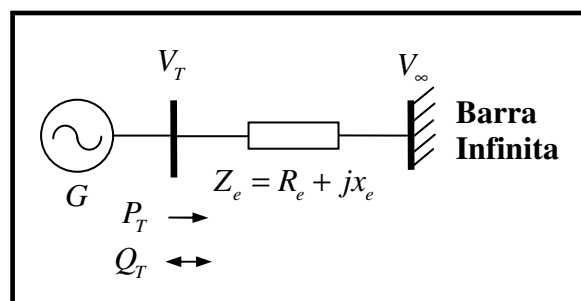
$E_q'$  – tensão transitória de eixo  $q$ ;

$E_q''$  – tensão sub-transitória de eixo  $q$ ;

- $E''_d$  – tensão sub-transitória de eixo  $d$ ;
- $E_{fd}$  – tensão de campo;
- $T'_{d0}$  – constante de tempo transitória de eixo  $d$ , em circuito aberto;
- $T''_{d0}$  – constante de tempo sub-transitória de eixo  $d$ , em circuito aberto;
- $T''_{q0}$  – constante de tempo sub-transitória de eixo  $d$ , em circuito aberto;
- $R_a$  – resistência de armadura;
- $x_d$  – reatância síncrona de eixo  $d$ ;
- $x'_d$  – reatância transitória de eixo  $d$ ;
- $x''_d$  – reatância sub-transitória de eixo  $d$ ;
- $x_q$  – reatância síncrona de eixo  $q$ ;
- $x'_q$  – reatância sub-transitória de eixo  $q$ ;

### 2.3.2 – Comportamento Dinâmico Sistema Máquina – Barra Infinita (SMBI)

Nesta seção verifica-se o desempenho a pequenos sinais, de uma máquina ligada a um sistema de grande porte através de linhas de transmissão. O diagrama unifilar do sistema é mostrado na Figura 2.5.



**Figura 2.5** – Máquina ligada a um SEP através de uma linha de transmissão.

Onde:

$X_e$  – reatância equivalente da linha de transmissão em pu;

$R_e$  – resistência equivalente da linha de transmissão em pu;

$V_\infty$  – magnitude da tensão no barramento infinito em pu;

$P_T$  – Potência ativa;

$Q_T$  – Potência reativa;

$\delta$  – ângulo do rotor, abertura formada pela tensão interna do gerador e a tensão de referência no barramento infinito.

Embora um SEP seja um sistema dinâmico altamente não-linear, várias condições para a estabilidade do sistema podem ser avaliadas linearizando-se as equações não lineares do sistema em torno de um ponto de equilíbrio.

Embora o estudo da estabilidade dinâmica possa ser feito diretamente a partir das equações linearizadas do sistema, a análise de um sistema simplificado consistindo somente de um gerador conectado a uma barra infinita permite obter uma visão clara dos fatores que contribuem para o aparecimento de amortecimento reduzido no sistema e a conseqüente emergência de oscilações que se sustentam por longos períodos ou crescem com o tempo. A análise desenvolvida a seguir, usa o modelo de Heffron-Phillips [Heffron & Phillips, 1952], mostrado na Figura 2.6. Este modelo representa um gerador síncrono conectado a uma barra infinita através de uma linha de transmissão tal como mostrado na Figura 2.5, sendo o gerador representado por um modelo de terceira ordem (equações 2.6 a 2.8 e 2.10 a 2.12).

O modelo de Heffron-Phillips apresenta tipicamente duas entradas: Variação do torque mecânico da turbina ( $\Delta T_m$ ) e a variação da tensão aplicada ao campo do gerador ( $\Delta E_{fd}$ ), e três saídas: Variação de velocidade do rotor ( $\Delta \omega$ ), variação do ângulo do rotor ( $\Delta \delta$ ) e a variação da tensão terminal da máquina ( $\Delta V_T$ ).

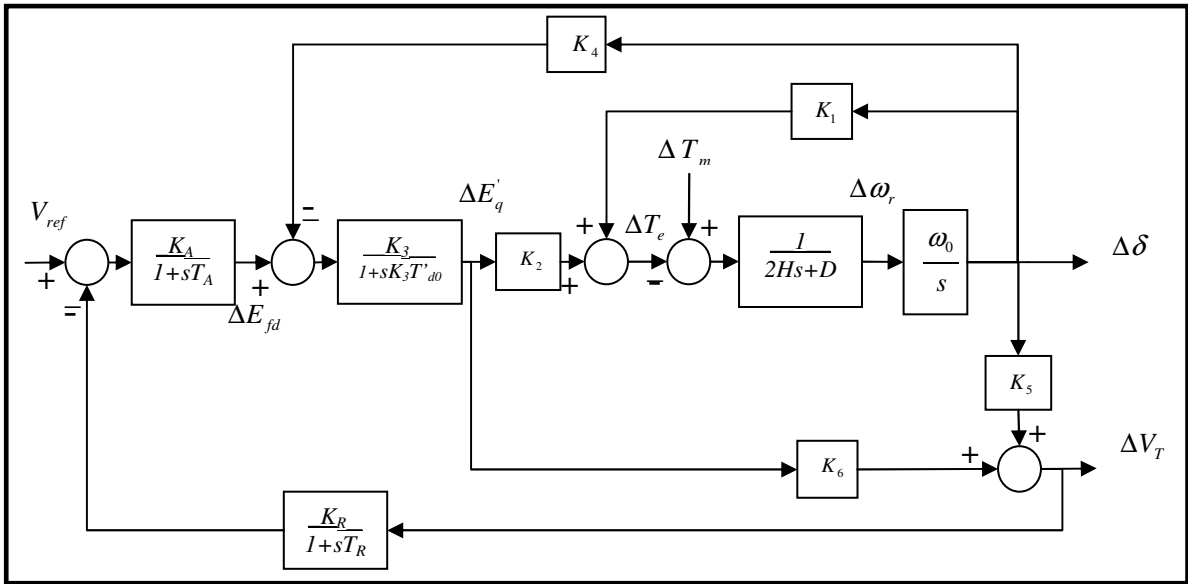
No diagrama de blocos da Figura 2.6,  $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$ , são constantes que dependem do ponto de operação considerado e  $T'_{d0}$  é a constante de tempo de eixo direto em circuito aberto da máquina. Supondo que a máquina está conectada à barra infinita através de uma impedância externa dada por  $R_e + jX_e$ , as constantes  $K_1$  até  $K_6$  tem seus cálculos mostrados nas equações A.9 a A.14, respectivamente, no apêndice A.

## 2.4 – Sistema de Excitação

A principal função de um sistema de excitação é fornecer corrente contínua para o enrolamento de campo da máquina síncrona de modo que garanta funções de controle e proteções essenciais para o desempenho satisfatório do sistema de potência.

Funções de proteção asseguram que os limites de capacidade do gerador síncrono, sistema de excitação e outros equipamentos não sejam excedidos. Dentre as funções de controle, o sistema de excitação controla a tensão terminal e o fluxo de potência reativa do gerador. Sistemas de excitação mais antigos são compostos por anéis e escovas por meio de geradores dc montados no mesmo eixo do rotor da máquina





**Figura 2.6** – Modelo Linearizado Heffron-Phillips com a inclusão do Sistema de Excitação.

Fonte: Adaptado de Anderson (2003, p. 328).

síncrona, entretanto sistemas de excitação mais modernos normalmente usam geradores *ac* com retificadores girantes.

Como se sabe, uma variação na demanda de potência ativa afeta fundamentalmente a frequência (e igualmente o ângulo de carga), ao passo que variações de potência reativa afetam principalmente a magnitude da tensão. A interação entre os controles de tensão e frequência é considerada suficientemente fraca o que permite uma análise separadamente.

As principais fontes de potência reativa são geradores, capacitores e reatores, sendo a potencia reativa do gerador controlada pela excitação de campo, havendo também outros métodos de melhora no perfil da tensão através do sistema de transmissão com dispositivos como transformadores de *tap* variáveis, capacitores chaveados, etc. O primeiro meio de controlar a potência reativa do gerador é o controle da excitação utilizando um regulador automático de tensão (RAT), cuja função principal é manter a magnitude da tensão terminal de um gerador síncrono em um nível especificado.

Um aumento na demanda de potência reativa do gerador é acompanhado por uma queda na magnitude da tensão no terminal da máquina, esta magnitude que após sua medição feita através de um transdutor de potencia (TP) em uma das fases, é retificada e comparada a um sinal de referencia *dc*. O sinal de erro depois de

amplificado controla a excitatriz de campo, aumentando sua tensão, dessa forma, aumentando também a corrente de campo o que resulta em elevação da força eletromotriz ( $fem$ ) induzida. Desse modo, a geração de potência reativa é aumentada para um novo equilíbrio, ajustando a tensão terminal para o valor desejado.

Um requisito básico é que o sistema de excitação alimente e automaticamente ajuste a corrente de campo do gerador síncrono, mantendo a tensão terminal dentro de uma capacidade contínua de limitações físicas do gerador, tais como margens de variações de temperatura, falhas de componentes, sobrevalores de grandezas, etc. Para sua melhor utilização, este sistema de excitação deve ser capaz de atender às necessidades do sistema, tomando vantagem das capacidades transitórias do gerador sem exceder seus limites.

Do ponto de vista do sistema de potência o sistema de excitação deve contribuir para o controle efetivo da tensão e reforço da estabilidade do sistema. Ele deve ser capaz de responder rapidamente para uma perturbação de modo a reforçar a estabilidade transitória, e de modular o campo do gerador de modo a melhorar a estabilidade a pequenos sinais.

#### 2.4.1 – Componentes de um Sistema de Excitação

Nesta seção uma descrição sucinta dos subsistemas componentes de um sistema de excitação é dada. A Figura 2.7 mostra o diagrama de blocos dos controles de um sistema de excitação típico utilizados em geradores síncronos.

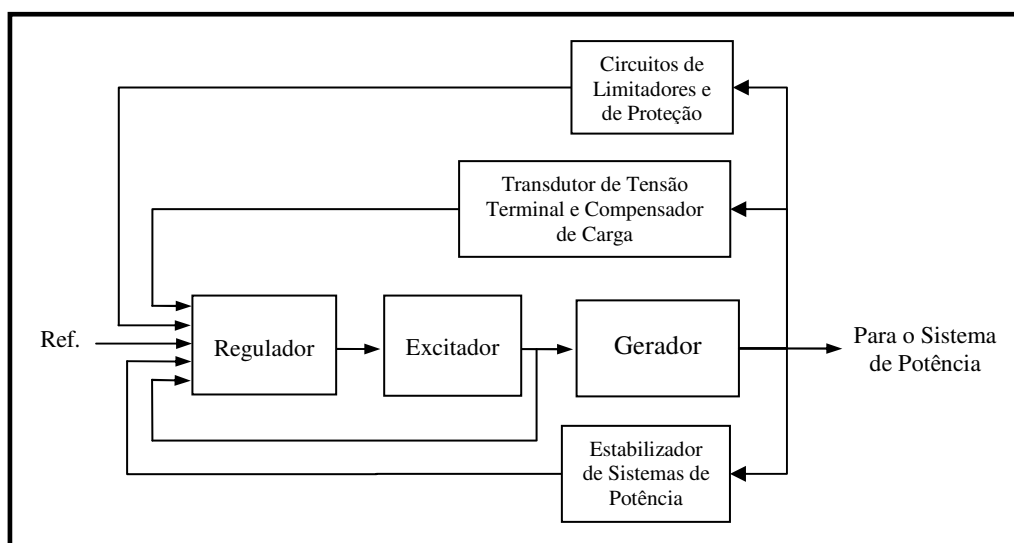


Figura 2.7 – Diagrama de Blocos de um Sistema de Controle de Excitação de um Gerador Síncrono.

Fonte: Adaptado de Kundur (1994, p. 317).

- **Excitatriz:** Fornece a potência cc para o enrolamento da máquina síncrona, constituindo o estágio de potência do sistema de excitação;
- **Regulador:** Processa e amplifica o sinal de entrada do controlador para certo nível, e gera o sinal de controle apropriado para o excitador, incluindo funções de regulação e estabilização do sistema de excitação;
- **Transdutor de Tensão e Compensador de Carga:** mede a tensão terminal do gerador, através da retificação e filtragem para uma grandeza dc, compara-a com um valor de referência que consiste no valor da tensão terminal desejada. Também é realizada compensação de carga, caso deseje-se manter tensão constante em algum ponto eletricamente remoto da tensão terminal;
- **Estabilizador de Sistemas de Potência:** fornece um sinal de entrada adicional ao regulador com objetivo de amortecer oscilações no sistema de potência. Dentre os sinais normalmente utilizados como entrada são: desvio de velocidade do rotor, potência elétrica ativa, potência acelerante, etc.
- **Limitadores e Circuitos de Proteção:** Inclui-se uma ampla faixa de equipamentos com funções de controle e proteção os quais asseguram que os limites de capacidade do excitador e do gerador síncrono não sejam excedidos. Dentre as funções mais usadas estão: limitadores de corrente de campo, limitador de excitação máxima, subexcitação, etc.

#### 2.4.2 – Efeitos do Sistema de Excitação sobre a Estabilidade

A questão do controle da excitação é um pouco mais complicada devido a um conflito nos requisitos de controle nos instantes seguintes ao início de um transitório. Nos primeiros ciclos estes requisitos podem ser significativamente diferentes daqueles necessários após alguns segundos. Sabe-se da literatura que um maior esforço de controle em um curto período pode levar a causar instabilidade em instantes posteriores, o que sugere que os estudos de controle de excitação estão divididos em dois problemas distintos: o problema transitório (*short-term*) e o problema long-term (alguns autores chamam de estabilidade dinâmica, contudo não é uma terminologia universal), explicados na seção 2.2; normalmente os dois problemas são tratados separadamente, onde para o primeiro caso exige-se uma atuação muito rápida do sistema de excitação, em detrimento ao segundo caso em que o tempo de reconhecimento de uma ação desejada da excitação, para amortecimento de oscilações, leva ao aparecimento de um

inevitável atraso, que durante este tempo, oscilações no sistema podem exigir já nova atuação da excitação, causando uma reação adversa à estabilidade desejada. Dessa forma, alguns sistemas mostram-se menos oscilatórios com reguladores de tensão desligados.

Como explicado nas seções anteriores, importantes fatores, que influenciam no desempenho do sistema de potência nos problemas de estabilidade, são o comportamento da máquina e as relações dinâmicas de potência da rede. Desse modo, considera-se nestas análises que a potência suprida pela fonte primária de energia não apresenta variações durante o período de interesse, portanto o efeito do controle de excitação no período pós-contingência depende de sua capacidade em ajudar o gerador a manter sua potência de saída no período de interesse.

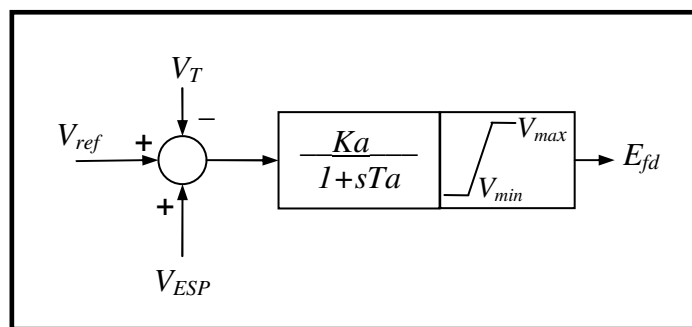
Se um transitório de uma contingência é iniciado por uma falta, a reação da armadura tende a diminuir o enlace de fluxo do enrolamento de campo principal, principalmente para geradores eletricamente próximos do local da falta. Por outro lado o regulador de tensão tende a forçar o sistema de excitação a elevar o nível de fluxo, dessa forma, enquanto a falta ainda não está sanada o efeito de reação da armadura e de ação do regulador de tensão tendem a oporem-se. Estes efeitos, juntamente com uma constante de tempo efetiva grande do enrolamento de campo principal, resultam em um enlace de fluxo aproximadamente constante durante o primeiro balanço de 1 segundo ou menos, ou seja, a presença do regulador de tensão tende a segurar o enlace de fluxo em um nível constante, e os efeitos de reação da armadura são particularmente manifestados durante uma falta devido à grande potência reativa de saída do gerador.

Desde a década de 40 sabe-se que o controle da excitação pode aumentar os limites de estabilidade de geradores síncronos. Entretanto, outra maneira de olhar para o mesmo problema é notar que sistemas de excitação rápidos permitem operações com altas reatâncias no sistema. Para excitatrizes realizarem esta função, eles precisam apresentar alto ganho.

Os reguladores de tensão realizam a melhora do torque sincronizante, contudo seu efeito no torque de amortecimento é pequeno. Nos casos em que o sistema exhibe características de amortecimento negativo, o regulador de tensão normalmente agrava a situação aumentando o amortecimento negativo. Dessa forma, sinais suplementares introduzem torques de amortecimento artificiais e reduzem as oscilações entre máquinas e entre áreas. Estes sinais devem ser aplicados com relação apropriada de fase para

compensar o atraso de fase excessivo, e dessa forma melhora o amortecimento do sistema nas frequências desejadas, e que são produzidos pelo Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), explicado na seção 2.5.

Modelos muitos diferentes de RAT têm sido desenvolvidos para representar os vários tipos utilizados em sistemas de potência. O IEEE definiu vários tipos de RAT [Arrilaga, 1983], contudo um modelo que tem se mostrado satisfatório para os estudos de estabilidade implementados neste trabalho, fora derivado a partir do modelo Tipo 1 onde se considera a excitatriz estática, com constante de tempo consideravelmente baixa e ganho elevado, como mostra a Figura 2.8.



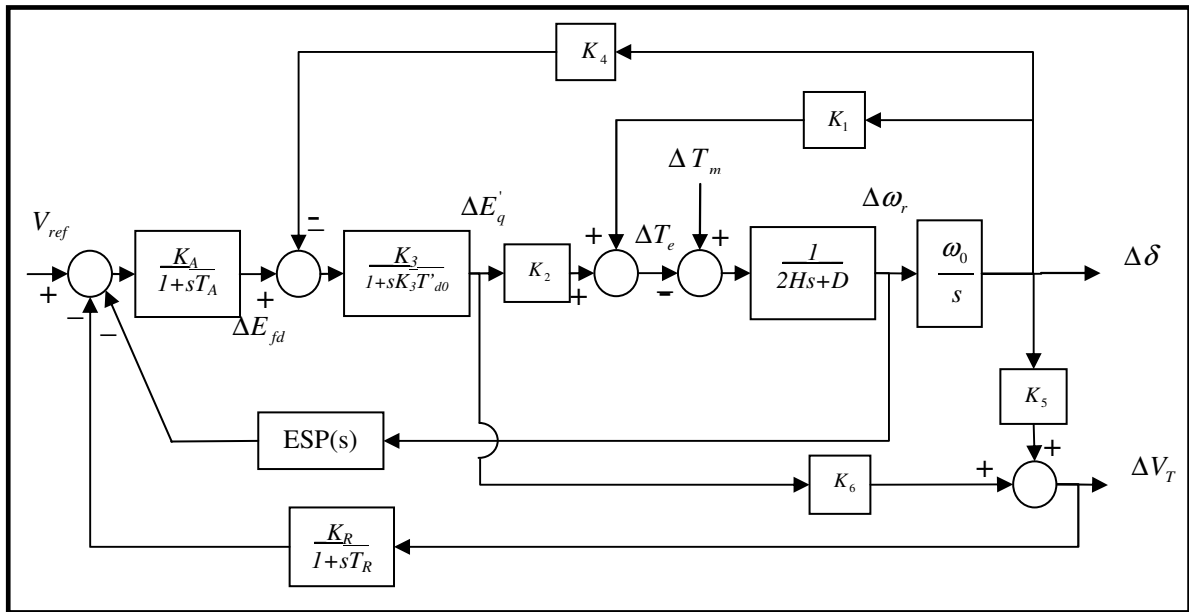
**Figura 2.8** – Diagrama de Blocos de um modelo de sistema de excitação com excitatriz estática a tiristores.

Fonte: Adaptado de Arrilaga (1983, p. 215).

## 2.5 – Estabilizador de Sistemas de Potência

Ao longo de décadas de experiência pesquisadores e engenheiros aprenderam que o amortecimento de sistemas pode ser melhorado por sinais artificiais aplicados através do sistema de excitação. Dessa forma, nesta seção preocupa-se em tratar do Estabilizador responsável pela geração deste sinal.

A função básica do estabilizador de sistema de potência (ESP) é adicionar amortecimento às oscilações do rotor do gerador por meio de controle da excitação fazendo uso de sinais auxiliares de estabilização. O digrama de blocos, mostrado na Figura 2.9, ilustra a inclusão do ESP no digrama linearizado da Figura 2.6, explicado na seção 2.3. Como um dos fins do ESP é introduzir uma componente de torque de amortecimento, de forma a controlar a excitação do gerador, um sinal logicamente possível de se utilizar seria o desvio de velocidade  $\Delta\omega_r$ . Contudo outras entradas também são possíveis de serem utilizadas como explicado na seção 2.5.1.



**Figura 2.9** – Modelo Linearizado Heffron-Phillips com a inclusão do ESP.

Fonte: Adaptado de Anderson (2003, p. 340).

### 2.5.1 Sinais de Entrada para o ESP

A escolha para a variável utilizada como entrada do ESP depende bastante do quão representativa esta variável é para o sistema, sendo capaz de explicitar os modos de oscilações as quais o sistema está submetido. Os três tipos de entrada mais comuns utilizados pelo ESP são: desvio de velocidade do rotor, a potência acelerante ou desvio de frequência. Cada um desses sinais apresenta características peculiares as quais justificam sua utilização para diferentes modos de oscilações com baixo amortecimento.

O desvio de velocidade mostra-se, dentre as opções, um dos mais citados na literatura, como em [Kundur, 1994] e [Anderson et al, 2003]. Oscilações de frequências típicas de modos torsionais podem ser medidas no sinal de velocidade.

O sinal de frequência é mais sensível aos modos de oscilação inter-área, comparando-se com os modos intra-planta e modos locais. Assim, com o sinal frequência é possível obter uma maior contribuição de amortecimento das oscilações entre áreas comparando-se com o sinal de velocidade.

O sinal de potência é bastante utilizado como entradas em estabilizadores, contudo é considerado o sinal que apresenta a menor interação com os modos torsionais. Adicionalmente, uma desvantagem com o ESP com o sinal de potência de

entrada é que respondem à variações lentas de rampa na potência de saída do gerador realizada pelo operador do sistema[Rogers,2000].

O estabilizador apresenta como entrada o sinal de potência acelerante, que é proporcional às variações do rotor segundo explicita a equação de swing 2.15:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2H} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt \quad (2.15)$$

Sendo  $\Delta\omega$  o desvio de velocidade,  $H$  a constante de inércia da máquina síncrona,  $\Delta P_m$  e  $\Delta P_e$  são as variações na potência mecânica e elétrica, respectivamente.

### 2.5.2 Estrutura do ESP Clássico

A função de transferência do ESP deve apresentar circuitos de compensação de fase adequados para compensar o atraso de fase entre a entrada do sistema de excitação e o torque (potência) elétrico, sendo o caso ideal quando a fase da função de transferência do ESP é exatamente igual à fase inversa de GEP(s), função de transferência que incorpora características do excitador e do gerador, resultando em um puro torque de amortecimento na frequência de oscilação de interesse. Para ilustrar a estrutura básica de um estabilizador de sistema de potência, é mostrado na Figura 2.10 o diagrama de blocos cuja entrada pode ser uma variável representativa de oscilações eletromecânicas no sistema, comentadas na seção 2.5.1, e cuja saída é aplicada diretamente sobre o sistema de excitação. Saída esta do estabilizador, que deve ser limitada para fins de não causar uma atuação excessiva sobre o campo da máquina e garanta os fins de estabilidade, segundo implicações dos efeitos comentados na seção 2.4.

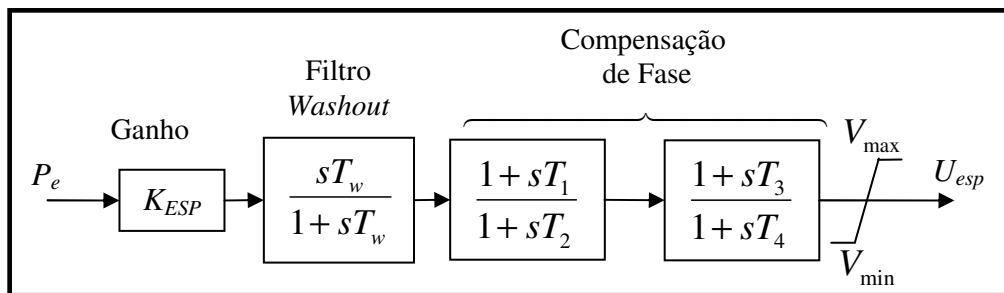


Figura 2.10 - Estrutura Clássica de um Estabilizador de Sistema de Potência.

Como se observa na Figura 2.10, a estrutura clássica do ESP consiste de três blocos: os blocos da rede avanço/atraso que proporcionam a compensação de fase, o bloco do filtro *washout* e o bloco de ganho do estabilizador.

O bloco de compensação de fase fornece a característica de avanço ou atraso apropriado para compensar os defasamentos entre a entrada do excitador e o torque elétrico do gerador, representados pela função de transferência  $GEP(s)$ , discutido na seção 2.3. A Figura 2.10 mostra dois blocos de 1ª ordem utilizados para realizar a compensação de fase desejada, onde o objetivo da síntese do compensador é determinar  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ , além do ganho  $K_{ESP}$ .

O bloco de filtro washout realiza a função de um filtro passa - alta, cuja constante de tempo  $T_w$  é adequadamente projetado para passar somente os sinais de frequência associados com as oscilações do rotor, e filtrando todos os outros sinais com frequências muito baixas de modo que o valor dc do sinal de entrada seja removido resultando apenas nas variações do sinal que entra no ESP. Isto permite que o ESP somente às variações do sinal de entrada.

O ganho do estabilizador  $K_{ESP}$  é responsável por determinar a quantidade de amortecimento introduzido no sistema pelo ESP. Este quando bem projetado leva ao máximo amortecimento para uma dada condição de operação, contudo seu valor não pode ser aumentado indefinidamente, havendo restrições de limitação devido a outras considerações, como a atuação excessiva sobre o sistema de excitação.

A análise linearizada permite o estudo da estabilidade a pequenos sinais, inclusive com o efeito da presença do ESP. Contudo o estabilizador deve ser projetado adequadamente, como mostrado a seguir na seção 2.5.3, de modo que assegure que a estabilidade do sistema como um todo seja melhorada, não somente para a estabilidade a pequenos sinais.

O projeto de sintonia para a estrutura clássica em um determinado ponto de operação, é mostrado no apêndice A.

## 2.6 – Conclusão

Neste capítulo foram apresentados e resumidamente explanados os tópicos principais pertinentes ao assunto de estabilidade de sistemas de potência. Os tipos de estabilidade foram tocados, bem como uma breve descrição dos principais conceitos e



elementos envolvendo sistemas de excitação, e sua influência sobre o sistema. Os principais aspectos encontrados na literatura acerca da modelagem das máquinas síncronas e de sistemas elétricos de potência, assim como uma análise para o comportamento dinâmico para o sistema máquina- barra infinita é feita na seção 2.4. Conclusivamente o capítulo é finalizado com os conceitos fundamentais acerca de estabilizadores de sistema de potência (ESP): estrutura clássica, tipos de sinais utilizados e um resumo de projeto baseando-se na fase do sistema linearizado a ser compensada pelo ESP.

A seguir, o Capítulo 3 é voltado à discussão sobre o assunto de identificação de sistemas: conceitos, serventia, etapas necessárias; bem como a utilidade para os fins de controle que se busca nesse trabalho.

## CAPÍTULO III

### PRINCÍPIOS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS

#### 3.1 – Introdução

O conhecimento e a obtenção de modelos matemáticos tem se tornado cada vez mais fundamental para a ciência e a engenharia, devido à crescente complexidade que os processos tem se encontrado. Um modelo é muito útil por ser uma forma compacta de resumir o conhecimento sobre um determinado processo, para fins de análise, projeto ou mesmo entendimento do sistema. Em face disso, é interessante destacar considerações freqüentes feitas em modelagem de processos: um modelo apresenta apenas algumas, mas não todas, características do sistema real, ou seja, o modelo desenvolvido para determinado processo é uma representação aproximada. Outra importante questão se dá no tocante ao compromisso entre precisão e complexidade do modelo, pois na maioria dos casos não é possível encontrar um modelo completo ou mesmo com muitas características do processo. Dessa forma, dentre as considerações feitas para a obtenção de modelos aproximados estão: a linearidade, onde se considera que o sistema obedece ao princípio da superposição, pelo menos para uma região relativamente pequena de pontos de operação; e invariância no tempo, onde é considerada a premissa de que existe uma lei (dinâmica), que não varie com o tempo, relacionando causa e efeito, em que um deslocamento na entrada do sistema causa um deslocamento igual em sua saída.

Dentre as metodologias de construção de modelos matemáticos existe a que utiliza leis físicas, também conhecida como modelagem caixa branca, a qual requer conhecimento aprofundado sobre o processo, com base em leis físicas. Outra metodologia baseia-se em uma abordagem experimental para modelagem do processo conhecida como identificação, onde a determinação do modelo de um sistema dinâmico é feita a partir de medições de sua entrada e saída. Da primeira abordagem o principal problema é de encontrar os estados do sistema sendo desvantajosos as dificuldades excessivas e o consumo de tempo para construção de tal modelo, o que justifica a segunda abordagem, pelo fato de nenhum ou quase nenhum conhecimento prévio ser exigido sobre a planta. Neste trabalho dar-se-á enfoque à segunda abordagem como mostrado nas seções e capítulos seguintes.

### 3.2 – Identificação de Sistemas

Identificação de sistemas consiste em determinação de modelos matemáticos que representem os aspectos essenciais do sistema, através do processamento de sinais disponíveis de entrada  $u(k)$  e saída  $y(k)$ , de um determinado sistema, e que estão relacionadas com a obtenção de uma representação, tanto na forma de função de transferência quanto na forma de espaço de estados [Ljung,1999].

Adicionalmente, para fins de projetar sistemas de controle baseados em modelo do processo, os modelos matemáticos encontrados para representar a planta não precisam ser extremamente detalhados, devendo satisfatoriamente representar a relação de causa e efeito presente nos dados, fortemente influenciada pelos modos dominantes, que regem uma dada planta, e por fim que se realize um projeto de controlador eficientemente de maneira a atender as especificações desejadas.

Dentre as várias metodologias utilizadas e modelos a serem obtidos em identificação de sistemas estão: identificação pelo teste de resposta ao degrau, resposta em frequência, identificação *on-line* e *off-line* [Coelho, 2004]. Neste trabalho dar-se-á ênfase a este último procedimento, para obtenção de modelos discretos paramétricos do processo. Dessa forma, o processo de identificação de um sistema é formado pelas seguintes etapas principais:

- Escolha dos sinais de excitação e coleta de dados, seção 3.3;
- Seleção da estrutura e representação matemática e a ser usada pelo modelo, seção 3.4;
- Estimação dos parâmetros do modelo, seção 3.5, e por fim;
- Validação do modelo identificado, seção 3.6.

### 3.3 – Escolha dos Sinais de Excitação e Aquisição de Dados

Na realização da coleta de dados de entrada e saída de sistemas, para fins de identificação, é essencial a seleção de um sinal de excitação com um rico espectro de frequência de modo a cobrir a largura de banda referente aos fenômenos de interesse da planta a ser identificada. Normalmente utiliza-se uma pequena amplitude no sinal de teste, pois em campo as variações aceitas nas magnitudes de sinais de entrada são extremamente restritas em sistemas reais, de modo a não interferir adversamente na

qualidade do produto. Uma solução padrão na prática é obtida com o uso de sinais do tipo “seqüência binária pseudo aleatória” [Aguirre, 2007].

Uma seqüência binária pseudo aleatória (SBPA) ou PRBS (do inglês, *pseudo-random binary sequence*) é uma seqüência de pulsos retangulares, modulados em largura, na qual o espectro aproxima-se do espectro de um ruído branco em uma faixa de freqüências de interesse. A seqüência SBPA é gerada através do uso de registradores de deslocamento com realimentação, como é ilustrado na figura 3.1, sendo facilmente implementável computacionalmente.

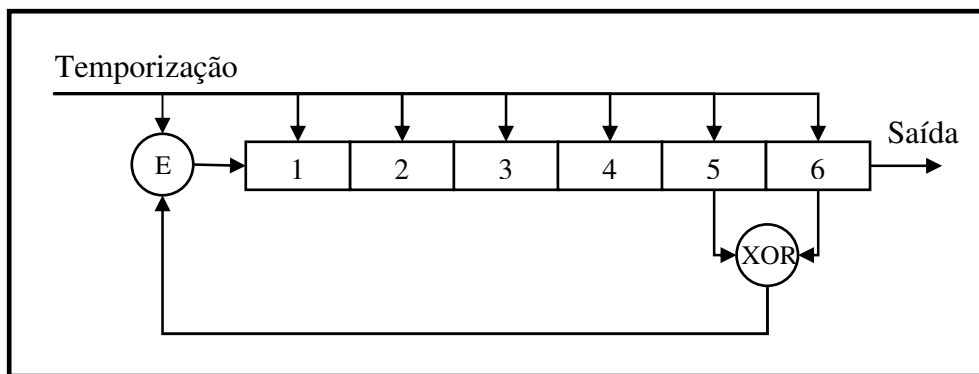


Figura 3.1 – Circuito para gerar sinais SBPA.

A cada período de atualização, chamado “ $T_{bit}$ ”, o algoritmo de geração da seqüência SBPA desloca os bits em direção à saída do registrador, atualizando-a com o valor do último bit e colocando no lugar do primeiro bit, obtido do resultado da operação e (E) e ou - exclusivo (XOR). Os bits do registrador que são usados na operação XOR são definidos de acordo com o número de células “ $N$ ”, como se pode visualizar na tabela 3.1 [Aguirre, 2007].

O numero de bits (ou células) do registrador de deslocamento é denotado como “ $N$ ” na tabela 3.1. O período de geração de cada amostra da seqüência SBPA não deve ser menor do que o tempo de acomodação do sistema que está sendo identificado, caso contrário, o sistema “perceberá” a periodicidade do sinal PRBS reduzindo, assim, as propriedades de aleatoriedade desejáveis do sinal de teste [Aguirre, 2007].

O intervalo de geração das amostras da seqüência SBPA,  $T_{bit}$ , deve ser compatível com a menor constante de tempo de interesse. Se  $T_{bit}$  for muito grande, o sistema interpretará o sinal PRBS como um degrau, sinal de características pobres para a maioria dos métodos de identificação. Por outro lado, se  $T_{bit}$  for muito curto, o

sistema não terá tempo de responder a uma transição antes de chegar à próxima. Um resultado heurístico que normalmente fornece bons resultados sugere que  $T_{bit}$  seja escolhido conforme apresentado na tabela 3.1.

**Tabela 3.1** – Conexões para gerar sinais de seqüência m.

Fonte: Luis Antonio Aguirre, 2007.

$N$	$2^N - 1$	Bits usados pela porta OU - Exclusivo
2	3	1 e 2
3	7	2 e 3
4	15	3 e 4
5	31	3 e 5
6	63	5 e 6
7	127	4 e 7
8	255	2, 3, 4 e 8
9	511	5 e 9
10	1023	7 e 10
11	2047	9 e 11

O intervalo entre bits,  $T_{bit}$ , deve ser compatível com a menor constante de tempo de interesse. Se  $T_{bit}$  for muito grande, o sistema interpretará o sinal PRBS como um degrau, sinal de características pobres para a maioria dos métodos de identificação. Por outro lado, se  $T_{bit}$  for muito curto, o sistema não terá tempo de responder a uma transição antes de chegar à próxima. Um resultado heurístico que normalmente fornece bons resultados sugere que  $T_{bit}$  seja escolhido conforme

$$\frac{\tau_{\min}}{10} \leq T_{bit} \leq \frac{\tau_{\min}}{3}, \quad (3.1)$$

Sendo que  $\tau_{\min}$  é a menor constante de tempo de interesse do processo em estudo. Com a constante de tempo observada, após uma resposta ao degrau por exemplo, pode-se determinar o valor de  $T_{bit}$  de acordo com o intervalo definido na equação 3.1 acima. Na identificação de sistemas lineares, é comum escolher  $T_{bit}$  mais perto do limite inferior [Aguirre, 2007].

O valor do número de células do registrador,  $N$ , e  $T_{bit}$  são escolhidos de acordo com uma faixa efetiva de frequências desejada que se deseja excitar, como mostrado na equação 3.2 [Horowitz e Hill, 1989].

$$f_{\min} = \frac{1}{(2^N - 1)T_{bit}} \leq f_{desejada} \leq \frac{1}{3T_{bit}} = f_{\max} \quad (3.2)$$

Quando se deseja cobrir uma faixa suficientemente ampla de frequências, dada a natureza de cada sistema, a frequência máxima ( $f_{max}$ ) e a frequência mínima ( $f_{min}$ ) podem ser escolhidas como uma distância de uma ou duas décadas, mostrado na equação 3.3.

$$f_{\min} = \frac{f_{\max}}{10} \quad (3.3)$$

Assim, pode-se obter o valor de  $N$  segundo a equação 3.4. Caso resulte em um valor fracionário para  $N$ , arredonda-se para o inteiro mais próximo:

$$\frac{1}{(2^N - 1)T_{bit}} = \frac{1}{3T_{bit}} \frac{1}{10} \quad (3.4)$$

### 3.4 – Seleção da Representação Matemática e Estrutura do Modelo

#### 3.4.1 – Escolha da Representação Matemática

Há diversas maneiras de representar o mesmo modelo matemático, ou seja, há várias formas de escrever as equações que descrevem o comportamento do sistema. Quando o objetivo é obter um modelo linear em torno de um ponto de operação, através de dados amostrados, pode-se utilizar um modelo paramétrico linear discreto, como o modelo auto-regressivo com entradas externas (ARX, do inglês *autoregressive with exogenous inputs*). Um modelo ARX é representado no domínio do tempo discreto pela seguinte equação em 3.5 [Aguirre, 2007].

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + v(k) \quad (3.5)$$

Onde  $q^{-1}$  representa o operador atraso,  $y(k)$  e  $u(k)$  são respectivamente os sinais de entrada e saída do sistema,  $v(k)$  é um ruído considerado branco e  $d$  o atraso de transporte considerado ao sistema.  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$  são polinômios em  $q^{-1}$ , tendo como coeficientes os parâmetros do modelo a ser encontrado, na forma das equações 3.6 e 3.7:

$$B(q^{-1}) = b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (3.6)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (3.7)$$

Sendo  $n_a$  e  $n_b$  são as constantes que definem a ordem e a complexidade do modelo. A figura 5.4 ilustra um diagrama em blocos de um modelo ARX.

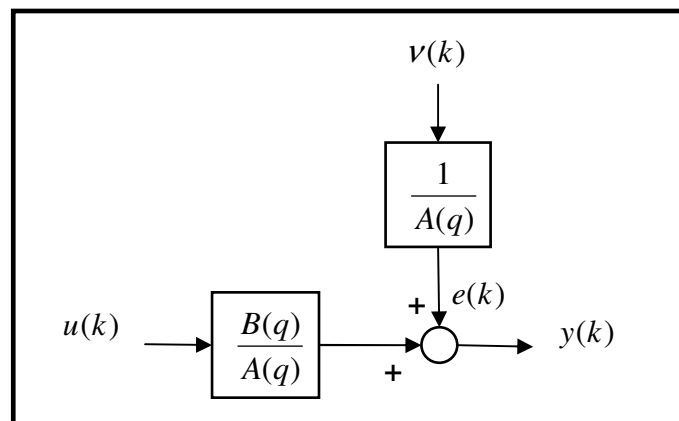


Figura 3.2 – Diagrama em blocos de um modelo ARX.

### 3.4.2 – Seleção da Estrutura do Modelo

A seleção da estrutura, ou o quão complexo o modelo será, revela-se como um problema de determinação do número de parâmetros, ou seja,  $n_a$  e  $n_b$  das equações 3.6 e 3.7. Existem na literatura diversos procedimentos para auxiliar na escolha da estrutura que resulte em um bom modelo que melhor se aproxime do sistema real, dentre eles destaca-se os métodos de informação de *Akaike* e *Bayesiana* [Aguirre, 2007], e os que se baseiam na variância do erro de predição residual. [Landau, 2006]. Este último se dará maior atenção, por ser uma técnica muito geral que pode ser aplicado a uma larga variedade de estruturas de modelos.

A idéia por trás da seleção da estrutura é manter a ordem do modelo tão baixa quanto possível, e após a estimação de  $n_a$  e  $n_b$ , analisar a evolução da variância do erro de predição residual em função do número de parâmetros ( $n_a + n_b$ ), dada pela equação 3.8.

$$R(0) = E\{\varepsilon^2(t)\} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon^2(t) \quad (3.8)$$

A curva originada pela expressão 3.8 deve apresentar um “cotovelo” perceptível seguido por um segmento de reta aproximadamente horizontal, o que indica que a partir deste ponto um aumento no número de parâmetros não irá melhorar consideravelmente o desempenho do modelo. O procedimento que se faz é considerar valores iniciais de  $n_a$  e  $n_b$  e calcula-se o valor da variância do erro residual  $R(0)$ . Em seguida repetem-se estes procedimentos incrementando-se os valores de  $n_a$  e  $n_b$ , não simultaneamente, recalculando-se  $R(0)$ . Assim que o valor da variância diminuir consideravelmente, para um aumento de uma unidade no número de parâmetros, esta complexidade deve ser selecionada [Landau 2006], Um exemplo é mostrado na figura 3.3 para um dado conjuntos de dados com estudo da variância do erro da saída para variação da complexidade do modelo até 7ª ordem, com valores normalizados.

### 3.5 – Método Mínimos Quadrados para Estimação Paramétrica

O método de mínimos quadrados (MQ), também conhecido como mínimos quadrados não-recursivo, é um dos mais conhecidos e mais utilizados em diversas áreas de ciência e tecnologia. Este método consiste basicamente em determinar parâmetro(s) desconhecido(s) de uma equação, minimizando a soma dos quadrados dos resíduos (definido como o erro entre valores medidos e estimados).

Supondo-se que existe um conjunto de par de dados  $(x_i, y_i)$ , com  $i = 1, 2, \dots, n$ , que foram aferidos de um sistema dinâmico, pode-se representá-lo por uma função  $f$  que satisfaça à condição explicitada na equação 3.9.

$$f(x_i) = \hat{y}_i \approx y_i \quad (3.9)$$



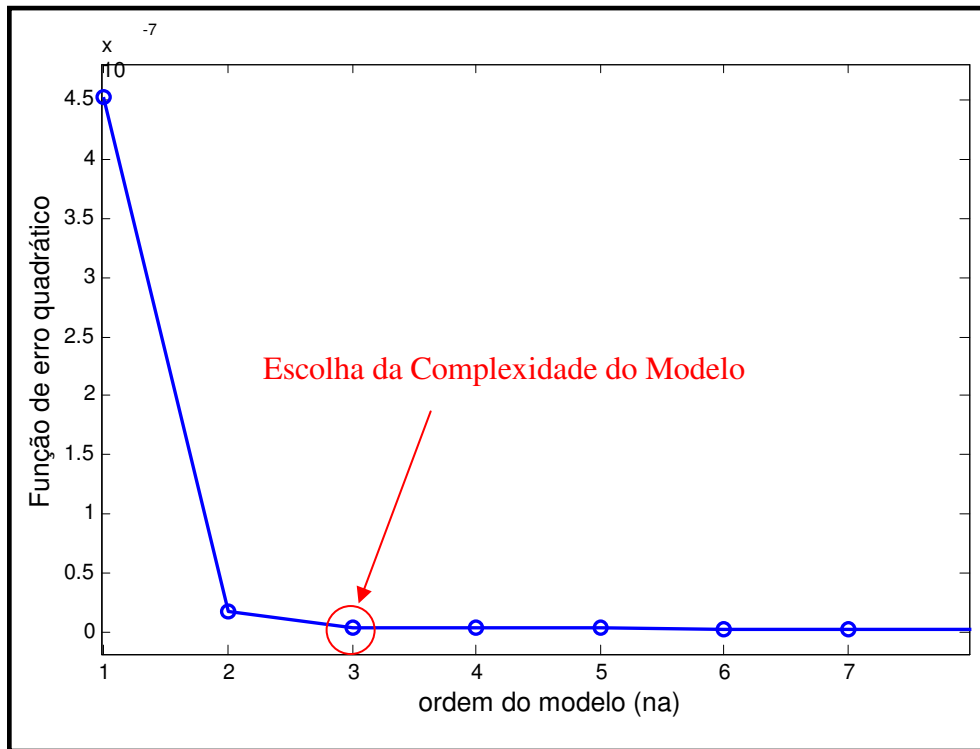


Figura 3.3 – Função do erro quadrático de acordo com a ordem do modelo.

onde  $x_i$  e  $y_i$  são respectivamente os valores de entrada e saída medidos no sistema, e  $\hat{y}_i$  são os valores de saída calculados pelo modelo. Deste modo, é possível calcular os parâmetros ótimos da função  $f$  através do método de mínimos quadrados, minimizando a soma dos quadrados dos resíduos, segundo a equação 3.10.

$$S = \sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2 \quad (3.10)$$

Considerando o modelo do sistema representado na forma de equação de diferenças 3.11:

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-1) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n) + \xi(k) \quad (3.11)$$

Tem-se os termos  $y(k-n)$  relativos aos regressores da saída do processo, os termos  $u(k-n)$  relativos à entrada do processo,  $\xi(k)$  é o erro considerado como ruído branco, e  $a_n$  e  $b_n$  são os parâmetros de ordens  $n_a$  e  $n_b$ , respectivamente, que devem ser estimados no processo de identificação. Expressando a equação (3.11) na forma matricial e desmembrando-as, temos as matrizes 3.12-3.15:

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n_a} \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{n_b}] \quad (3.12)$$

$$Y^T = [y(n) \ y(n+1) \ \dots \ y(n+N-1)] \quad (3.13)$$

$$\Phi^T = [\phi^T(0) \ \phi^T(1) \ \dots \ \phi^T(n+N-1)] \quad (3.14)$$

$$\xi^T = [\xi(n) \ \xi(n+1) \ \dots \ \xi(n+N-1)] \quad (3.15)$$

onde  $\phi(t)$  pode ser decomposto como na equação 3.16:

$$\phi(t) = [-y(t-1) \ -y(t-2) \ \dots \ -y(t-n_a) \ u(t-1) \ u(t-2) \ \dots \ u(t-1-n_b)]^T \quad (3.16)$$

Assim, pode-se reescrever a equação (3.11) na forma matricial da expressão 3.17.

$$y = \Phi\theta + \xi \quad (3.17)$$

Como o objetivo é minimizar o vetor de erros  $\xi$ , tornando assim a resposta mais precisa, o somatório do quadrado dos erros é expresso através da função custo, equação 3.18:

$$J = \xi^T \xi = \sum_{k=1}^N \xi^2(k) \quad (3.18)$$

e o vetor de parâmetros a serem estimados  $\theta$  é calculado como:

$$\theta = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y \quad (3.19)$$

De posse dos dados de entrada e saída coletados em campo com a Unidade Hidro-Geradora 08 da UHE de Tucuruí interligado ao SIN, este algoritmo pode ser aplicado para que um modelo ARX seja encontrado, de modo a representar o comportamento desejado da dinâmica deste sistema.

### 3.6 – Validação

Pode-se definir a validação como o procedimento de verificação se os modelos obtidos, em todas as etapas anteriores do processo de identificação, incorporam ou não as características de interesse do sistema original. [Aguirre, 2007].

Dentre ferramentas úteis na validação, neste trabalho, de modelos ARX priorizar-se-á: comparação entre a saída aferidas do sistema real e a saída do modelo estimado, e a análise das funções de correlação dos resíduos.

A comparação entre as saídas é feita no domínio do tempo e utiliza uma parte dos dados diferentes daqueles utilizados para a etapa de estimação paramétrica do modelo. Já a análise de resíduos designa um conjunto de testes que são efetuados para verificar se os resíduos têm características aleatórias ou não. Sabendo-se que os resíduos são a parte dos dados que o modelo estimado não conseguiu explicar, se ao testar o vetor de resíduos for verificado que se trata de uma variável aproximadamente aleatória, isso significa que não há informação útil nos resíduos, ou seja, o modelo capturou toda a informação da dinâmica do sistema contida nos dados usados na identificação. Por outro lado, se os resíduos não forem brancos (aleatórios) ou coloridos (pseudo-aleatório), haverá informação neles indicando que o modelo não conseguiu capturar tudo que era possível nos dados [Aguirre, 2006].

Da equação (3.17) podemos definir o vetor de resíduos como, na equação 3.20:

$$\xi = y - \Phi\theta \quad (3.20)$$

Do ponto de vista de validação de modelos, a motivação de se verificar quão aleatórios são os resíduos pode ser entendida lembrando-se que os resíduos são a parte dos dados que o modelo não conseguiu explicar. O modelo deve ter tudo o que for explicável nos dados. Se isso ocorrer, os resíduos conterão apenas aquilo que não é explicável e, conseqüentemente, serão brancos pelo menos de forma aproximada. Dessa forma, pode-se afirmar que um vetor de resíduos, equação 3.20, se comportam de forma aproximada como ruído branco se a sua função de autocorrelação for nula para todos os valores de atraso, exceto iguais a um, ou seja,  $r_{\xi\xi}(k) = 0, \forall k \neq 0$ , assim com a função de correlação cruzada dos resíduos com a entrada deve ser estatisticamente nula para todos os valores de atraso, ou seja,  $r_{u\xi}(k) = 0, \forall k$ , [Aguirre, 2006].

### 3.7 – Conclusão

Este capítulo teve como objetivo essencial apresentar de forma resumida os principais conceitos e embasamento matemático que permeia o assunto de identificação de sistemas dinâmicos.

Durante esta etapa de realização deste trabalho, preocupou-se em obter um modelo matemático que relacionasse o sinal de potência elétrica ativa com o sinal referente à tensão a ser aplicada no somador de um sistema de excitação e regulador de tensão (RAT) da unidade geradora na qual se realizou testes em campo da UHE de Tucuruí.

De posse deste modelo, procede-se a etapa de projeto de um controlador digital com estrutura RST, para posicionamento de pólos a fim de se obter os efeitos de regulação desejados e conseqüentemente a realização do amortecimento do modo de oscilação eletromecânica observado nos ensaios em campo. Dessa forma, o capítulo 4 será voltado à apresentação dos aspectos fundamentais pertinentes à análise do modelo obtido na etapa de identificação, assim como os tópicos teóricos principais para a síntese do controlador digital RST com deslocamento de pólos, de modo a se obter o atendimento das especificações de estabilidade e desempenho desejados.

## CAPÍTULO IV

### CONTROLE DIGITAL VIA ALOCAÇÃO POLINOMIAL DE PÓLOS

#### 4.1 – Introdução

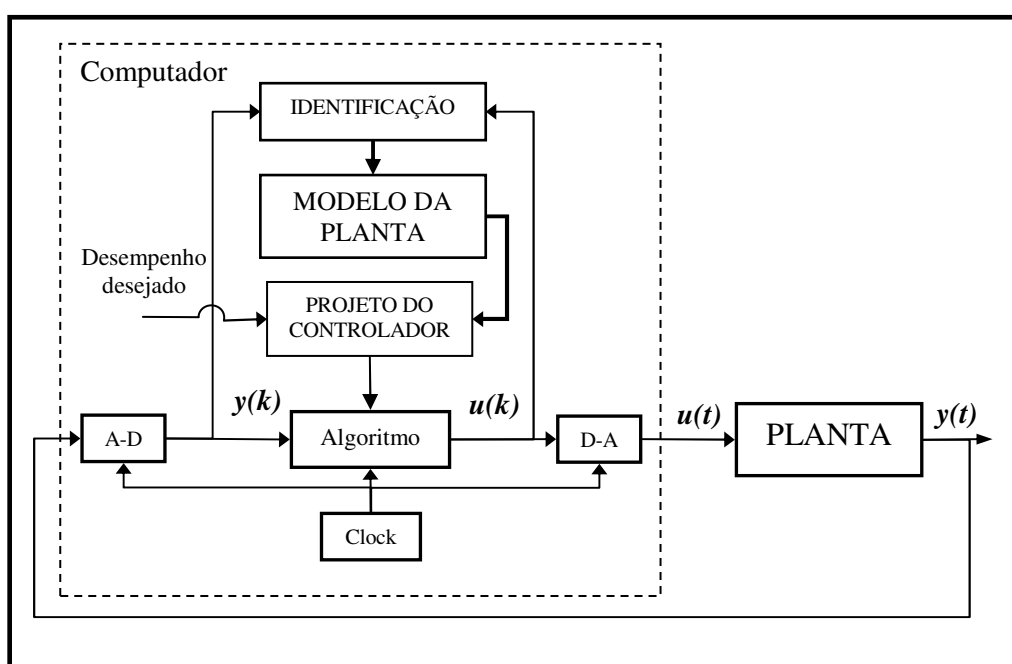
Os sistemas de controle desfrutam de um importantíssimo papel no desenvolvimento e avanço da tecnologia na civilização moderna. Tais sistemas são encontrados em abundância em todos os setores da indústria, da qualidade de produtos manufaturados, linha de montagem automática, tecnologia espacial e bélica, sistemas de transporte, robótica, nanotecnologia e muitos outros [Kuo, 2003], inclusive controle de sistemas elétricos de potência, onde se inclui o foco do presente trabalho.

Neste contexto, nas últimas décadas a tecnologia proeminente tem sido aplicações realizadas com sistemas de controle implementados. Tais algoritmos podem ser implementados tanto como aproximações de sistemas de controle analógicos, ou mesmo com técnicas abordadas diretamente no âmbito do domínio de tempo discreto. Sistemas controlados por computador representam a saída do processo por um valor numérico quantizado obtido de um sinal contínuo  $y(t)$ , através de conversores analógico para digital (**A-D**), sendo a conversão feita num dado período de amostragem  $T_s$ . O computador interpreta esse sinal como uma seqüência de números  $y(k)$ , em seguida processando-o de acordo com um determinado algoritmo de controle, de modo que atenda às especificações de desempenho. E, por fim, gera em sua saída outra seqüência numérica  $u(k)$ , que também é então convertida para um sinal analógico de controle,  $u(t)$ , através do uso de conversores digital para analógico (**D-A**). Ambos os eventos são sincronizados segundo um contador (*clock*) no computador [Astrom, 1997], como ilustra a figura 4.1.

Quando se refere a computador denota-se neste texto um hardware capaz de realizar leituras de sinais analógicos, que tenha a capacidade de escrita do algoritmo de controle em dada linguagem de programação e que seja capaz de gerar sinais de saída analógicos proporcionais aos valores numéricos calculados pelo algoritmo de controle. Dessa forma, para tal pode-se utilizar: um PC com placa de aquisição de dados e de geração de sinais, ou um controle embarcado baseado em microcontrolador com periféricos para conversão A-D, contadores/temporizadores, geração de sinais

modulados em largura de pulso (PWM) ou módulo de comunicação serial de dados (SPI).

É necessário desenvolver um projeto eficiente e uma metodologia de implementação, que utilize as vantagens e características fornecidas pelo controle por computador. Diante deste cenário destaca-se a metodologia baseadas em identificação de sistemas e uma forma padrão para o projeto do controlador digital segundo é esquematizado na figura 4.1. Neste trabalho, se aborda como metodologia de projeto a técnica de alocação de pólos segundo a abordagem polinomial utilizando controladores digitais com uma estrutura canônica do tipo RST [Landau e Zito,2006].



**Figura 4. 1**– Princípios de Projeto de Controlador Digital.

Fonte: Adaptado de Landau (1998, p. 156).

Dentre as etapas realizadas para o controle digital de um determinado sistema dinâmico, destacam-se as seguintes:

- (1) Especificar o desempenho desejado para o sistema em malha fechada;
- (2) Ter um modelo dinâmico da planta a ser controlada (o qual pode ser obtido a partir de dados reais através de técnicas de identificação);
- (3) Possuir uma metodologia adequada para projeto digital do controlador, compatível com o desempenho desejado e o modelo que foi obtido na etapa de identificação;
- (4) Procedimento para efetuar a validação do controlador e re-sintonizar, caso necessário;

(5) Ter uma estrutura de hardware e de software que permita a aquisição de dados em tempo real e o comissionamento do controlador em campo, com procedimento de identificação e de projeto do controlador, respectivamente.

## 4.2 – Abordagem Polinomial de Alocação de Pólos

Todas as questões de projeto encontrados em sistemas de controle tanto com métodos clássicos como com alocação de pólos que utiliza a abordagem em espaço de estados se verifica no projeto de alocação de pólos que utiliza abordagem com polinômios, ao invés de matrizes. Resumidamente, o método permite de uma maneira eficaz, análise e projeto no âmbito do tempo discreto, tirando vantagens da implementação feita já de modo digital no ambiente computacional, em detrimento do desenvolvimentos de controladores antigos analógicos, desvantajosos, por exemplo, de difícil ajuste de sintonia e pouca flexibilidade para modificações.

A metodologia se baseia a partir da consideração tanto do modelo discreto que representa o processo, quanto o controlador a ser projetado, como sistemas de uma entrada e uma saída caracterizadas por funções de transferências racionais em que se especifica o “*polinômio alvo*” cujas raízes contém a dinâmica desejada de malha fechada. A estrutura deste tipo de controlador assim como os procedimentos de projeto, particularmente os utilizados neste trabalho, são apresentados nas seções 4.3 e 4.4 a seguir. A metodologia adotada neste trabalho é descrita em detalhes em [Astrom, 1997] e [Landau e Zito, 2006].

## 4.3 - Estrutura de um Controlador Digital RST

Tal nome da estrutura de controle se dá devido aos polinômios R, S e T em  $q^{-1}$  a serem projetados nesta estratégia. O diagrama em blocos do sistema, envolvendo o modelo da planta e a estrutura canônica RST do controlador, está mostrado na figura 4.2.. A planta a ser controlada é caracterizada pela seguinte função de transferência:

$$H(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (4.1)$$

onde  $d$  é o numero inteiro de períodos de amostragem representando o tempo de atraso e os polinômios  $A$  e  $B$ , em  $q$ , expressos em 4.2 e 4.3, (tais como mostrados no capítulo 3, equações 3.6 e 3.7):

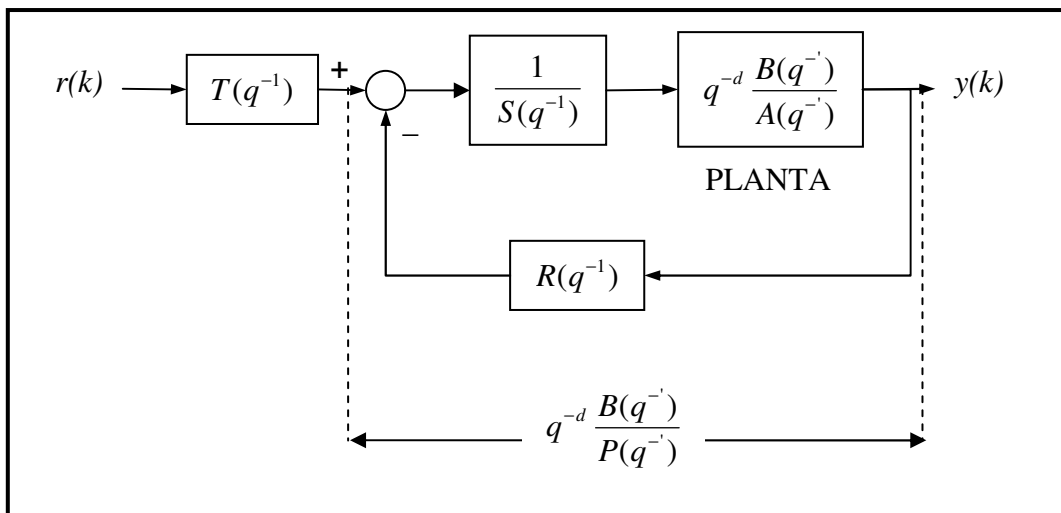
$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (4.2)$$

$$B(q) = b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (4.3)$$

A função de transferência em malha fechada desse sistema de  $r(k)$  para  $y(k)$  é dada por:

$$H_{CL}(q^{-1}) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1})} = \frac{q^{-d}B(q^{-1})T(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (4.4)$$

Sendo  $P(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2} + \dots$ , o polinômio característico de malha fechada do sistema, cujas raízes são os pólos a serem posicionados.



**Figura 4.2** - Estrutura de Alocação de Pólos com Controlador RST.

Fonte: Landau (2006, p. 106).

#### 4.4 – Projeto do Controlador Digital RST

Nesta seção, apesar de todo o arcabouço de atribuições que a estrutura digital RST disponibiliza ao projetista (2 graus de liberdade com objetivos independentes, por exemplo), dar-se-á ênfase na aplicabilidade deste método especificamente ao que se utilizou neste trabalho. Nesse contexto, destaca-se o controlador digital projetado para fins de posicionamento de pólos com deslocamento radial, especificamente projetado



para melhorar as características dinâmicas de amortecimento do processo sob controle, muito útil e adequado ao projeto de ESP's que se utilizou neste trabalho.

#### 4.4.1 – Deslocamento Radial de Pólos no Domínio de Tempo Discreto

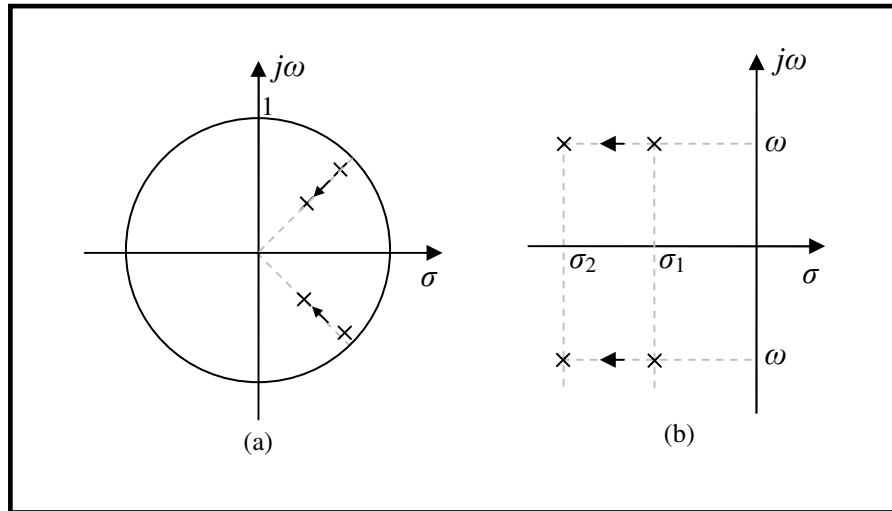
O procedimento para deslocamento dos pólos de forma radial se baseia no conhecimento de que no domínio z, quanto mais próximos da origem do círculo unitário estiverem os pólos em malha fechada, mais longe ele estará da fronteira de instabilidade, portanto inferindo-se que mais estável será o sistema.

No domínio do plano-s o plano cartesiano é caracterizada pela infinidade de números complexos:  $s = \sigma + j\omega$ . Realizando-se um mapeamento do plano-s em z, ou seja, fazendo-se  $z = e^{sT_s}$  têm-se [Chen, 1993]:

$$z = e^{(-\sigma + j\omega_n)T_s} = e^{-\sigma T_s} e^{j\omega_n T_s} \quad (4.5)$$

A equação 4.5, para uma frequência natural  $\omega_n$  constante, o movimento do par de pólos dominantes é aproximadamente radial no círculo unitário, para variações no amortecimento desejado para o par de pólos dominantes. Caso  $\sigma$  for negativo, esse trecho da linha radial ficará situado no interior do círculo unitário. Se  $\sigma$  for positivo, esse trecho da linha radial ficará situado fora do círculo unitário [Nise, 2002]. Assim, o problema do deslocamento radial resume-se em deslocar radialmente pólos no plano-z, em direção à origem. Assim, de acordo como visualizamos na figura 4.3 o deslocamento dos pólos para a esquerda no plano-s, um deslocamento radial em direção ao centro do círculo unitário no plano-z, havendo variação, portanto, somente do parâmetro  $\zeta$ .

Esta técnica é em particular desejada de ser empregada em ESP's, haja vista que o objetivo deste trabalho é melhorar o amortecimento do modo de oscilação ( $\zeta$ ) para um valor de amortecimento desejado ( $\zeta_d$ ), sem provocar mudanças consideráveis na frequência natural ( $\omega_n$ ), relacionada com torque sincronizante e inércia da máquina síncrona [Kundur, 2004].



**Figura 4.3** - Deslocamento radial dos pólos: (a) plano-Z e (b) plano-S.

Para tanto, define-se um fator de contração  $\alpha$  que pode ser expresso pela relação entre  $\sigma_1 = \zeta\omega_n$  e  $\sigma_2 = \zeta_d\omega_n$ , que representam as localizações originais e desejadas, respectivamente, dos pólos no plano-s, relacionados como na equação 4.6. Sendo  $T_s$  a taxa de amostragem, tem-se:

$$\alpha = \frac{z_2}{z_1} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s} e^{j\omega_n T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s} e^{j\omega_n T_s}} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s}} \quad (4.6.a)$$

$$\alpha = \frac{e^{-\zeta_d \omega_n T_s}}{e^{-\zeta \omega_n T_s}} = e^{-(\zeta_d - \zeta)\omega_n T_s} \quad (4.6.b)$$

O fator de contração  $\alpha$  é utilizado na determinação do polinômio de malha fechada  $P(q^{-1})$ , e de posse de um modelo paramétrico discreto ARX, na forma dos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$ , restando portanto o cálculo dos coeficientes de  $R(q^{-1})$  e  $S(q^{-1})$  do controlador através da solução do seguinte sistema linear de equações (equação 4.7), onde os coeficientes  $a_i$ , para  $i = 1, 2, \dots, n_a$ , e  $b_j$ , para  $j = 1, 2, \dots, n_b$ , são conhecidas (obtidas previamente por identificação) e o fator de contração  $\alpha$  é especificado pelo projetista em termos do amortecimento desejado para o modo oscilatório dominante, utilizando a equação 4.6.b.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & \vdots & b_2 & b_1 & 0 \\ \vdots & a_2 & a_1 & b_{n_B} & \vdots & b_2 & b_1 \\ a_{n_A} & \vdots & a_2 & 0 & b_{n_B} & \vdots & b_2 \\ 0 & a_{n_A} & \vdots & 0 & 0 & b_{n_B} & \vdots \\ 0 & 0 & a_{n_A} & 0 & 0 & 0 & b_{n_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_r} \\ r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{n_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha - 1)a_1 \\ (\alpha^2 - 1)a_2 \\ \vdots \\ (\alpha^{n_A} - 1)a_{n_A} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

#### 4.5 – Conclusão

Neste capítulo buscou-se elucidar os principais tópicos referentes à teoria de controle abordada e necessária à realização deste trabalho. Inicialmente contextualizou-se as aplicações de controle digital da atualidade, especialmente para a metodologia de alocação de pólos, seguindo de uma resumida descrição da estrutura RST. Na seção 4.4 foi abordada a metodologia para o cálculo do controlador digital, primeiramente para fins de regulação com especificações desejadas em malha fechada de um sistema aproximadamente de segunda ordem, e em seguida a especificação de um polinômio com somente características de amortecimento alteradas, haja vista que se realiza o deslocamento radial dos pólos.

No capítulo seguinte descreve-se os dispositivos desenvolvidos para a realização dos testes em campo, da UHE de Tucuruí, dando ênfase ao hardware inovado em relação aos testes de trabalhos anteriores, assim como o software de interface apresentado com suas funcionalidades que viabilizam tanto os procedimentos de aquisição de dados para fins de identificação, como para a utilização da técnica de controle descrita aqui.

## **CAPÍTULO V**

### **DESENVOLVIMENTO DO PROTÓTIPO DO ESP DIGITAL**

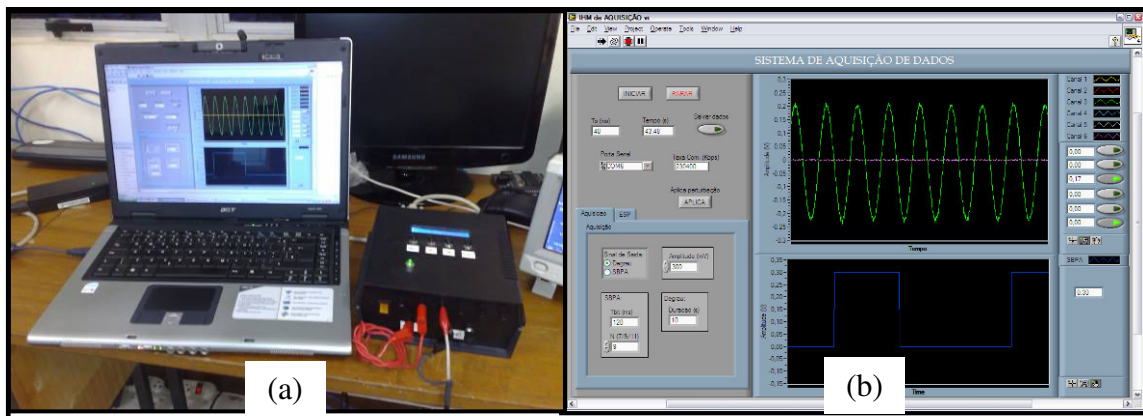
#### **5.1 – Introdução**

Durante a realização deste trabalho mostrou-se positivo e profícuo o desenvolvimento de um protótipo de sistema digital embarcado que tenha por objetivo principal auxiliar a realização de ensaios em campo, permitindo a injeção de sinais de excitação, coleta e armazenamento de dados relativos às aferições, úteis nos procedimentos de identificação não-recursiva para obtenção de um modelo paramétrico representativo da dinâmica da planta no seu ponto de operação atual, conforme metodologia de identificação apresentado no capítulo 3. Além disso o sistema é capaz de gerar sinais de comando referentes ao algoritmo de controle estudado no capítulo 4, o qual é implementado no próprio equipamento. Neste capítulo, portanto, o foco é na apresentação do projeto, desenvolvimento e testes do protótipo de ESP digital, composto por uma parte de hardware e uma de software. Inclui-se ainda, as partes componentes do projeto dos circuitos eletrônicos juntamente com a explicação da utilização de certos componentes. O desenvolvimento deste sistema também se justifica pela sua versatilidade já comentada, seu baixo custo em relação aos diversos equipamentos comerciais que realizam funções similares, portabilidade de transporte, facilidade de implementação e de ajuste de técnicas de controle, além de eficiência verificada em diversos tipos de testes em campo e em laboratório, tendo em vista os sólidos resultados obtidos com ele, conforme será mostrado no capítulo 7 desta dissertação. Na figura 5.1 é mostrada uma visão do sistema de hardware (a) (ao lado de um PC) e software (b) desenvolvido, cujos detalhes são explanados nas seções 5.2 e 5.3, respectivamente.

#### **5.2 – Descrição do Sistema de Aquisição de Dados e Controle**

O protótipo do sistema digital embarcado que foi desenvolvido fora projetado de modo que além de realizar a aquisição dos dados, também injete sinais de excitação, especificamente os sinais degrau e seqüência binária pseudo-aleatoria (SBPA) [Aguirre,

2006]. Entretanto, seu funcionamento principal previsto é para ser usado em modo de controlador realizando o papel de um ESP.



**Figura 5.1** – Protótipo ESP digital Embarcado: Hardware ao lado de um PC (a), Software IHM(b).

O hardware e a IHM foram sendo aperfeiçoados de acordo com as necessidades exigidas face às dificuldades que se apresentaram, sendo o protótipo utilizado tanto em modo de identificação, podendo-se selecionar tipo de sinal de excitação, valor de amplitude, e número de células e  $T_b$  no caso da SBPA; quanto em modo de ESP, podendo-se introduzir os valores dos coeficientes do controlador. Destaca-se do protótipo os seguintes componentes: circuito que realiza o condicionamento do sinal analógico de entrada, neste caso, um valor de tensão proporcional às variações ocorridas na potência ativa provindo do transdutor de potência, o circuito de condicionamento do sinal de saída a ser aplicado ao somador do RAT da unidade geradora dos testes (UHG 08) e o microcontrolador DSPIC como componente chave de inserção das funcionalidades de interface de display LCD, comunicação com PC, geração de sinais e código do algoritmo de controle, descritos nas seções a seguir.

### 5.2.1 – Circuito de Condicionamento de Sinal

O circuito que realiza o condicionamento do sinal de entrada, ilustrado através do esquema eletrônico simplificado da Figura 5.2, é composto em seu primeiro estágio, por um buffer, também conhecido como seguidor de tensão, cuja função básica é realizar a adequação de impedâncias entre dois circuitos [Sedra/Smith, 2000]. O sinal segue ao estágio seguinte constituído de um filtro ativo passa-baixas, que tem a função de filtrar os ruídos do sinal medido e evitar efeito *aliasing* [Oppenheim,1999]. Ainda nesta etapa o sinal analógico é amplificado por um ganho, estabelecido pela relação

entre os resistores  $R_1$  e  $R_2$ . Este ganho tem a função de ajustar os valores de tensão ao subtrator no estágio seguinte. Até neste estágio há bipolaridade no sinal, podendo ser positivo ou negativo.

Como a entrada do DSPIC demanda sinais positivos em níveis de 0 a 5 Volts, a saída do filtro com ganho de ajuste é então somada a um sinal de tensão constante de 1,25V, produzido por um regulador de tensão de referência de 2,5 V (CI REF 192) e dividida por um divisor de tensão resistivo, sendo posteriormente aplicada ao somador através de outro buffer. Um sinal analógico resultante entre 0 e 2,5 v é aplicado à entrada do *DSPIC* concluindo o estágio de condicionamento do sinal de entrada, escolhida convenientemente como a potência ativa disponibilizada por um transdutor de potência.

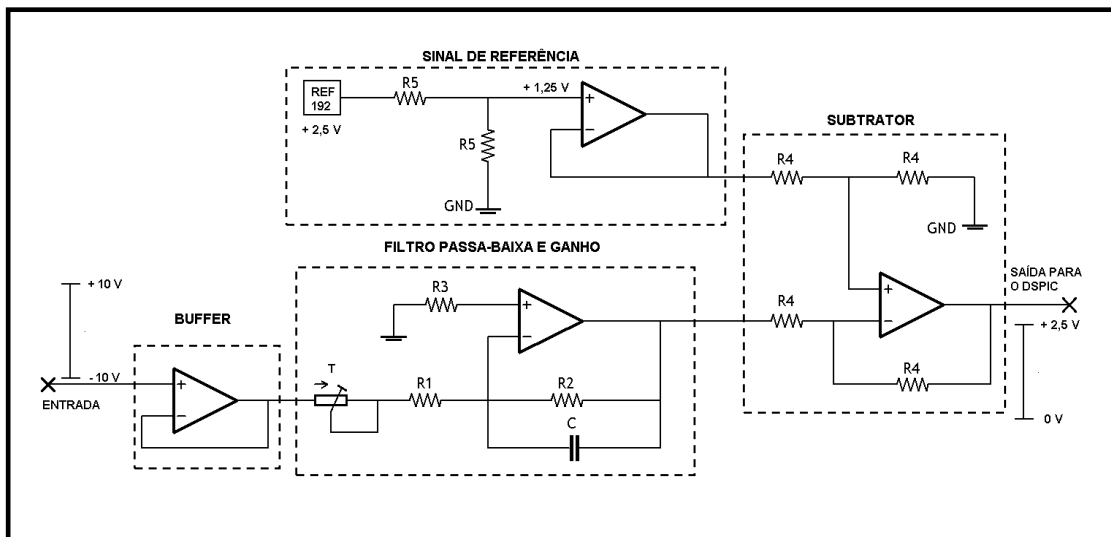


Figura 5.2 - Esquema elétrico do circuito de condicionamento de sinal.

A Tabela 5.1 ilustra a seqüência de passos seguidos para projeto do circuito condicionador do sinal de entrada do ESP digital, possuindo até 6 canais de entrada com a configuração descrita composta pelo filtro passa-baixas, com ganho por meio de um *trimpot* T, tensão de referência com REF 192 e circuito subtrator de tensão. Para montagem dos elementos que dependem de amplificadores operacionais (*opamp's*), lançou-se mão dos CI's TL082 e TL084, de fabricação de *ST Microelectronics* e *Texas Instruments*.

**Tabela 5.1 – Metodologia de projeto de circuito de condicionamento do sinal de entrada.**

<b>Etapas</b>	<b>Descrição</b>
1 <sup>a</sup>	Cálculo de $R_2C$ , para corte em $f_c = 5\text{ Hz}$ , resultando em $R_2 = 47\text{ k}\Omega$ e $C = 680\text{ nF}$ ;
2 <sup>a</sup>	Compensação de offset através de: $R_3 \leq R_2 // (R_1 + T)$ , obtendo $R_3 = 39\text{ k}\Omega$ ;
3 <sup>a</sup>	Determinação do ganho unitário do subtrador, fazendo $R_4 = 10\text{ k}\Omega$ ;
4 <sup>a</sup>	Cálculo do ganho do filtro: $R_2 / (R_1 + T) = 0,125$ , temos $(R_1 + T) = 376\text{ k}\Omega$ , então escolhe-se $R_1 = 330\text{ k}\Omega$ e ajusta-se T de $100\text{ k}\Omega$ para $46\text{ k}\Omega$

### 5.2.2 – Circuito de Processamento Digital

Para o estágio digital do protótipo embarcado foi utilizado um microcontrolador DSPIC, tipo 30f3014, no qual é baseada a implementação das principais funcionalidades do protótipo de ESP digital.

Os controladores de sinais digitais *DSPIC*, da *Microchip*, são dispositivos que integram as principais características dos microcontroladores tais como baixo custo e variedade de periféricos internos. São dispositivos de alto desempenho, podendo chegar a operar a uma frequência de até 120 MHz [Oliveira,2006]. Neste trabalho foi escolhido o *DSPIC* 30F3014 por disponibilizar as ferramentas essenciais para as aplicações requeridas. Dentre os principais periféricos desejáveis destaca-se:

- Conversor analógico-digital de 12 bits;
- Módulo I2C;
- Dois módulos UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter);
- Módulo de comunicação CAN 2.0;
- Memória de programa flash de 48 Kbytes, 2048 bytes de SRAM e 1024 bytes de EEPROM;
- Programação serial In-circuit (ICSP™)
- Cinco timers/contadores de 16 bits, podendo agrupar um par para gerar um módulo de timer de 32 bits.

A figura 5.3 mostra o diagrama funcional do contexto da organização em que se aplica o microcontrolador como gerenciador de informações do protótipo.

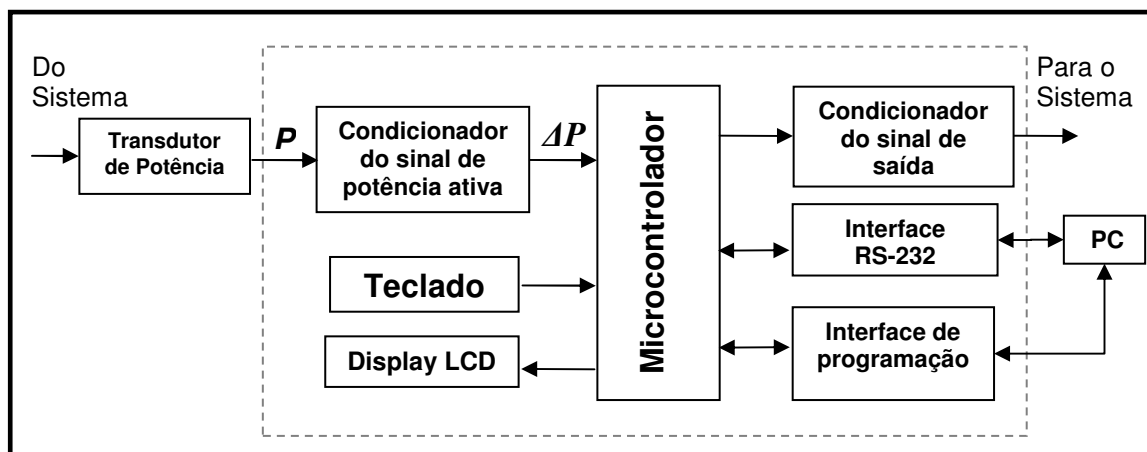


Figura 5.3 – Diagrama funcional da arquitetura do protótipo.

Através do conversor analógico para digital (A-D) digitaliza-se o sinal analógico de entrada provindo do circuito condicionador, neste caso a potência ativa nos terminais do gerador síncrono, fornecida por um transdutor de potência. Este conversor A-D interno utiliza uma tensão de referência de 2,5 V. No modo aquisição, o sinal de saída pode ser configurado tal como: tipo de sinal de excitação (SBPA ou degrau), amplitude e duração do sinal, parâmetros da SBPA, duração do ensaio e intervalo de amostragem, que podem ser parametrizados de duas formas: primeiramente por um programa de interface homem-máquina (IHM) amigável, descrita na seção 5.3, e também através de uma interface simplificada composta por um display LCD instalado no próprio módulo e teclas de navegação, mostradas na figura 5.4(b). Em 5.4(a) é mostrada a visão frontal do protótipo com os 6 canais de entrada, 1 saída analógica (OUT) e o ponto de referência do circuito eletrônico disponibilizados em dois bornes (GND). O sinal de saída digital do *DSPIC* é convertido para a forma analógica através de um conversor digital-analógico (D-A) de 12 bits (CI MCP4921), o qual se comunica com o microcontrolador através do protocolo de comunicação SPI [Oliveira, 2006].

Os dados de entrada e saída, recebidos a partir do condicionador de entrada e enviados ao condicionador do sinal de saída, respectivamente, são transmitidos para um PC, através do módulo UART (periférico de comunicação serial) e um CI de interface serial RS-232, onde viabilizou-se a possibilidade de monitorar os sinais adquiridos em tempo real pela IHM (análise on-line), como também salvos na forma de um arquivo de texto, facilmente utilizável em ambiente computacional (análise off-line), onde se pode extrair mais informações qualitativas sobre tais dados de sinais.



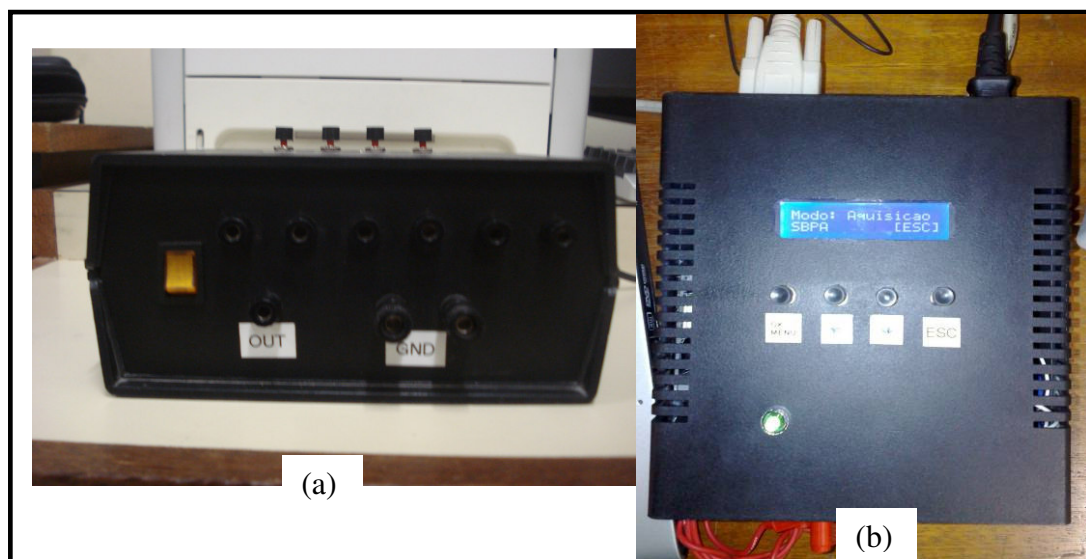


Figura 5. 4- Protótipo para identificação e ESP: (a) vista frontal, (b) vista de cima.

### 5.2.3 – Circuito Condicionador do Sinal de Saída

Gerado na etapa digital e transformado pelo conversor D-A, o sinal analógico de 0 a 5 V resultante é condicionado por um circuito que o permite excursionar entre níveis positivos e negativos, permitindo portanto que este sinal analógico, tanto para sinais de excitação no modo de identificação (aquisição), como para o sinal de controle no caso de modo ESP excursionem por tais valores. Esta adequação do sinal é realizada através de um circuito subtrator, que rebaixa um nível de 2,5 V  $cc$  do sinal de saída do conversor D-A, permitindo assim o sinal oscilar na faixa de  $\pm 2,5$  V. O esquema elétrico do circuito condicionador de saída pode ser visualizado na figura 5.5.

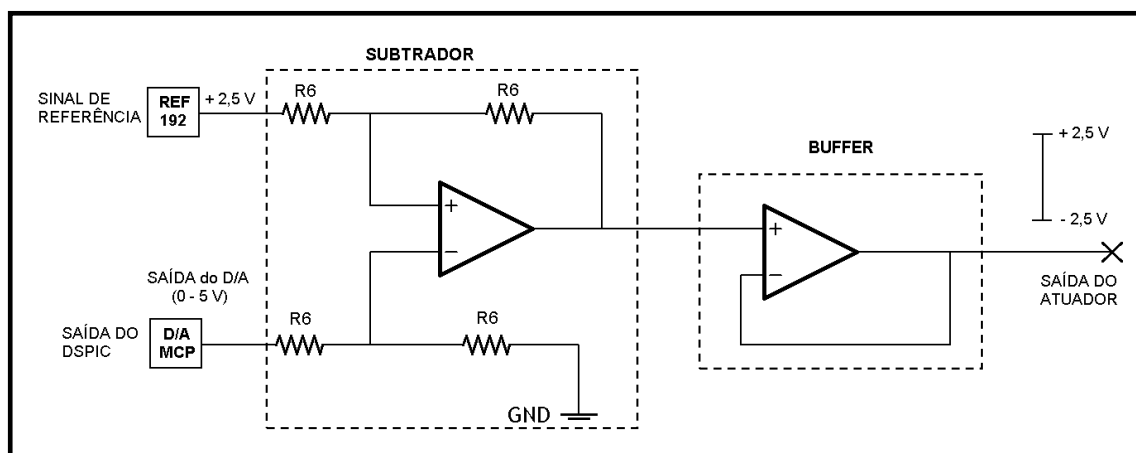


Figura 5.5 - Esquema elétrico do circuito condicionador de saída.

O esquema elétrico completo, assim como a lista dos principais componentes utilizados do desenvolvimento do hardware do protótipo e o layout da placa de circuito impresso encontram-se no apêndice B.

### 5.3 – Descrição da Interface Homem Máquina (IHM)

Com o intuito de tornar a utilização do equipamento mais fácil e amigável por parte do usuário do protótipo tanto em laboratório como na UHE de Tucuruí quando instalado em campo, a interação com o equipamento através de botões e o display de cristal líquido (LCD) foi aperfeiçoada para a utilização de uma interface homem-máquina (IHM) através de um computador (PC). Em virtude disso, funcionalidades novas foram incluídas, obtendo-se assim maior facilidade e interatividade para a realização dos ensaios tanto de identificação (a priori) e de controle com ativação do ESP digital (em seguida), calculado segundo a metodologia de projeto de controle tratado no capítulo 4.

A IHM foi desenvolvida em software de linguagem de programação proprietário *LabVIEW*, onde preocupou-se em disponibilizar, de acordo com as necessidades previstas na metodologia dos testes na malha de regulação de tensão (vide capítulo 2), dois modos de funcionamento: um *modo de aquisição*, utilizado para os ensaios de identificação e levantamento de modelos paramétricos da unidade geradora com RAT; e o *modo ESP*, utilizado após a identificação, em que um controlador digital é projetado segundo a abordagem de deslocamento radial dos pólos do modelo paramétrico encontrado, com a parametrização feita diretamente via IHM.

A configuração dos parâmetros do ensaio se dá através da escolha dos valores a serem atribuídos aos seguintes campos da IHM: período de amostragem do sistema digital, indicação número **2**, na figura 5.6, seleção da porta de comunicação e da taxa de transmissão de dados da comunicação serial, número **3**. A IHM permite ainda que o sinal gerado e o sinal adquirido pelo equipamento sejam registrados através do botão “*Salvar dados*”, número **13**. Os botões número **1** e número **14** são utilizados para iniciar e parar, respectivamente, o funcionamento da IHM. O campo número **15** indica o tempo decorrido de execução do ensaio, em segundos, enquanto que o botão número **4** é utilizado para aplicar o sinal selecionado e configurado, seja no modo de aquisição ou no modo ESP.

A visualização dos sinais de entrada e saída do protótipo pode ser feita em tempo real durante a execução do experimento através de dois indicadores gráficos visualizados na figura 5.6, onde no gráfico superior, número **12**, são mostrados os sinais provindos das leituras de entradas analógicas, e no gráfico inferior, número **10**, o sinal de perturbação gerado pelo equipamento (sendo do tipo degrau ou SBPA). Como o equipamento dispõe de seis canais de entrada analógica, é possível selecionar, através dos botões **11**, qual(ais) canal(is) será(ão) mostrado(s) na janela gráfica superior, simultaneamente.

### **5.3.1 - Modo de Aquisição de Dados e Identificação**

Neste modo de funcionamento, o equipamento é configurado para aplicar sinais de teste no gerador síncrono e coletar os dados de respostas das variáveis a estes sinais. Os sinais de aplicação podem ser do tipo Degrau e Seqüência Binária Pseudo Aleatória (SBPA), vide capítulo 3. Durante a realização da seqüência dos ensaios o sinal degrau é utilizado para uma análise prévia do comportamento dinâmico do sistema testado verificando-se parâmetros como constante de tempo e/ou tempo de acomodação, enquanto que a SBPA é utilizado no processo de identificação. Para realização do procedimento de identificação há a dependência da aplicação dos dois sinais de testes, pois a SBPA é projetada a partir de informações dinâmicas extraídas do sistema, como constante de tempo, tempo que o sinal leva para se estabilizar, sobre-sinais e outros, a partir da resposta ao degrau injetado com baixa amplitude e superposto ao sinal de referência ao RAT.

Na figura 5.6 é ilustrada a imagem da IHM sendo configurada para o modo de aquisição, selecionando-se a aba denotada pelo número **5** é possível observar que em **6** escolhe-se o tipo de sinal de teste. Se a escolha for pela geração do sinal degrau então define-se: a amplitude, número **7**, em volts, e a duração do sinal em segundos **9**. Caso a escolha seja o teste de identificação, então é marcada a opção SBPA no campo tipo do sinal, em **6**; podendo-se definir os parâmetros  $T_{bit}$  e número de células  $N$  em **8** da SBPA, assim como a amplitude em **7**, contudo neste caso a amplitude funciona como um valor pico a pico, para apresentar valores negativos e positivos superposto ao sinal que entra no RAT.

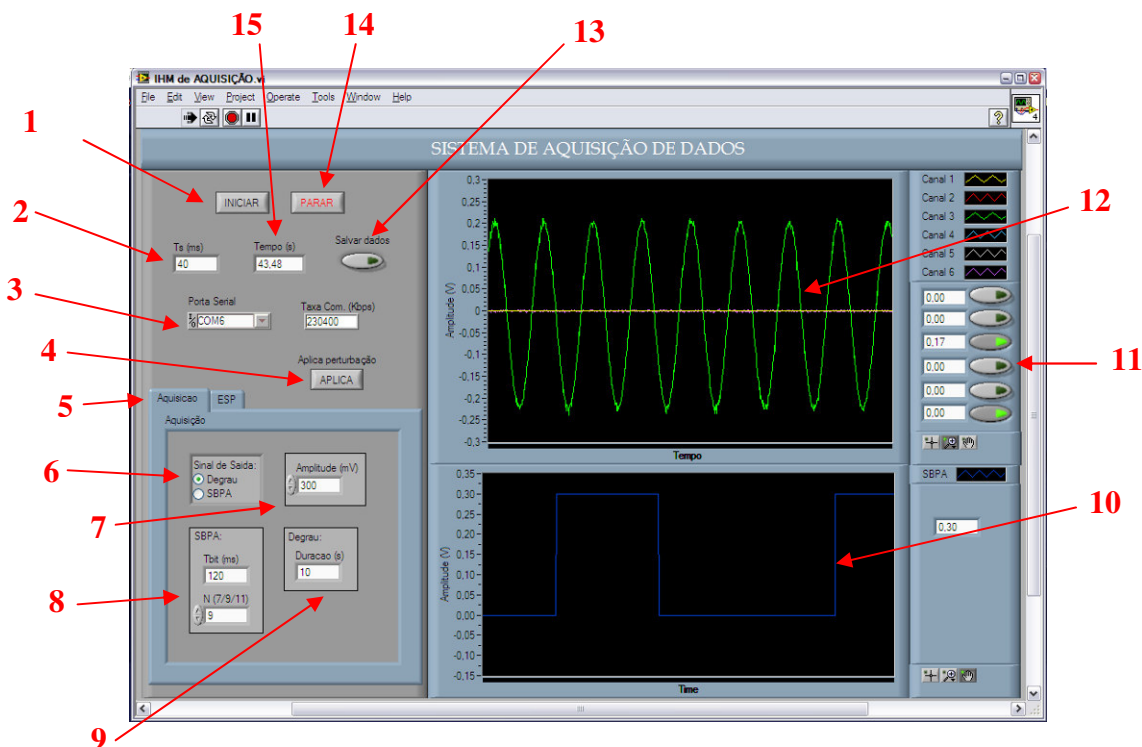


Figura 5.6 – IHM desenvolvida em modo de aquisição.

### 5.3.2 - Modo ESP (Controle)

No modo ESP, o qual pode ser selecionado através da aba na indicação, número **18**, da figura 5.7, pode-se introduzir os parâmetros  $r_i$ 's e  $s_i$ 's do controlador digital a ser projetado com base no modelo paramétrico resultante dos testes de identificação, e que são inseridos nos respectivos campos, denotados pela indicação **21**.

Neste modo ainda, encontram-se disponibilizadas as mesmas configurações possíveis para os sinais de saída gerados, degrau e SBPA, que servem como sinais de perturbação ao sistema uma vez que o modo ESP esteja ativado e em funcionamento em malha fechada, nas indicações dos números **19** e **20**, assim como em **7**, **8** e **9**, podendo-se selecionar tipo do sinal, sua amplitude e duração, número de células  $N$  e tempo entre bits ( $T_{bit}$ ).

Na figura 5.8 é mostrado um fluxograma com o funcionamento completo da IHM para os dois modos de funcionamento. Pode-se verificar que com o início do algoritmo é iniciado a execução interface gráfica, em que neste momento são introduzidos os parâmetros de configuração da comunicação de um PC com o protótipo de ESP digital, tais como: porta de comunicação, taxa de transferência de dados e tempo de amostragem. Uma vez configurados os parâmetros iniciais, procede-se a seleção do

modo de funcionamento que se deseja utilizar no protótipo, onde a IHM recebe os valores dos parâmetros do sinal selecionado: degrau ou SBPA em modo de aquisição de dados para a etapa de identificação nos ensaios em malha aberta; ou o valor dos parâmetros  $r_i$ 's e  $s_i$ 's do controlador digital a ser projetado e da perturbação a ser aplicada ao sistema, em modo ESP para os ensaios em malha fechada. Após isso, a IHM está prepara para enviar os dados selecionados, através do botão “INICIAR”, caso contrário retorna-se a espera pela seleção dos parâmetros e modos de funcionamento do sistema. Ao serem enviados os dados através da porta serial, a IHM fica em modo de recebimento contínuo dos dados de sinais analógicos de interesse nos testes, além de aplicação dos sinais de excitação parametrizados através do botão “APLICA”, até que seja solicitada o fim do ensaio, pelo usuário, com o botão “PARAR”. Neste momento a IHM, solicita ao usuário a decisão de salvar, ou não, os dados dos sinais visualizados em cada ensaio, e então finalizar a execução do algoritmo de funcionamento da IHM.

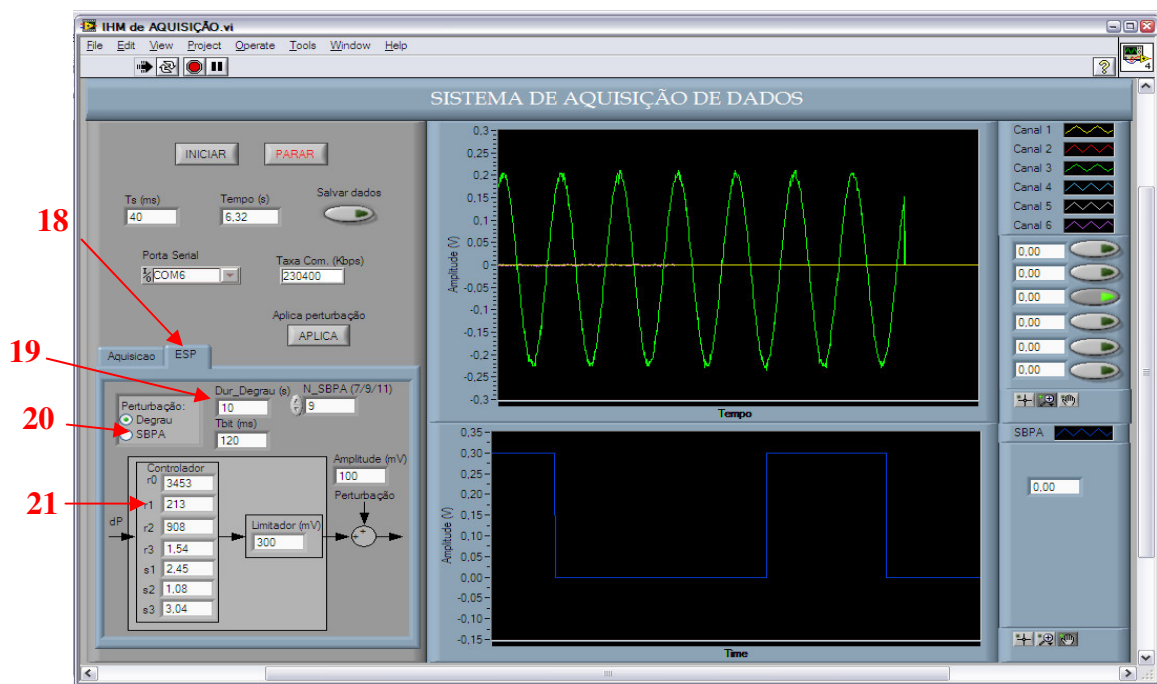


Figura 5.7 – IHM desenvolvida em modo ESP.Figura.

#### 5.4 – Montagens para Testes na UGH 08 da Usina de Tucuruí

Os ensaios foram realizados na unidade hidrogeradora (UGH) número 08, com capacidade para geração de 350 MVA, tensão nominal de 13.8 kV e rotação nominal de 81,8 rpm, pertencente à primeira casa de força da UHE de Tucuruí (outros dados da máquina síncrona desta UGH encontram-se no apêndice C).

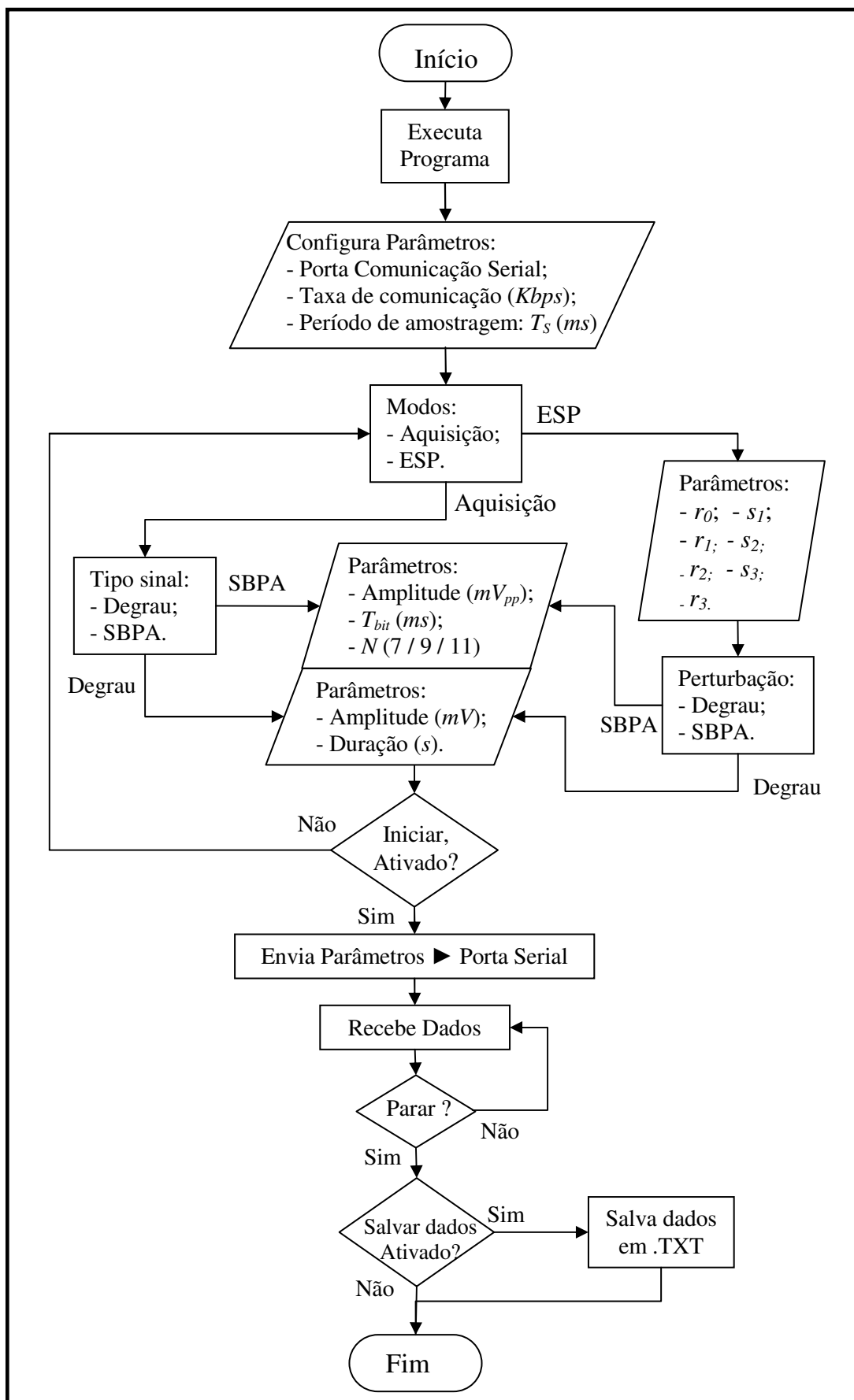
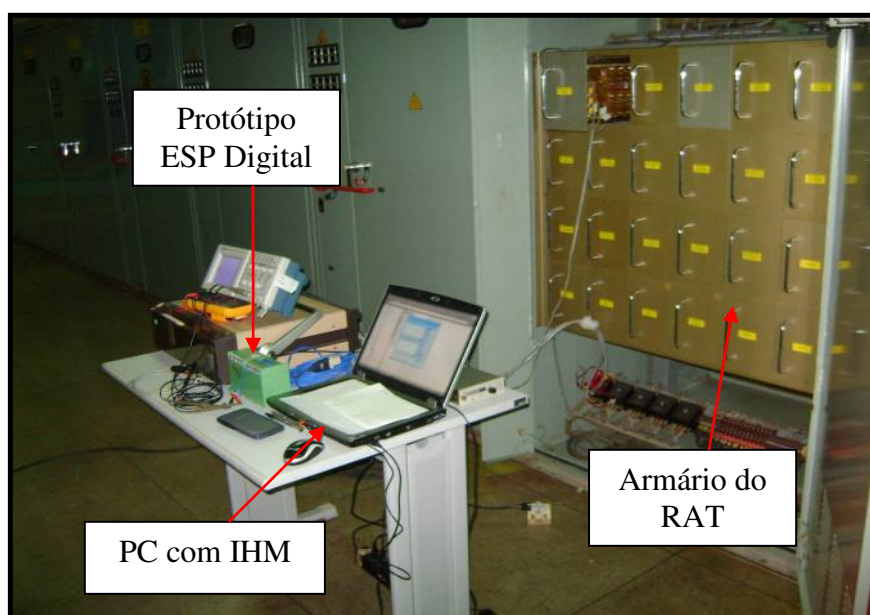


Figura 5.8 – Fluxograma de funcionamento da IHM.

Em suma, a utilização do equipamento se deu em ensaios de resposta ao degrau e resposta à SBPA que tiveram o objetivo de levantamento de modelos paramétricos da planta e consecutivamente testes de malha aberta e em malha-fechada com o ESP projetado, aplicando-se perturbações degrau para validação do amortecimento e modo de oscilação desejado. A figura 5.9 ilustra a instalação do protótipo desenvolvido ao lado de um PC, juntamente com um osciloscópio para verificação e confirmação dos sinais adquiridos, e ao lado de um equipamento para leitura dos valores dos sinais, um transdutor PQVI, utilizado para monitoração do posicionamento dos níveis de potência ativa e reativa, assim como corrente e tensão terminais, desejados pelos operadores na UHE de Tucuruí. Além de toda instrumentação montada, mostra-se na figura 5.9 o armário do regulador automático de tensão da UGH 08, onde se percebe a instalação de conexões com o respectivo módulo onde se encontra o ponto de soma da UGH. Maiores detalhes serão vistos no capítulo 7.



**Figura 5.9** - Instrumentação montada ao lado do regulador automático de tensão.

## 5.5 – Conclusão

Este capítulo teve como objeto principal a descrição do protótipo de hardware e software do ESP digital desenvolvido. Toda a interdisciplinaridade se apresenta na forma dos diversos conhecimentos exigidos durante as etapas de projeto de circuitos

eletrônicos analógicos, programação e montagem de circuitos digitais, escrita em linguagem de programa gráfica para construção da interface.

No capítulo 6, a seguir, seguem testes realizados no âmbito computacional, cujas simulações se mostraram de grande valia para o estudo e avaliação da implementação de um ESP digital projetado a partir da técnica de alocação de pólos. Os resultados de testes em campo na Usina Hidrelétrica (UHE) de Tucuruí são apresentados na seqüencia no capítulo 7.



## CAPÍTULO VI

### RESULTADOS DE ESTUDOS PRELIMINARES DE SIMULAÇÃO

#### 6.1 – Introdução

Neste capítulo, o método de controle por alocação polinomial de pólos, apresentado no capítulo 4, é aplicado ao problema de estabilização de sistemas de potência. Nas simulações apresentadas neste capítulo a UHE de Tucuruí é representada por suas 23 unidades geradoras, sendo este conjunto interligado ao SIN (o qual é representado simplificado por um barramento infinito), conforme é ilustrado no diagrama da figura 6.1. Através de vários casos de simulações é representado o sistema máquina-barramento infinita a hidrelétrica (UHE) de Tucuruí composta de 23 unidades hidro-geradoras (UHG) contra o resto do sistema interligado nacional (SIN). Para tal foi aprimorado e utilizado um programa simulador com implementação de um modelo não-linear de pólos salientes dos geradores síncronos que compõem esta UHE, utilizando o software MATLAB/Simulink (versão 7.6) [14]. Este simulador vem sendo aperfeiçoado por diversos pesquisadores da UFPA, e têm seus maiores detalhes apresentados no apêndice D. A configuração do sistema máquina – barramento infinita é configurado tal qual as disposições das unidades hidro-geradoras na UHE de Tucuruí, estando cada par do conjunto gerador síncrono e transformador (em série) ligado a uma única barra, e estas ligadas a outra barra através de linhas de transmissão de  $1\text{ km}$  representando a distância até a subestação da usina e impedância de  $0,00001032+j0,00013052$ , constituindo um sistema com 23 barras PV (barras de geração), 12 barras PQ (barras de carga) e uma barra de referência, onde nas barras 25 a 35 considerou-se pequenas cargas locais de  $1\text{ MW}$  representando um pequeno consumo na própria UHE, na barra 36 uma carga de  $10\text{ MW}$  representativa ao consumo da usina e de equipamentos pertencentes à subestação e na barra 37 tem-se  $2800\text{ MW}$  representando a carga agregada de Belém, Albrás e Santarém. No apêndice E é mostrado o diagrama unifilar do sistema de potência configurado para as simulações.

Apresenta-se a metodologia de projeto de controlador focado neste trabalho que aborda o sistema de geração como uma planta representada por uma função de transferência discreta com parâmetros conhecidos e sem significado físicos (modelo ARX), obtidos com técnicas de identificação de sistemas, a partir de onde, projeta-se

um controlador amortecedor para a UHG 8 da UHE de Tucuruí, utilizada por conveniência nas simulações, em várias condições de operação.

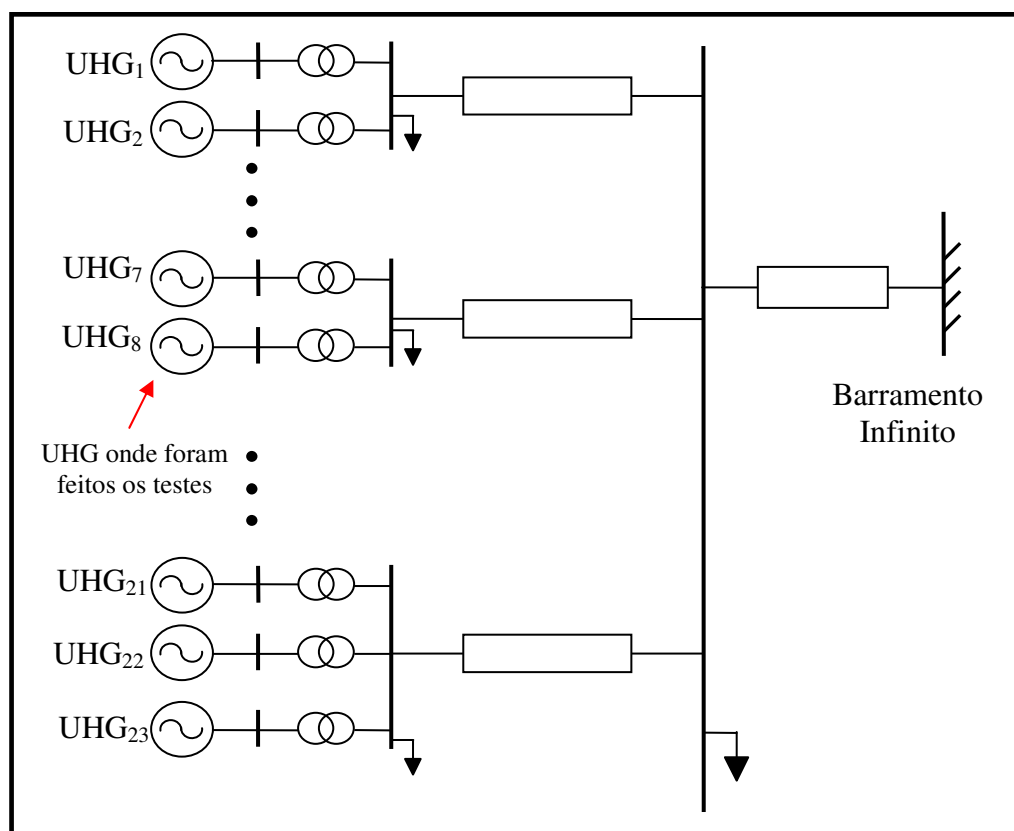


Figura 6.1 - Diagrama unifilar simplificado da UHE de Tucuruí versus o barramento infinito.

Nesta etapa deu-se enfoque aos resultados de simulações precedentes antes de partir para os testes experimentais em campo, que serão expostos no capítulo 7. Adicionalmente, são apresentados de forma que os ensaios com o ESP digital proposto tem seu desempenho comparado com o desempenho de um ESP convencional convenientemente sintonizado para os pontos de operação em que o sistema se encontra, através da observação de variáveis como potência ativa, tensão terminal, ângulo do rotor, sinal de saída dos ESP's, tensão de campo e desvio de velocidade.

## 6.2 – Metodologia para realização de Ensaio com o ESP digital

Para realização de cada caso apresentado nas simulações a seguir buscou-se ser fiel à metodologia desenvolvida neste trabalho, a qual se fundamenta no conteúdo teórico-científico abordado nos capítulos 2, 3 e 4, sendo utilizada também para realização

dos testes experimentais em campo, a qual tem seus principais procedimentos como explicitados a seguir.

### 6.2.1 – Projeto do ESP Convencional (Analógico)

Primeiramente, uma estrutura de estabilizador analógico convencional das máquinas da UHE de Tucuruí, o qual é composto de redes *Lead-Lag* em cascata com um ganho (vide Capítulo 2, Seção 2.5) que possui o sinal de potência ativa como variável de entrada, e é projetado para os respectivos pontos de operação considerados em cada caso a seguir na Seção 6.3.

Para determinar os parâmetros deste estabilizador, utilizou-se o método de projeto clássico apresentado no apêndice A, o qual, como se tem ciência, considera o modelo de Hefron-Phillips em uma dada condição de operação. O objetivo é compensar o defasamento introduzido pela dinâmica eletromecânica do gerador síncrono e do sistema de excitação e ampliar o amortecimento do modo eletromecânico dominante através da realimentação de um sinal de desvio de potência elétrica. Para exemplificar a metodologia dos testes foi escolhido o ponto de operação em 6.1, para o qual é sintonizado o ESP convencional. Neste projeto a UHG 8 é suposta estar operando interligada a uma barra infinita.

- Potência Ativa:  $P_e = 0,9 pu$
  - Potência Reativa:  $Q_e = 0,069 pu$
  - Tensão Terminal:  $V_t = 1,0 pu$
- (6.1)

Nesta condição operacional foram obtidas as seguintes constantes de Hefron-Phillips para o modelo linearizado do modelo da máquina da UHG 8 utilizada nos testes de simulação.

$$K1=1.5370 ; K2=0.7329; K3=0.4393; K4=0.6988; K5=-0.0339; K6=0.3618.$$

A utilização de tais constantes resulta nos parâmetros para o ESP convencional mostrado na figura 6.2, para um amortecimento desejado de  $\zeta = 0,2$ , onde se utilizou um filtro *washout* cuja constante de tempo foi de  $T_w = 2,2$  segundos:

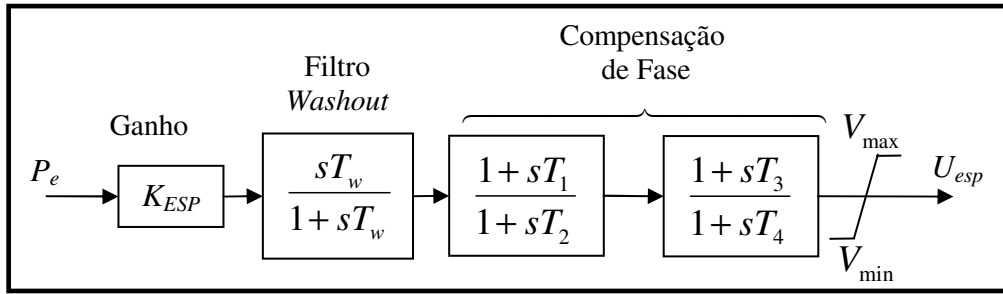


Figura 6. 2 - Estrutura do ESP convencional.

- Rede Lead-Lag: 
$$\begin{cases} T1 = T3 = 0.4 s \\ T2 = T4 = 0.1607 s \end{cases} \quad (6.2)$$
- Ganho do ESP:  $K_{ESP} = 2.0965.$

Com o ESP analógico sintonizado para a condição de estudo, procede-se, em seguida, às etapas de um levantamento de um modelo paramétrico o qual será utilizado para o projeto do ESP digital destinado a amortecer o modo eletromecânico dominante.

### 6.2.2 – Teste de Resposta ao Degrau

Um teste de resposta ao degrau foi realizado no modelo não-linear de simulação da UHE (23 máquinas contra a barra infinita, conforme mostrado na figura 6.1) para fins de verificação do pobre amortecimento natural da máquina e observação do modo de oscilação eletromecânica diante à aplicação de uma perturbação do tipo degrau com uma baixa amplitude, neste caso 1 % do valor da tensão referência do RAT da UHG 8, em pu, onde o sinal de excitação é aplicado. Neste momento tem-se o ESP analógico (convencional) desativado, verificando um amortecimento exclusivamente proporcionado pelo amortecimento natural presente na UHE. A figura 6.3 mostra o sinal de perturbação aplicado e a resposta de potência ativa nos terminais da UHG 8, onde se observa um modo de oscilação eletromecânico de aproximadamente 1,4 Hz, com carência de amortecimento.

Para a resposta em potência ativa, observada ainda na figura 6.3, retira-se outra relevante informação necessária à seqüência de passos para a identificação de um modelo linear representativo da dinâmica dominante do sistema para esta condição operacional. Trata-se da constante de tempo dominante do sistema  $T_{dom} = 6 s$ , obtido

utilizando um critério de 2% para a acomodação do sinal de potência ativa, depois de aplicada a perturbação.

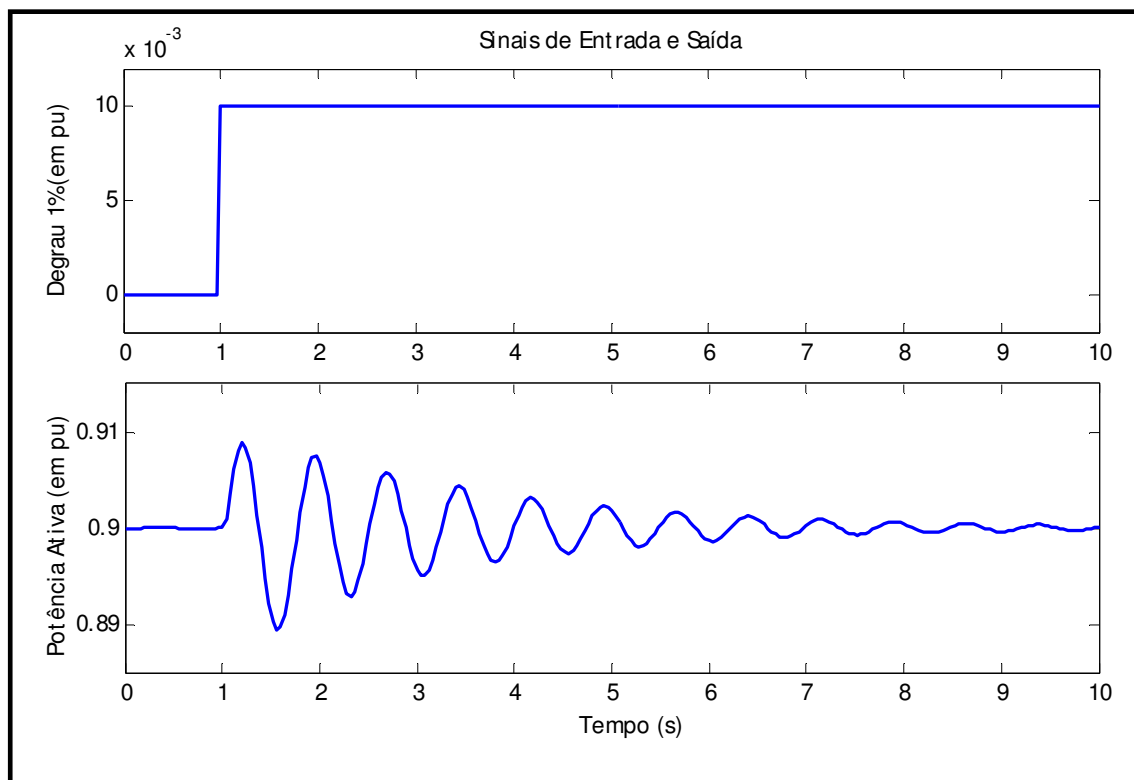


Figura 6.3 – Teste de resposta ao degrau: perturbação (acima) e resposta (abaixo).

A seguir projetou-se uma seqüência binária pseudo-aleatória (SBPA) com base nas informações obtidas no teste de resposta ao degrau, e justifica-se as escolhas pertinentes à faixa de excitação desejada a ser excitada.

### 6.2.3 – Projeto e Aplicação de uma SBPA

A justificativa para se utilizar uma SBPA para perturbar o sistema encontra-se nos aspectos teóricos sobre identificação de sistemas abordados no capítulo 3. Haja vista que se verificou uma freqüência de oscilação dominante no sistema, busca-se então projetar um sinal persistentemente excitante, na faixa de freqüências dos modos eletromecânicos, que consiga excitar estes modos dominantes de maneira que o modelo paramétrico representativo da planta que se deseja estimar “capture” satisfatoriamente a dinâmica do modo dominante.

Em vista disso, projetou-se um sinal de excitação SBPA considerando-se uma freqüência mínima ( $f_{min}$ ) a ser excitada, estabelecendo-se uma faixa de freqüências de 2 décadas, suficiente para os dados obtidos neste ensaios, e utilizados na etapa de

estimação dos parâmetros da planta, contêm a excitação dos modos dominantes do sistema. As equações 6.3 e 6.4 mostram estas relações consideradas.

$$f_{\min} = \frac{1}{2T_{dom}} \quad (6.3)$$

$$f_{\max} = 100f_{\min} \quad (6.4)$$

Dessa forma obtêm-se uma faixa de frequências de aproximadamente  $0,05 \text{ Hz}$  a  $5 \text{ Hz}$ , suficientemente abrangente para excitar faixas de frequências de oscilações de modos locais, inter-área e intra-planta, para as quais a SBPA comportar-se-á satisfatoriamente como um ruído branco.

Calcula-se então, os parâmetros da SBPA, número de células ( $N$ ) e Tempo de intervalo entre bits ( $T_{bit}$ ) de acordo com a equação 3.2; obtendo-se primeiramente o  $T_{bit}$  em seguida calcula-se  $N$  aproximando-o para o inteiro mais próximo, segundo mostra as equações 6.5 e 6.6.

$$T_{bit} = \frac{1}{3f_{\max}} \quad (6.5)$$

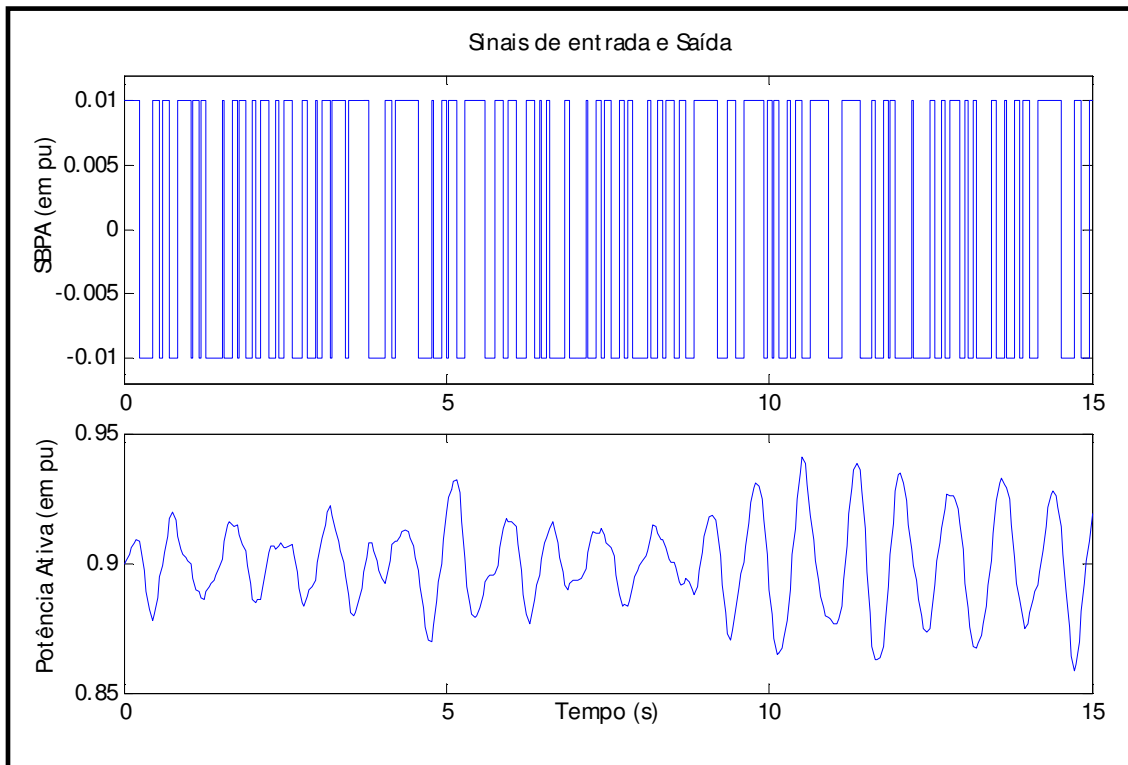
$$N = \text{trunc} \left[ \frac{\log_{10} \left( \frac{1}{f_{\min} T_{bit}} + 1 \right)}{\log_{10} (2)} \right] + 1 \quad (6.6)$$

Para a faixa de frequências selecionada nesta seção obtêm-se  $T_{bit} = 60 \text{ ms}$  e o número de células aproximado para  $N = 7$ . A figura 6.4 mostra a resposta de potência ativa da UHG 8 para a aplicação da excitação SBPA com variação de  $1 \%$ , em pu, na referência de tensão do respectivo RAT.

Nos testes de simulação as 23 unidades geradoras tiveram todos os ESP's da primeira etapa ativados, desligando-se somente o ESP da UHG 8 em que se realizou os ensaios; os estabilizadores da segunda etapa foram todos desativados por apresentarem estrutura diferenciada (com entrada de potência acelerante) de modo a não influenciar consideravelmente nos resultados de resposta da UHG 8.

### 6.2.4 - Estimação de um Modelo Paramétrico da Planta

A quantidade de dados de entrada e saída levantados no ensaio de resposta à SBPA com simulação de 80 segundos de duração (2000 amostras) e um período de amostragem de 40 ms, se mostra suficiente para a realização dos cálculos da matriz pseudo-inversa bem condicionada que resulte em uma boa estimacão de parâmetros calculados, como o método de mínimos quadrados, através da equação 3.19, que consiga razoável minimização da função de erro quadrático mostrado na equação 3.18.



**Figura 6.4** – Teste de resposta a SBPA: perturbação (acima) e resposta (abaixo).

Escolhe-se para cada representação paramétrica um modelo linear ARX com a estrutura apresentada na equação 3.5. Para a condição operacional considerada nos testes desta seção, onde se escolheu, a partir da análise da função do erro quadrático mostrada na figura 6.5, uma estrutura com complexidade de 4ª ordem para o modelo paramétrico estimado\*, o resultado é visualizado na equação 6.7 onde se considera somente a parcela determinística do modelo ARX da equação 3.5.

$$y_p = \frac{0.1480q^{-1} - 0.0158q^{-2} - 0.1341q^{-3} - 0.0058q^{-4}}{1 - 1.9562q^{-1} + 1.0534q^{-2} + 0.0862q^{-3} - 0.0954q^{-4}} u_p \quad (6.7)$$

\* A escolha da complexidade do modelo se mostrou boa para 3ª e 4ª ordem, optou-se pela segunda opção pela melhor validação do modelo.

Onde  $y_p$  é potência ativada da UHG e  $u_p$  é o sinal de entrada no mesmo ponto de soma do RAT onde se injeta os sinais de excitação para realização dos testes desta metodologia de ensaios.

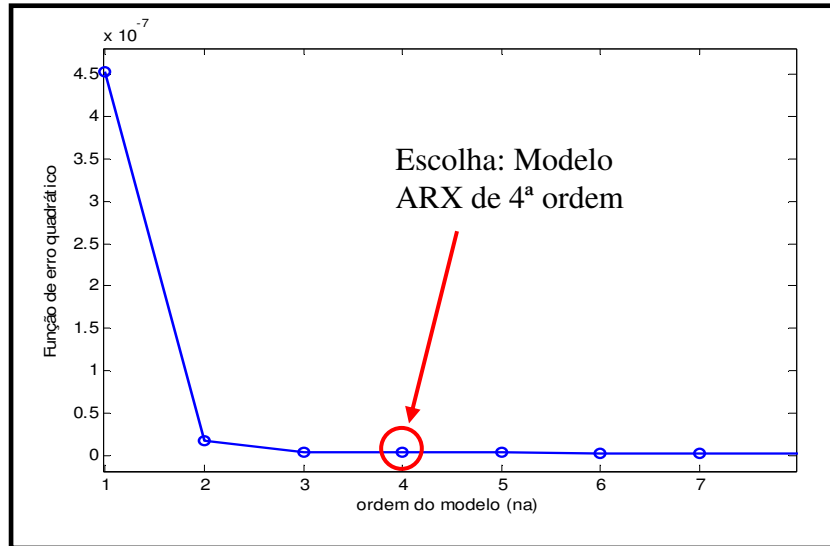


Figura 6.5 – Função de Erro quadrático variando com a ordem do modelo.

A etapa para a verificação da representatividade do modelo é feita utilizando-se as principais ferramentas para a validação em se tratando de técnicas de identificação de sistemas. Primeiramente compara-se no domínio do tempo, mostrado na figura 6.4, os desvios de potência ativa medidas da simulação (em preto) e obtida a partir da resposta do modelo estimado (em azul), diante à aplicação da SBPA. Observa-se que o modelo ARX da equação 6.7 consegue emular de forma satisfatória a dinâmica da planta, considerada caixa preta para este teste de simulação.

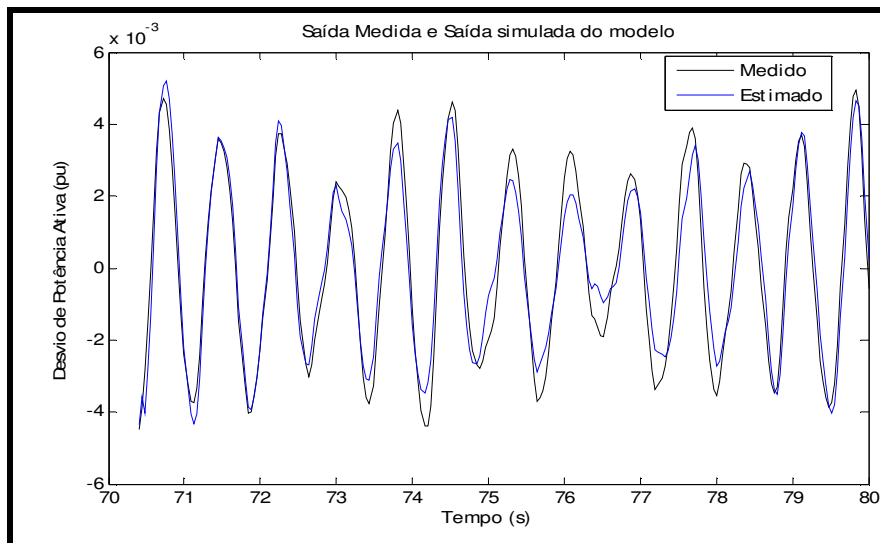
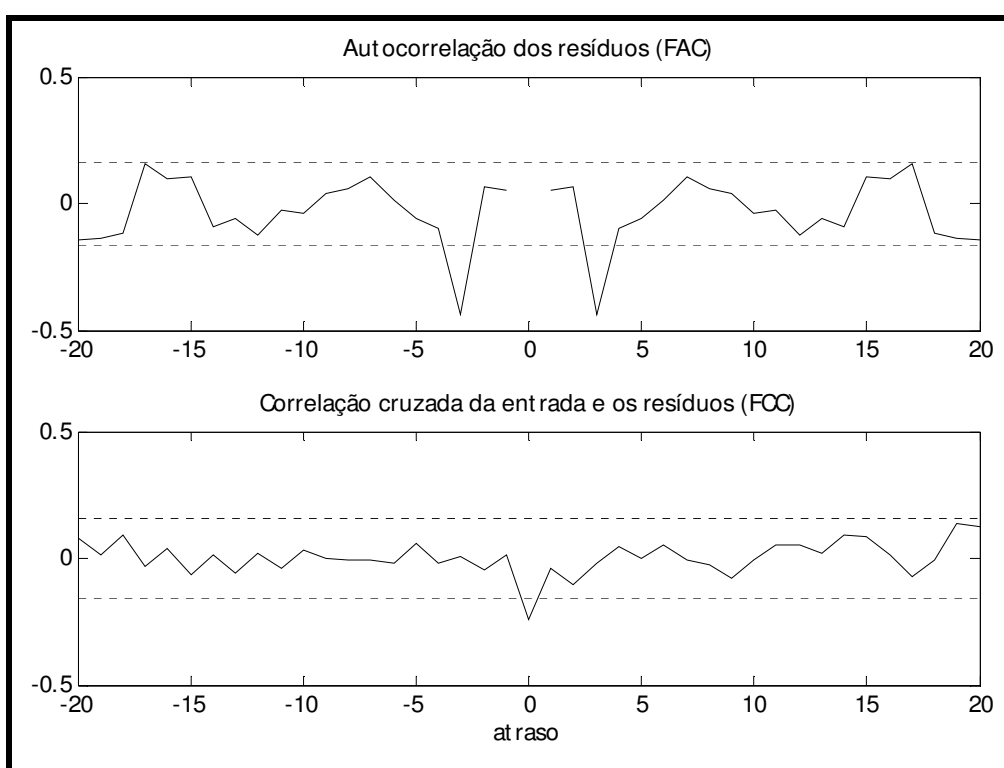


Figura 6.6 – Validação do modelo estimado: saída medida (preto) e saída do modelo (azul).

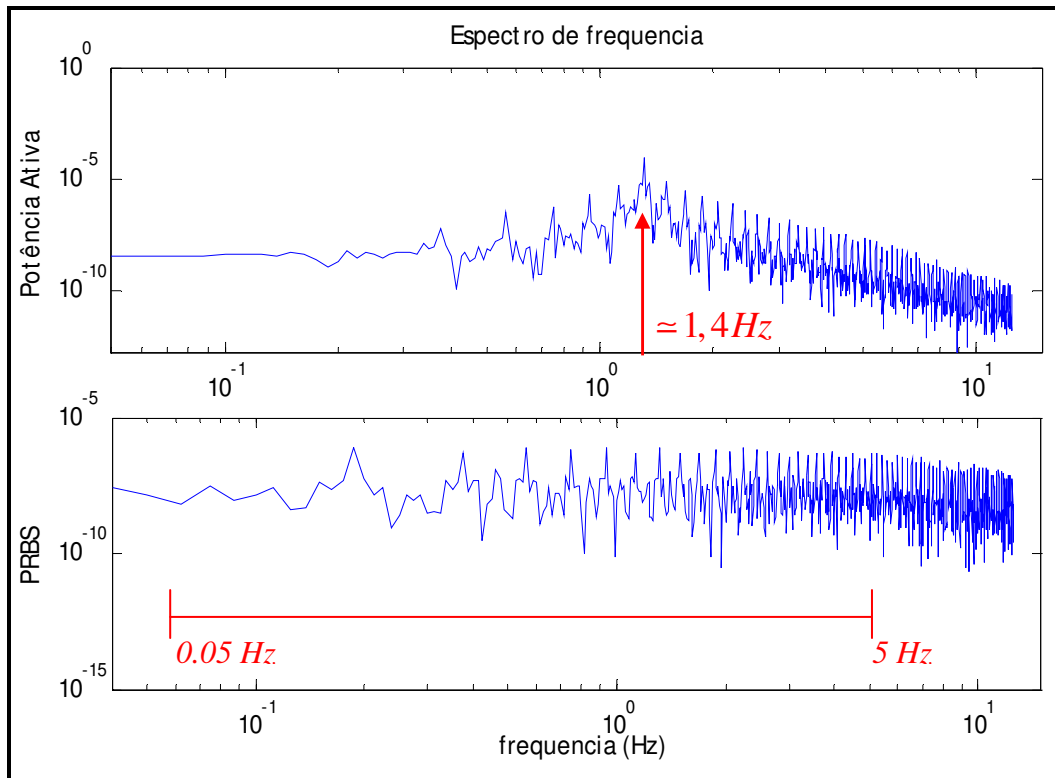


Como mostrado na seção 3.6, uma importante informação acerca do modelo é obtida a partir da análise das funções de autocorrelação (FAC) dos resíduos,  $r_{\xi\xi}(\tau)$ , e sua correlação cruzada (FCC) com a entrada,  $r_{u\xi}(k)$ . A figura 6.5 mostra gráficos típicos para esta análise, onde a linha tracejada horizontal representa os limites de confiança de 99%. O gráfico da FAC mostra que este é aproximadamente nulo para atrasos diferentes de zero, ao passo que o gráfico da FCC mostra valores aproximadamente nulos para todos os atrasos. Tal comportamento aproxima-se ao comportamento do espectro de um ruído branco, mostrando que o modelo consegue extrair eficientemente a informação determinística presente nos dados.



**Figura 6.7** – Análise de resíduos de modelos ARX: FAC (acima) e FCC (abaixo).

Através da análise da figura 6.8, onde é apresentado a estimativa do espectro dos sinais de entrada e saída da planta, observa-se a presença do modo de oscilação dominante na frequência de aproximadamente  $1,4 \text{ Hz}$ , demandando a necessidade de projeto de um ESP para a melhoria do amortecimento desse modo. No gráfico inferior da figura 6.8 observa-se que o espectro da SBPA excita uniformemente a faixa de frequências para o qual fora projetado, apresentando neste intervalo uma densidade espectral plana.



**Figura 6.8** – Espectro de frequência: Potência Ativa (acima) e SBPA (abaixo).

### 6.2.5 - Projeto do Controlador Digital através de Alocação de Pólos

O projeto do controlador é baseado nos conceitos apresentados na seção 4.4, sendo que o problema de projeto resume-se a encontrar os polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$ , de modo que quando o sistema é colocado em malha fechada apresente o comportamento dinâmico dominante do polinômio característico cujos pólos representam a dinâmica principal que se deseja realizar.

Em face disso, quando se trata da estabilidade de sistemas de potência é conveniente escolher pólos no domínio discreto que alterem sua razão de amortecimento sem alterar significativamente a frequência natural de oscilação do sistema, sob pena de causar movimentações negativas de pólos mais rápidos, fazendo-o interferir de forma indesejavelmente em outros modos do sistema. Portanto um ligeiro deslocamento radial em direção ao centro do círculo unitário do plano Z é a alocação de pólos que se busca aqui.

A partir da observação dos pólos dominantes ( $z = 9,928 \pm j0,324$ ) obtidos pelo modelo da equação 6.7, calcula-se o frequência natural,  $\omega_n$ , e o amortecimento relativo,  $\zeta$ , usando a equação em 6.8, para que, segundo 4.6.b calcular-se o fator de contração,  $\alpha$ ,

cujo valor representará a diminuição na magnitude dos pólos próximos ao círculo unitário. O período de amostragem,  $T_s$ , utilizado nas simulações foi de  $40\text{ ms}$ .

$$s = \frac{\ln(z)}{T_s} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (6.8)$$

Para tal obtêm-se,  $\zeta = 0.0522$  e  $\omega_n = 8,4\text{ rad/s}$  e conseqüentemente  $\alpha = 0,9515$ , para um amortecimento desejado  $\zeta_d = 0,2$ . Respeitando-se as condições seguintes, já estabelecidas no capítulo 4, para que o sistema tenha solução única, encontra-se a ordem para os polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$ , como segue nas equações 6.9 e 6.10, respectivamente, sabendo-se que no modelo 6.7 estimado o atraso  $d = 1$ .

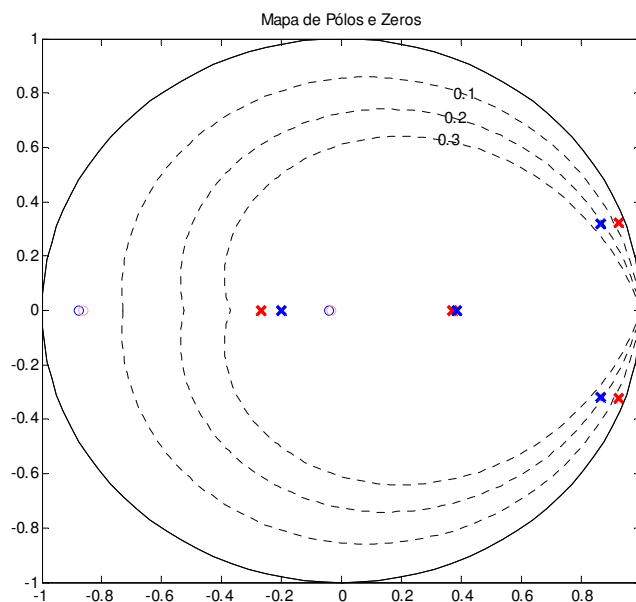
$$n_R = n_A - 1 = 3 \quad (6.9)$$

$$n_S = n_B + d - 1 = 3 \quad (6.10)$$

Para tal, de acordo com a resolução da equação matricial 4.7, calcula-se a lei de controle da equação 6.11.

$$u_p = -\frac{0.4212 - 0.1592q^{-1} - 0.0230q^{-2} + 0.0050q^{-3}}{1 + 0.0324q^{-1} - 0.0059q^{-2} - 0.0003q^{-3}} y_p \quad (6.11)$$




O efeito do amortecimento é verificado após a retração da magnitude dos pólos que se situam perto da margem de estabilidade, de acordo como mostra o mapa de pólos e zeros na figura 6.9.



**Figura 6.9** – Mapa de pólos e zeros: Sem ESP (vermelho) e Com ESP (Azul).

### 6.3 – Projeto do ESP digital baseado na Técnica de Deslocamento Radial de Pólos para um Amortecimento Desejado de 0,2.

Para cada um dos seguintes casos utiliza-se a metodologia apresentada na seção 6.2, diante da variação da condição da máquina síncrona operando menos carregada e outra operando com potência ativa elevada, com potência reativa positiva e negativa. Em cada um deles mostra-se um resumo em uma tabela dos principais cálculos e variáveis de projeto. Comparam-se os resultados para três situações do sistema de geração: sem ESP, com o ESP convencional, sintonizado para a condição de operação em análise, e com o ESP digital, calculado para um amortecimento desejado dos pólos dominantes  $\zeta_d = 0,2$ . A descrição das contingências aplicadas em cada ponto de operação é feita a seguir, utilizando-se a seguinte legenda nas simulações.

Legenda:	Sem ESP	
	ESP Convencional	
	ESP Digital	

#### 6.3.1 – Caso 1

Mostra-se a seguir o ponto de operação, em 6.12, utilizado neste caso, para o qual primeiramente se ajustou o ESP convencional de acordo com os seguintes parâmetros nas equações 6.13

- Potência Ativa:  $P_e = 0.9325 pu$
- Potência Reativa:  $Q_e = 0.1782 pu$  (6.12)
- Tensão Terminal:  $V_t = 1.0187 pu$

Aplica-se nos terminais de saída do gerador 8 um curto-circuito trifásico, sem perda de linha de transmissão no instante de  $t = 1 s$ , com duração de  $\Delta t = 50 ms$ . Em  $t = 5 s$  ocorre uma variação de -5% na tensão de referência, a qual retorna ao seu valor original em  $t = 7 s$ . Os gráficos a seguir mostram o comportamento das variáveis do sistema quando está sendo utilizado o ESP convencional, o ESP digital e também a situação sem ESP ligado à malha de regulação de tensão, nas figuras 6.10 a 6.15.

Os parâmetros para a rede de compensação do ESP convencional para um amortecimento desejado  $\zeta = 0,2$ , onde se utiliza um filtro *washout* cuja constante de tempo  $T_w = 2,2$  segundos é mostrado:

- Rede Lead-Lag: 
$$\begin{cases} T1 = T3 = 0.4 \text{ s} \\ T2 = T4 = 0.1545 \text{ s} \end{cases} \quad (6.13)$$
- :  $K_{ESP} = 1.7214.$

Na tabela 6.1 resumem-se os cálculos dos procedimentos de identificação e projeto de controlador.

**Tabela 6.1** – Planta e esquema de controle digital para o caso 1.

Planta (Modelo não-linear de pólos salientes com sistema de excitação e RAT – vide Capítulo 2).	$y_p = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_p ; y_p = P_{ativa} ; u_p = u_{esp}$		
	$P_{ativa} = \frac{0.0958q^{-1} - 0.0327q^{-2} - 0.166q^{-3} + 0.0996q^{-4}}{1 - 2.9309q^{-1} + 3.2489q^{-2} - 1.5693q^{-3} + 0.2751q^{-4}} u_{esp}$		
Modos do Sistema	<i>Autovalores</i>	<i>Amortecimento(<math>\zeta</math>)</i>	<i>Frequência(Hz)</i>
	0.928 ± j0.33	0.0449	1.3624
	0.6120	1.0000	1.9576
	0.4640	1.0000	3.0558
Cálculo	<i>Calcula-se a equação 4.7 – capítulo 4):</i> $[s_i' s r_i' s] = [0.1352 \ 0.0371 \ -0.0235 \ 0.1705 \ 0.3911 \ -0.3643 \ 0.0648]^T ;$ $R(q^{-1}) = 0.1705 + 0.3911q^{-1} - 0.3643q^{-2} + 0.0648q^{-3} ;$ $S(q^{-1}) = 1 + 0.1352q^{-1} + 0.0371q^{-2} - 0.0235q^{-3} ;$ $p_i' s = [1 \ -2.7793 \ 2.9216 \ -1.3382 \ 0.2225 \ 0 \ 0 \ 0]^T .$		
Lei de Controle	$u_p = -\frac{0.1705 + 0.3911q^{-1} - 0.3643q^{-2} + 0.0648q^{-3}}{1 + 0.1352q^{-1} + 0.0371q^{-2} - 0.0235q^{-3}} y_p$		
Variáveis de Projeto	$P(q^{-1}) = 1 - 2.7793q^{-1} + 2.9216q^{-2} - 1.3382q^{-3} + 0.2225q^{-4} + 0q^{-5} + 0q^{-6} + 0q^{-7}$ <i>Parâmetros desejados:</i> $\zeta_d = 0,2 ; W_n \approx 8.5 \text{ rad / s}$		

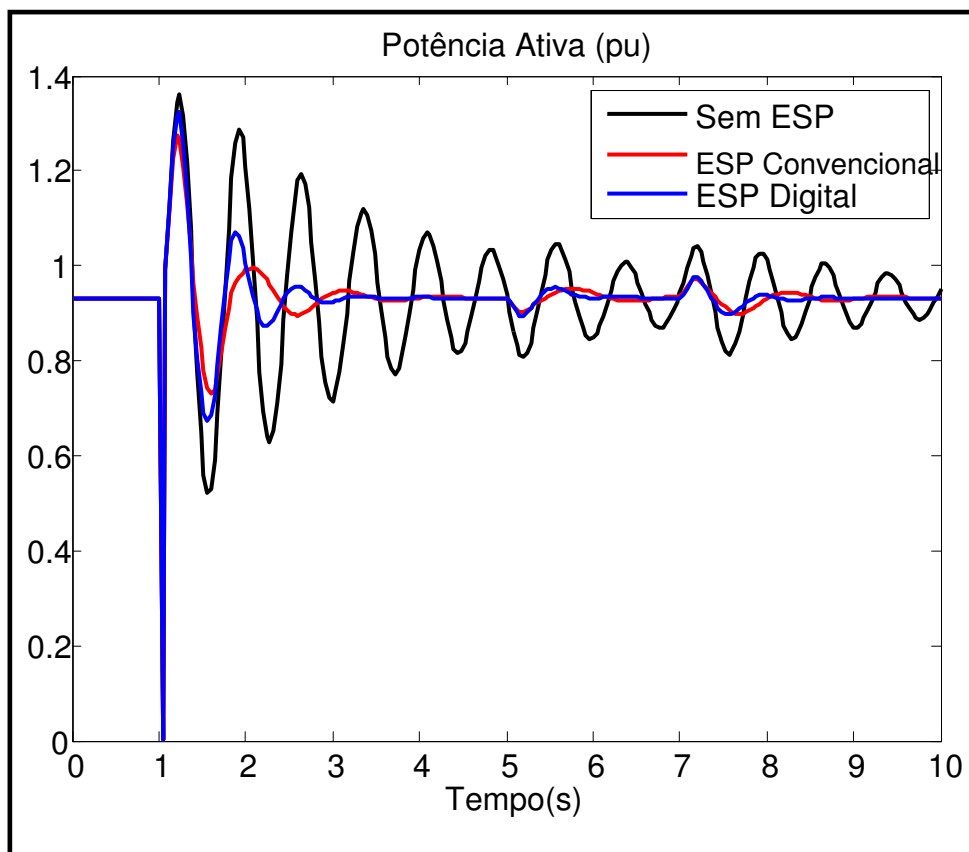


Figura 6.10 – Potência ativa gerada pela máquina síncrona 8 para o caso 1.

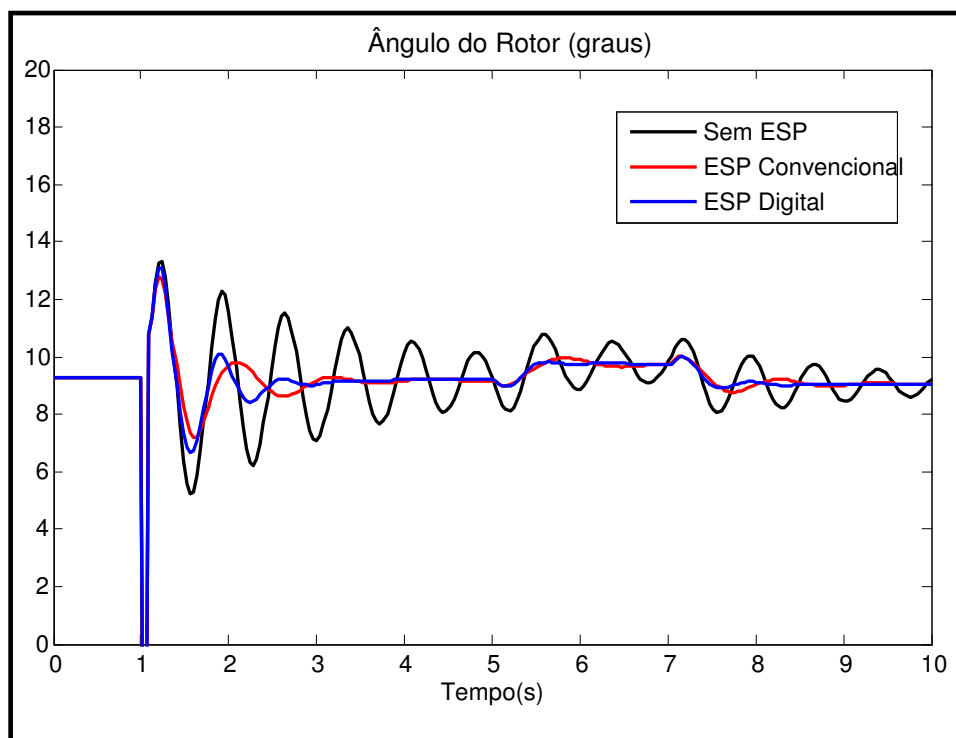


Figura 6.11 – Ângulo do rotor da máquina síncrona 8 para o caso 1.

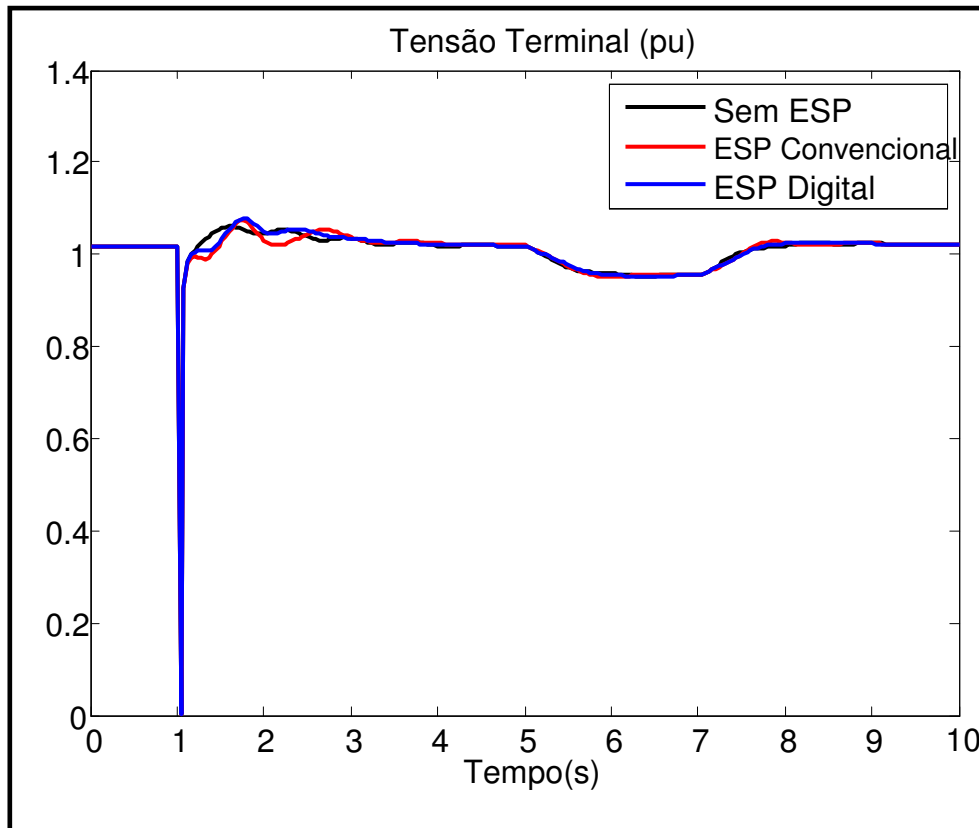


Figura 6.12 – Tensão terminal da máquina síncrona 8 para o caso 1.

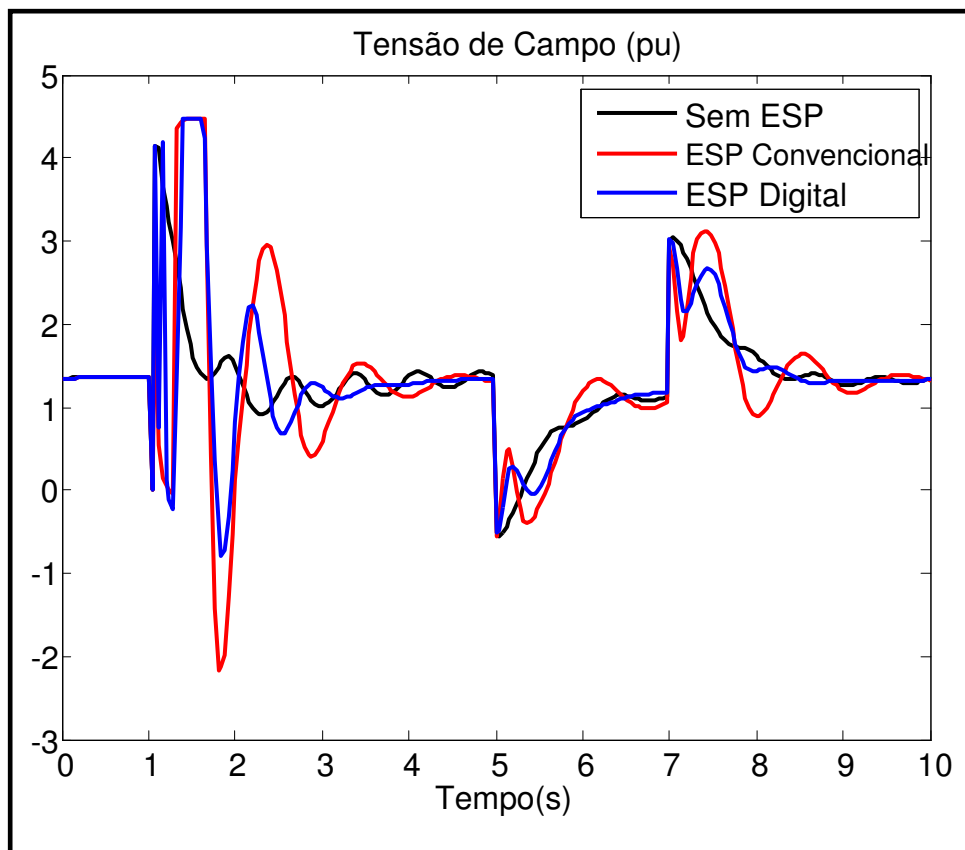


Figura 6.13 – Tensão de campo da máquina síncrona 8 para o caso 1.

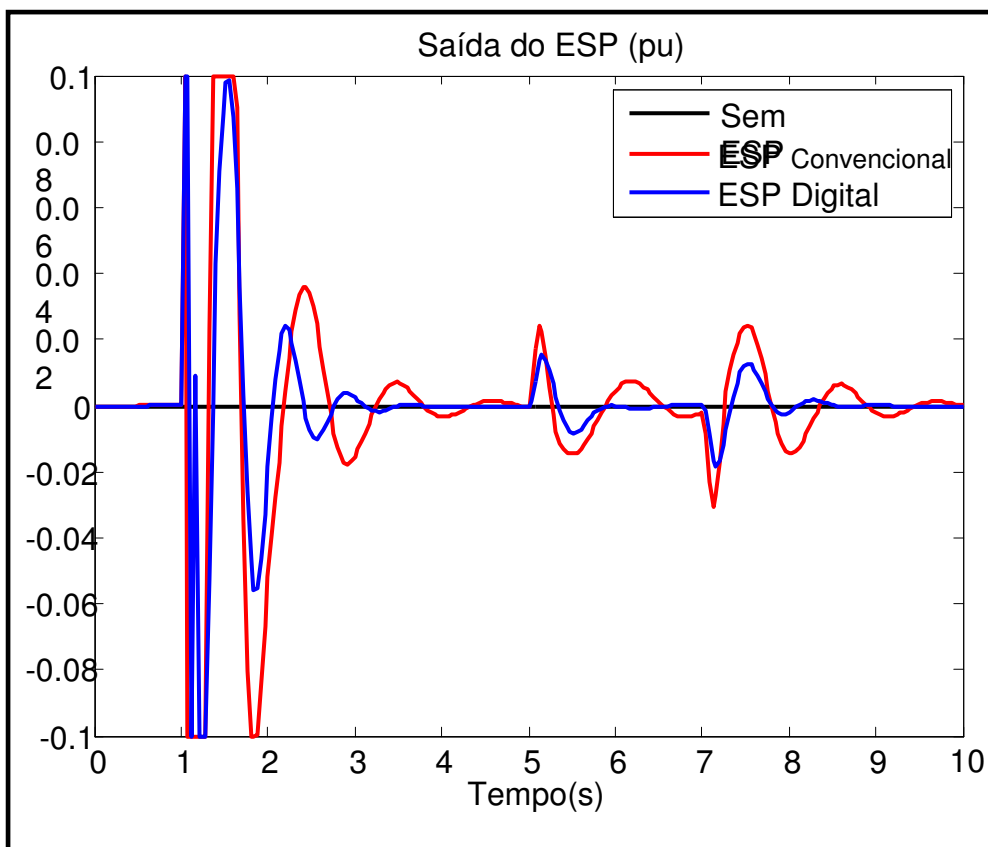


Figura 6.14 – Saída do ESP convencional e do ESP digital para o caso 1.

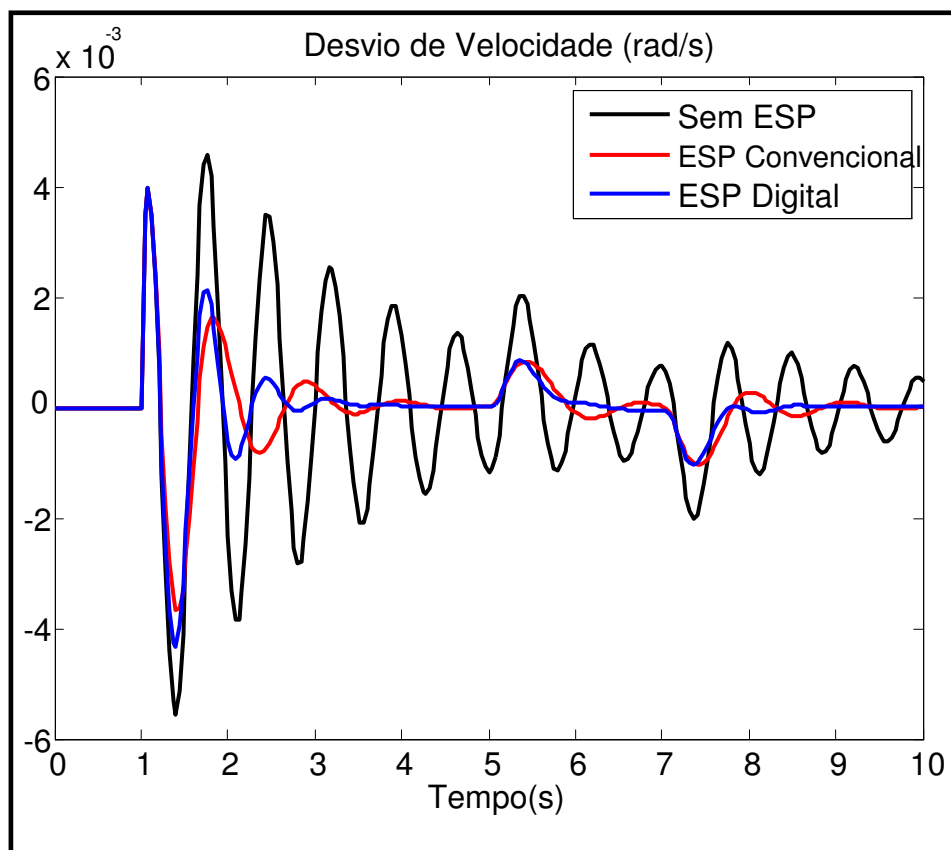


Figura 6.15 – Desvio de velocidade da máquina síncrona 8 para o caso 1.



Neste primeiro caso, no ponto de operação para o qual se sintonizou o ESP convencional, percebe-se que o estabilizador digital embora tenha apresentado nas primeiras oscilações após a primeira falta severa uma amplitude um pouco maior que o ESP convencional (figuras 6.8 e 6.9), ainda assim apresenta um desempenho satisfatório, conseguindo amortecer as oscilações que surgem no sistema, e atingindo o regime permanente primeiro que o estabilizador convencional. A resposta sem ESP (em preto) evidencia o amortecimento causado puramente pelo amortecimento natural da máquina contribuído parcialmente pelos amortecimentos somados de outras UHG's em funcionamento na UHE no instante da ocorrência das contingências.

### 6.3.2 – Caso 2

A condição operacional do caso 2 encontra-se no seguinte ponto:

- Potência Ativa:  $P_e = 0.9 pu$
- Potência Reativa:  $Q_e = -0.0422 pu$
- Tensão Terminal:  $V_t = 0.98 pu$

(6.14)

Aplica-se à saída da máquina síncrona um curto circuito trifásico, sem perda de linha de transmissão, no instante  $t = 1 s$ , com duração de  $50 ms$ . Em seguida o sistema é perturbado com uma variação degrau de  $10 \%$  na referência de tensão no instante  $t = 6s$ .

O projeto do ESP convencional para um amortecimento desejado  $\zeta = 0,2$ , com filtro *washout* cuja constante de tempo  $T_w = 2,2$ , apresenta os seguintes parâmetros:

- Rede Lead-Lag: 
$$\begin{cases} T1 = T3 = 0.4 s \\ T2 = T4 = 0.1633 s \end{cases}$$
- Ganho do ESP:  $K_{ESP} = 2.0920$ .

(6.15)

Os gráficos a seguir mostram o comportamento das variáveis do sistema, diante da aplicação das contingências descritas acima, quando está sendo utilizado o ESP convencional, o ESP digital e também a situação sem ESP ligado à malha de regulação de tensão, nas figuras 6.16 a 6.21.

A tabela 6.2 mostra os resultados dos parâmetros calculados para as etapas de identificação e projeto do controlador para esta condição operacional.

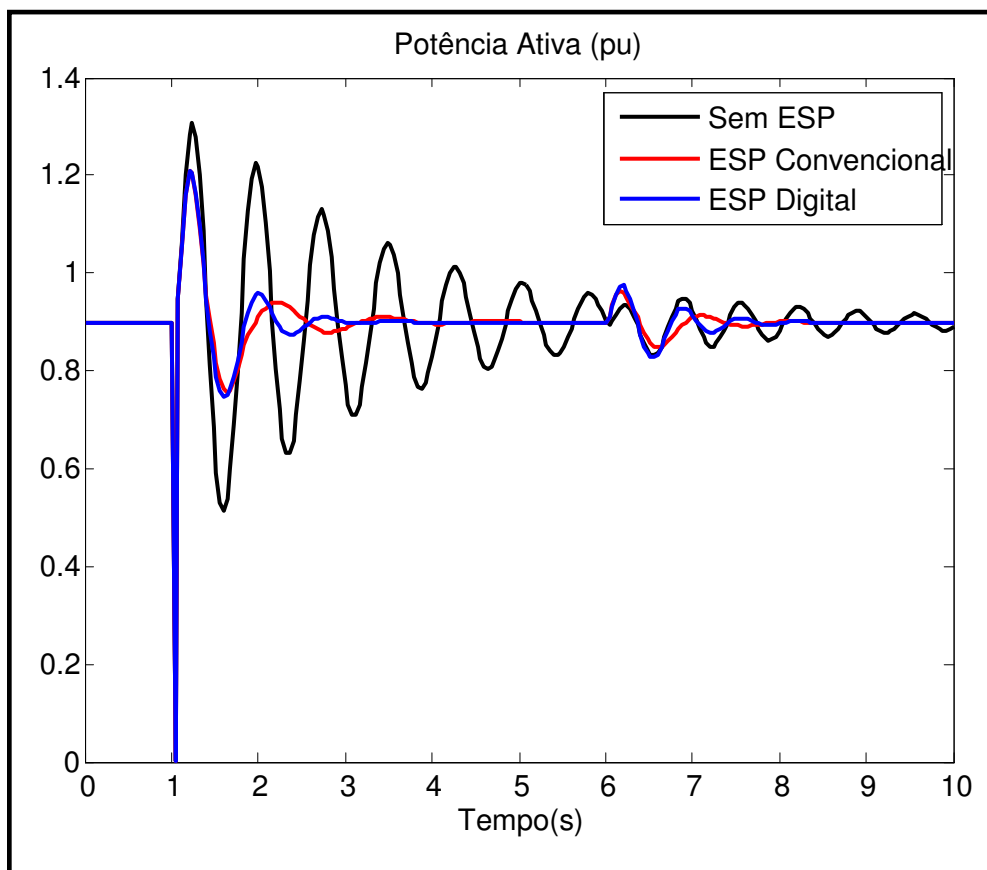


Figura 6.16 – Potência ativa gerada pela máquina síncrona 8 para o caso 2.

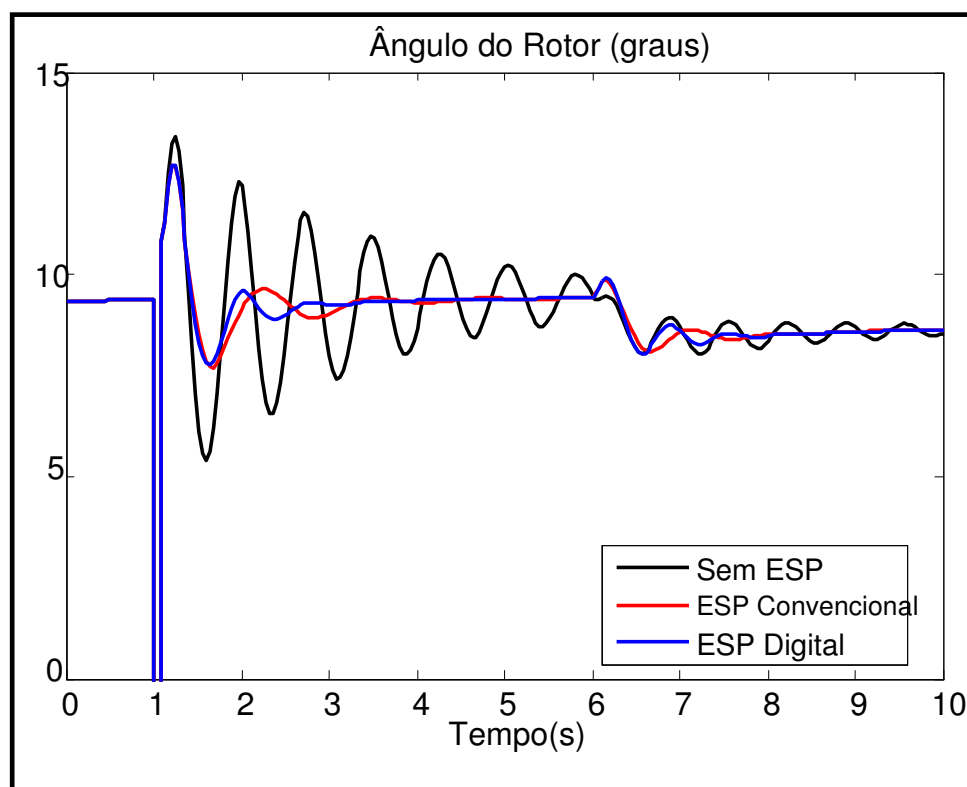


Figura 6.17 – Ângulo do rotor da máquina síncrona 8 para o caso 2.

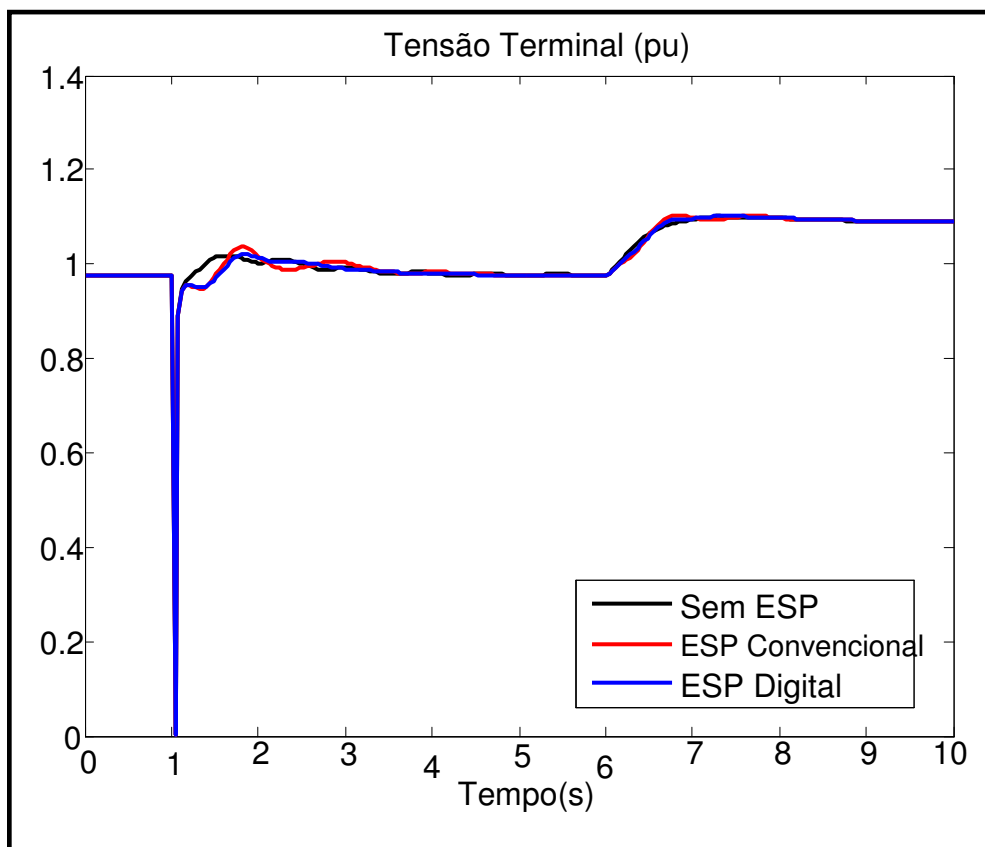


Figura 6.18 – Tensão terminal da máquina síncrona 8 para o caso 2.

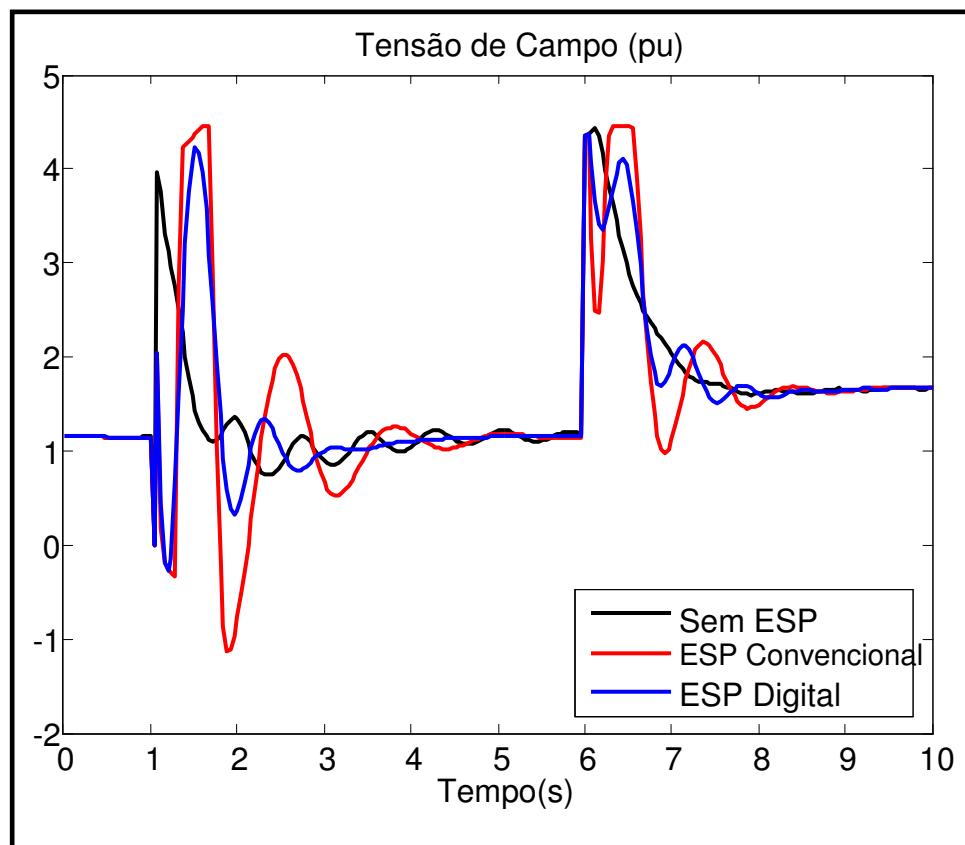


Figura 6.19 – Tensão de campo da máquina síncrona 8 para o caso 2.

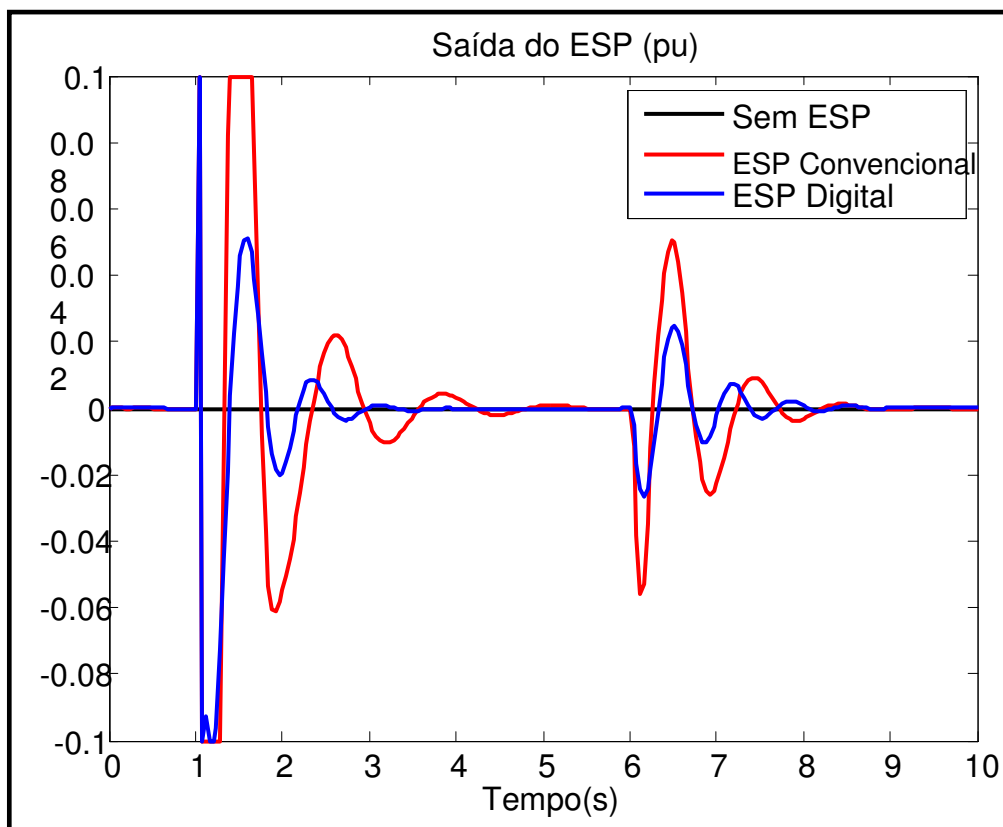


Figura 6.20 – Saída do ESP convencional e do ESP digital para o caso 2.

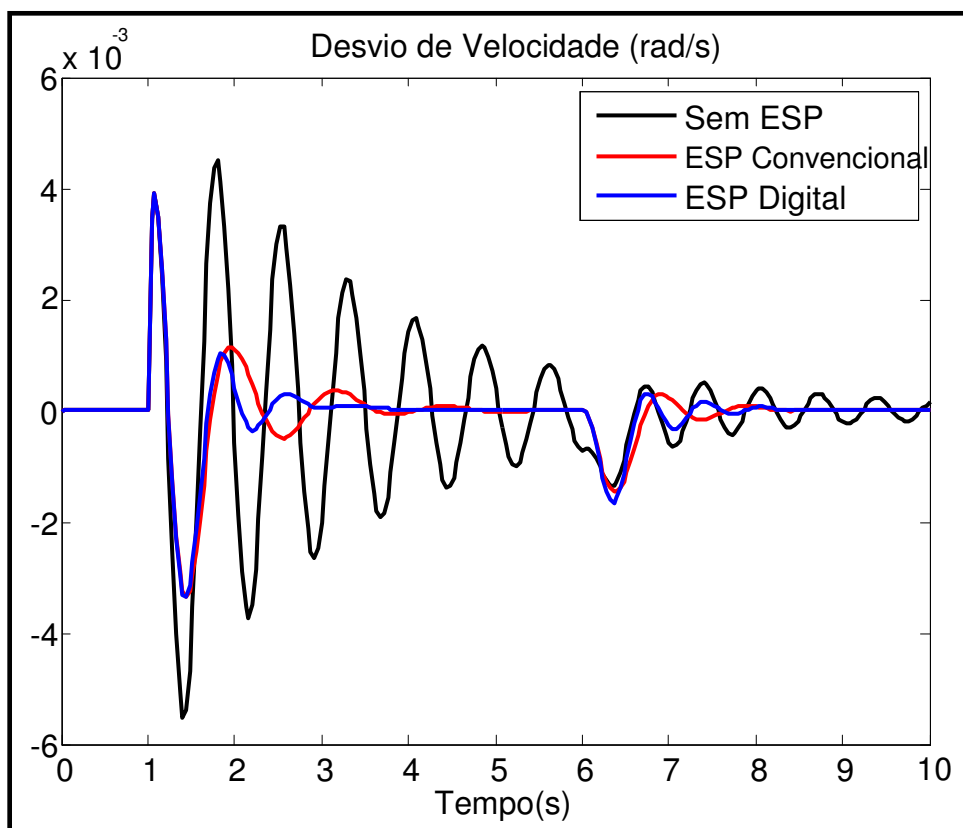


Figura 6.21 – Desvio de velocidade da máquina síncrona 8 para o caso 2.

Os resultados obtidos, neste ponto de operação reafirmam o que já fora observado no caso 1. Para a falta trifásica o ESP digital consegue amortecer a amplitude das duas primeiras oscilações igualmente como no ESP convencional. Entretanto, para os instantes e oscilações seguintes, mostra-se superior, amortecendo melhor e estabilizando-se mais rapidamente que o estabilizador convencional. Já para a segunda perturbação mostra-se que as amplitudes de oscilação para o amortecimento com ESP digital estão ligeiramente maiores que o outro estabilizador, contudo amortecendo e estabilizando mais rapidamente.

**Tabela 6.2** – Planta e esquema de controle digital para o caso 2.

Planta (Modelo não-linear de pólos salientes com sistema de excitação e RAT – vide Capítulo 2).	$y_p = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u_p ; y_p = P_{ativa} ; u_p = u_{esp}$ $P_{ativa} = \frac{0.1592q^{-1} - 0.0170q^{-2} - 0.1432q^{-3} - 0.0056q^{-4}}{1 - 1.9638q^{-1} + 1.0619q^{-2} + 0.0794q^{-3} - 0.0938q^{-4}} u_{esp}$		
Modos do Sistema	<i>Autovalores</i>	<i>Amortecimento(<math>\zeta</math>)</i>	<i>Frequência(Hz)</i>
	0.929 ± j0.316	0.0568	1.3067
	0.3690 -0.2640	1.0000 0.3910	3.9630 13.5759
Cálculo	<p><i>Calcula-se a equação 4.7 – capítulo 4):</i></p> $[s_i^i \ r_i^i] = [0.0301 \ -0.0065 \ -0.0003 \ 0.3779 \ -0.1467 \ -0.0203 \ 0.0049]^T ;$ $R(q^{-1}) = 0.3779 - 0.1467q^{-1} - 0.0203q^{-2} + 0.0049q^{-3} ;$ $S(q^{-1}) = 1 + 0.0301q^{-1} - 0.0065q^{-2} - 0.0003q^{-3} ;$ $p = [1 \ -1.8735 \ 0.9665 \ 0.0689 \ -0.0777 \ 0 \ 0 \ 0]^T .$		
Lei de Controle	$u_p = - \frac{0.3779 - 0.1467q^{-1} - 0.0203q^{-2} + 0.0049q^{-3}}{1 + 0.0301q^{-1} - 0.0065q^{-2} - 0.0003q^{-3}} y_p$		
Variáveis de Projeto	$P(q^{-1}) = 1 - 1.8735q^{-1} + 0.9665q^{-2} + 0.0689q^{-3} - 0.0777q^{-4} + 0q^{-5} + 0q^{-6} + 0q^{-7}$ <p><i>Parâmetros desejados:</i></p> $\zeta_d = 0,2 ; Wn \approx 8.5 \text{ rad / s}$		

#### **6.4 – Conclusão.**

Esta etapa dos estudos de simulação de um controle digital com alocação polinomial de pólos aplicado ao amortecimento de oscilações eletromecânicas de uma unidade geradora da UHE de Tucuruí fielmente modelada através do simulador, é apresentada neste capítulo. Foi apresentada a metodologia de realização de ensaios para o projeto do ESP digital em um ponto de operação escolhido, cuja seqüência de métodos é também seguida nos teste em campo, mostrados no capítulo 7.

Através dos resultados de simulação observados verificou-se que o ESP digital apresenta superioridades em relação ao ESP convencional. Mesmo para as faltas mais severas o estabilizador proposto neste trabalho conseguiu manter a estabilidade do sistema e na maioria dos casos estabilizá-lo mais rapidamente que o ESP convencional. O ESP digital projetado para produzir um amortecimento de 0,2 apresentou melhor resultado, o que caracteriza uma das principais vantagens de utilizar esta técnica de controle digital.

Estes resultados permitiram a importante tarefa de verificar a viabilidade da implantação de tal dispositivo em umas das unidades geradoras da UHE de Tucuruí. As vantagens do desenvolvimento deste ESP digital (protótipo mostrado no capítulo 5), aplicação com a utilização da metodologia dos testes e resultados experimentais são apresentados no capítulo 7.

## **CAPÍTULO VII**

### **RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM TESTES DE CAMPO NA UHE DE TUCURUÍ.**

#### **7.1 – Introdução**

Este capítulo é destinado a mostrar os resultados obtidos nesse trabalho, de acordo com os objetivos propostos pelo projeto de pesquisa no início de sua execução. Deseja-se mostrar aqui desde o roteiro de realização dos ensaios em campo, passando pelas etapas de execução de ensaios em malha aberta, os quais seguem a metodologia apresentada na seção 6.2. A aplicação de sinais de excitação ao sistema, utilizando-se o equipamento descrito no capítulo 5, foi realizada, a partir de onde identificou-se um modelo paramétrico representativo à dinâmica do sistema perpassando pela etapa de estimação de parâmetros e validação do modelo estimado, segundo a teoria revisada no capítulo 3. Com a certeza de um bom modelo linear obtido no ponto de operação que se executou os testes, procede-se então ao projeto do ESP digital empregando-se a técnica de alocação de pólos, onde se busca um deslocamento radial destes de acordo com fator de amortecimento desejado, como mostrado no capítulo 4. Os resultados são mostrados através de perturbações com sinal degrau, observando-se os desvios de potência ativa apresentado pelo sistema sem ESP, com o ESP analógico da UHE e com o ESP digital para dois valores de amortecimento.

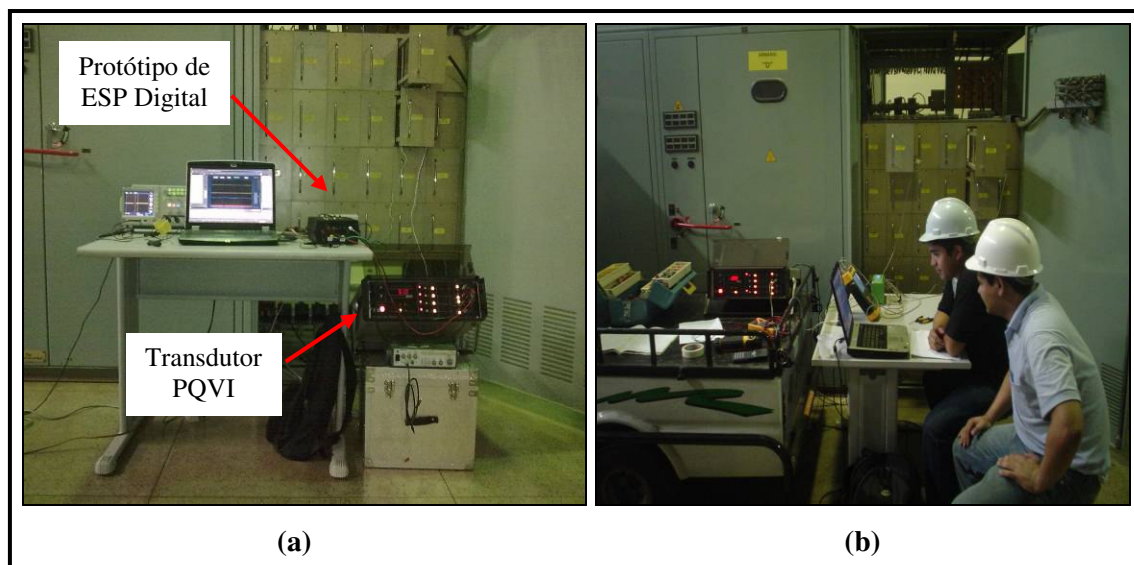
#### **7.2 – Roteiro de Execução de Ensaios**

Os experimentos do ESP digital em campo na UHE de Tucuruí foram realizados pela equipe do projeto de pesquisa que resultou neste trabalho, juntamente com a participação e supervisão da equipe técnica da Eletronorte. Para execução desses testes seguiu-se o roteiro.

- a. Testes no Laboratório da UHE de Tucuruí para verificação do funcionamento correto do protótipo do ESP digital desenvolvido, para os modos de aquisição e controle, com osciloscópios e gerador de sinais;
- b. Montagem dos equipamentos necessários à alimentação, medição e programação do protótipo do ESP digital próximos ao armário do RAT e

- sistema de excitação da UHG 8, autorizada pelo Operador Nacional de Sistemas, e onde realizaram-se os experimentos;
- c. Estudo para definição dos pontos de injeção e coleta de sinais de interesse modo de aquisição para acompanhamento da metodologia de testes (seção 6.2);
  - d. Realização da metodologia dos ensaios:
    - i. injeção de sinais degrau e SBPA seguida coleta de dados, fazendo uso da interface com o usuário no modo de aquisição (seção 5.3.1);
    - ii. estimação de modelo paramétrico linear ARX em torno do ponto de operação em que a máquina síncrona se encontra;
    - iii. validação e projeto do ESP digital baseado no modelo identificado;
  - e. Programação dos coeficientes  $r_i$ 's e  $s_i$ 's do controlador digital através da interface gráfica em modo de controle (seção 5.3.2);
  - f. Teste em malha fechada com o ESP digital.

Na Figura 7.1(a), mostra-se o protótipo do ESP digital junto ao painel do armário do RAT da UHG 8, onde foram realizados os testes de identificação e controle. O mesmo foi instalado na usina apenas durante os testes, sendo posteriormente desativado por questões técnico - administrativas impostas pelo ONS. A Figura 7.1(b) mostra parte da equipe do projeto no local durante os testes.



7.1 – Equipamentos e ESP digital durante testes em campo na UHE de Tucuruí.



### 7.3 – Ensaios para Resposta do Sistema em Malha Aberta

Para a etapa de ensaios com o sistema em malha aberta, ou seja, sem estabilizador fechando a malha para amortecer as oscilações da máquina, procede-se às definições de quais pontos dos circuitos dos módulos de regulação de tensão correspondem ao seu ponto de soma. Em seguida aplicam-se os sinais de excitação degrau e SBPA, como mostrado nas seções a seguir.

#### 7.3.1 – Definição dos Pontos de Injeção Sinais e Coleta de Sinais

A partir dos estudos dos diagramas elétricos dos circuitos dos módulos que compõem o RAT da UHG, pôde-se definir que as perturbações, degrau e SBPA, poderiam ser aplicadas no ponto M21 do módulo DE, para o qual existe a relação de que  $1 pu$  na tensão terminal equivale a  $10 volts CC$  na referência de tensão do RAT, implicando por exemplo que uma variação de  $100 mV$  representa uma variação de  $1 \%$  na tensão de referência.

A figura 7.2 ilustra parte do diagrama elétrico do módulo DE, do qual se definiu o ponto de injeção de sinais. A figura 7.3 mostra um diagrama simplificado de onde situa-se este ponto em relação à máquina síncrona.

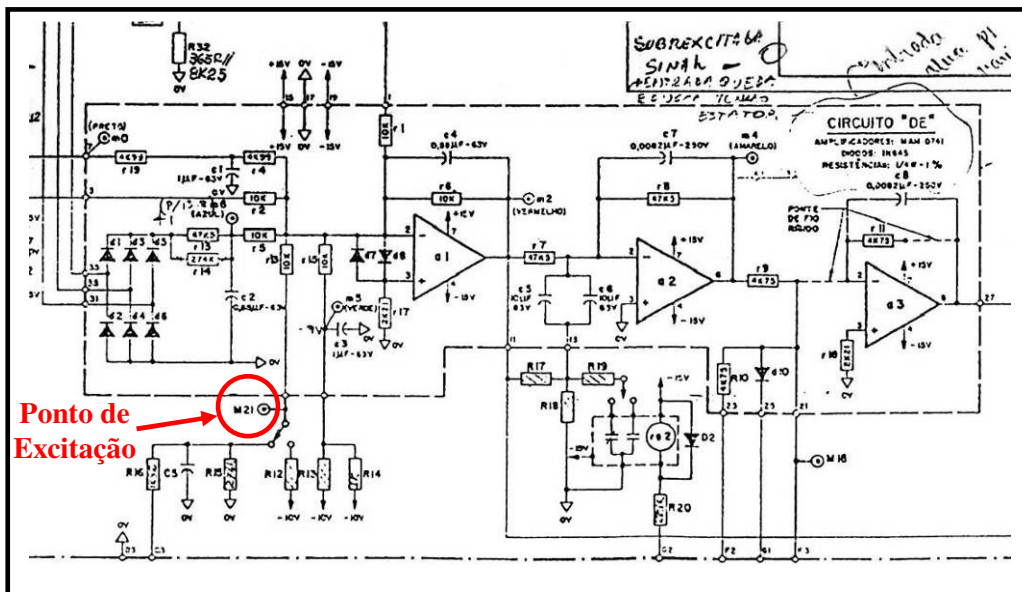
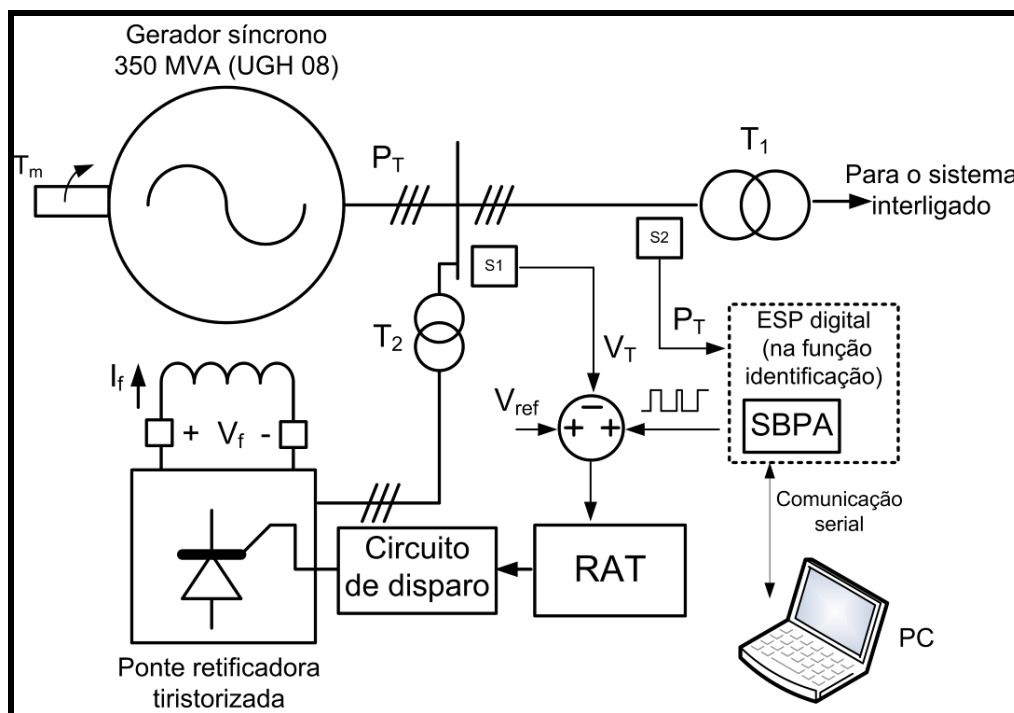


Figura 7.2 – Folha de dados do RAT contendo o circuito onde está localizado o ponto M21 usado para a injeção de sinal.



**Figura 7.3** – Diagrama simplificado do local de injeção de sinal em relação à máquina síncrona.

A resposta do sistema pôde ser observada através de um sinal proporcional à potência ativa da máquina, gerado através de um transdutor de potência PQVI, disponibilizado pela Eletronorte para os ensaios. A Figura 7.2 ilustra a conexão dos sensores de tensão e corrente do PQVI.



**Figura 7.4** – Instalação do transdutor de potência PQVI.

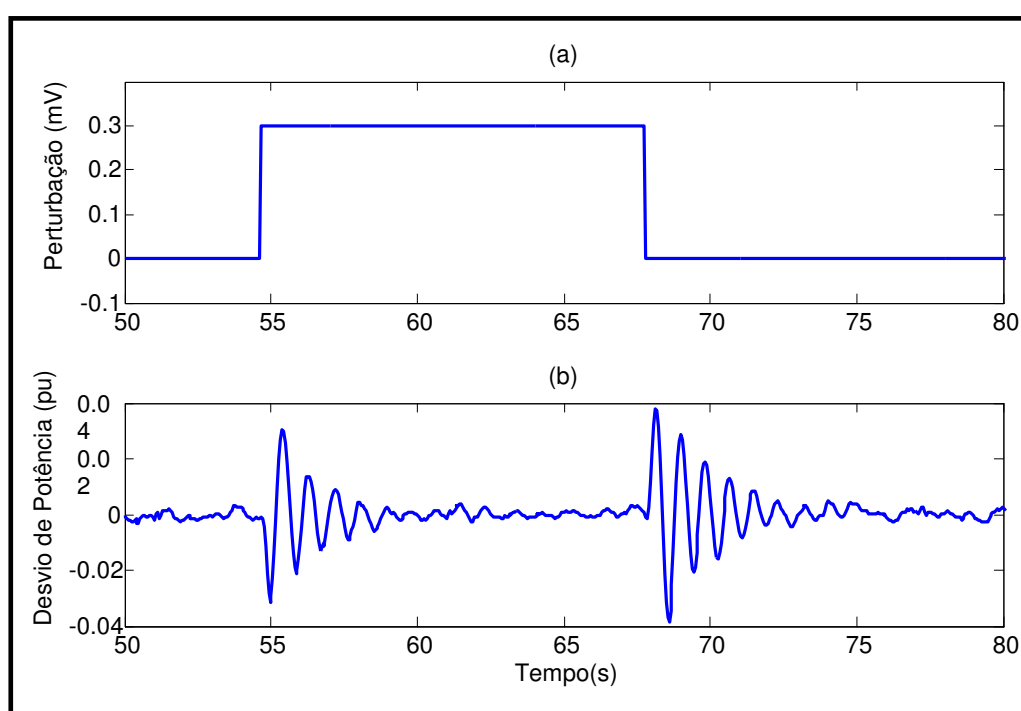
### 7.3.2 – Teste de Resposta ao Degrau em Malha Aberta

O primeiro teste realizado foi o de aplicação de uma perturbação degrau e análise da resposta do sistema em malha aberta. O sinal foi configurado inicialmente com  $300\text{ mV}$  de amplitude o qual sendo aplicado no ponto de referência do RAT, mostrado na seção 7.3.1, foi retirado após  $12\text{ segundos}$ . A amplitude selecionada foi suficientemente baixa para ser superposto ao sinal de referência de tensão do RAT sem influenciar de forma considerável no nível de geração programado para a UHG 08. Percebeu-se, dessa forma, que as variações na potência ativa da UHG 8 manteve os limites de segurança do ensaio. A figura 7.3 mostra a resposta da máquina para a aplicação da perturbação degrau.

A tabela 7.1 apresenta as condições operacionais da UGH 08 e os níveis de montante e jusante encontrados durante os ensaios de resposta ao degrau para o período de março de 2009, quando realizaram-se os mesmos.

**Tabela 7.1** – Condição operacional da UGH 08 durante os ensaios de resposta ao degrau.

Potência Ativa ( <i>MW</i> )	Potência Reativa ( <i>Mvar</i> )	Tensão ( <i>Volts</i> )	Montante ( <i>metros</i> )	Jusante ( <i>metros</i> )
280	-10,9	13660	72,97	9,45



**Figura 7.5** – Resposta ao degrau: (a) Degrau, (b) Variações da potência ativa.

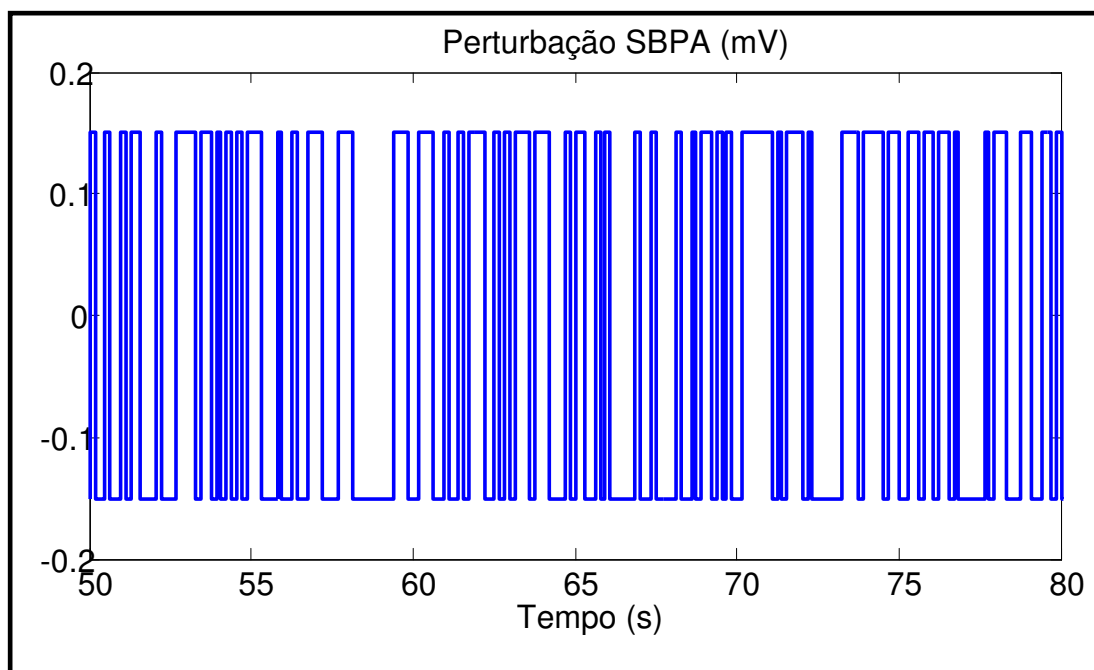
### 7.3.3 – Teste de Resposta a SBPA

O ensaio de análise da resposta diante a aplicação de uma SBPA, realizado posteriormente à observação da constante de tempo dominante (ou seja, o tempo levado pelo sistema para cessar as oscilações causadas pela perturbação degrau), foi realizado a partir da determinação da faixa de frequências a ser excitada, segundo as equações 6.3 e 6.4, mostrado na inequação 7.1, a qual provavelmente compreende os modos de oscilação que o sistema apresenta.

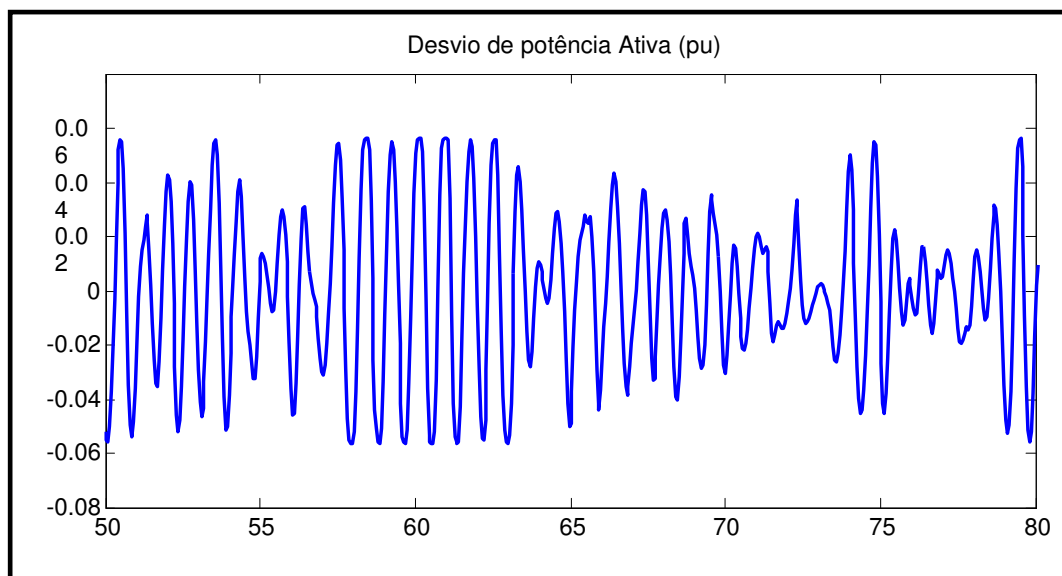
$$0,03Hz \leq f_{desejada} \leq 3Hz \quad (7.1)$$

Para tal, projeta-se a SBPA para realizar a excitação desta faixa de frequências, obtendo os seguintes valores (mostrados em 7.2) para os parâmetros número de células  $N$  e tempo de atualização de bits  $T_{bit}$  da seqüência binária, calculados segundo 6.5 e 6.6. Realizou-se a aplicação da SBPA cautelosamente de forma que a amplitude variasse entre 70 mV e -70 mV. A figura 7.6 ilustra o sinal SBPA projetado e em 7.7 a resposta em malha aberta apresentada pelo sistema para uma aquisição de dados com amostragem de 40 ms.

- Tempo de atualização de bits:  $T_{bit} = 120 \text{ ms};$
- N° de células:  $N = 9;$  (7.2)
- Amplitude:  $A = 140 \text{ mV } (\pm 70\text{mv});$

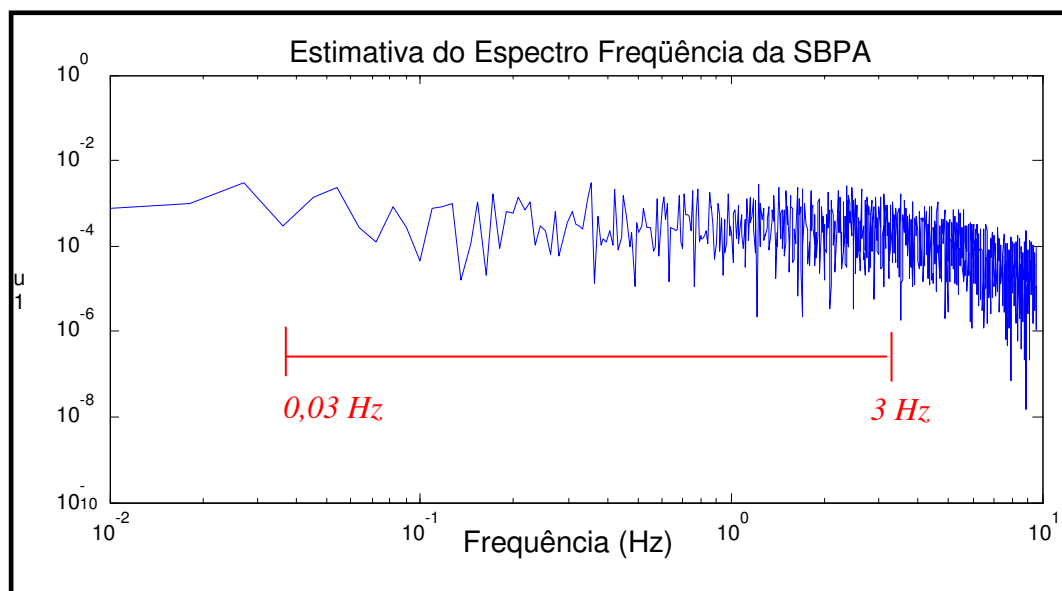


**Figura 7.6** – Sinal de Perturbação SBPA aplicado à UHG 8.

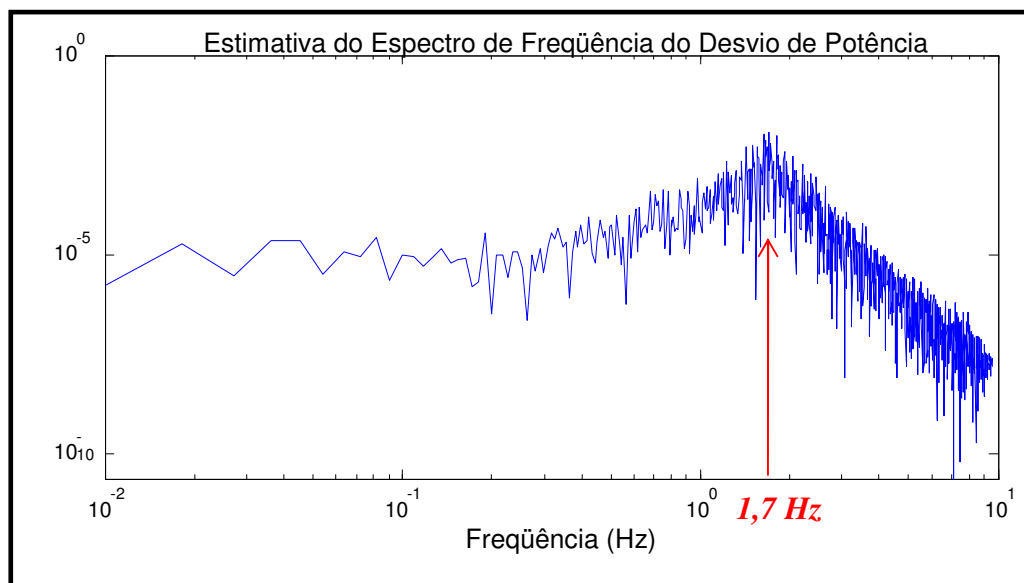


**Figura 7.7** – Resposta em malha aberta apresentada pelo sistema diante à perturbação SBPA aplicado à UHG 8.

Observando uma estimativa do espectro dos sinais aquisitados, na figura 7.8, visualiza-se o espectro de frequências aproximadamente plano da SBPA “copiando”, para a faixa de frequências desejada, o espectro de um ruído branco; e na figura 7.9 pode-se verificar o pico com maior densidade espectral no sinal de potência ativa no valor de  $1,7\text{ Hz}$ , o que representa o modo de oscilação local apresentada pelo UHG 8.



**Figura 7.8** – Estimativa do Espectro de frequência da perturbação SBPA.



**Figura 7.9** – Estimativa do Espectro de frequência do desvio de potência.

Somente com análise dos dados obtidos percebe-se o modo de oscilação pouco amortecido é de aproximadamente  $1,7 \text{ Hz}$ , antes mesmo de realizar a etapa de estimação dos parâmetros do modelo ARX. Faz-se isso nesta seção seguinte, realiza-se a estimação paramétrica e verifica-se o quão bom o modelo está representando a planta.

## 7.4 – Identificação de Modelo Paramétrico

A realização dos ensaios em malha aberta desempenhou uma etapa de grande relevância na busca de um modelo linear que represente o sistema nesta condição operacional. A partir da análise realizada das informações obtidas, procede-se a etapa de cálculos dos parâmetros de um modelo ARX, fazendo uso do estimador de mínimos quadrados e usando ferramentas de validação para garantir a qualidade da representação do modelo.

### 7.4.1 – Estimação do Modelo Paramétrico

A quantidade de dados de entrada e saída levantados no ensaio de resposta à SBPA com aquisição de  $110 \text{ segundos}$  de duração com período de amostragem de  $40 \text{ ms}$  (mais de  $2500 \text{ amostras}$ ), se mostra suficiente para a realização dos cálculos da matriz pseudo-inversa, mantendo-a bem condicionada e resultante em uma boa estimação de parâmetros calculados, com o estimador de mínimos quadrados ( equação

3.19), que consiga razoável minimização da função de erro quadrático mostrado na equação 3.18.

Escolhe-se para a representação paramétrica, um modelo linear ARX com a estrutura apresentada na equação 3.5, devido aos bons resultados obtidos para fins de controle linear e à forma como o ruído é tratado nele. Para a condição operacional encontrada nos testes de malha aberta, escolhe-se a partir da análise da função do erro quadrático, ilustrada na figura 7.10, uma estrutura com complexidade de 4ª ordem para o modelo paramétrico a ser estimado. Apesar de um modelo de 3ª ordem mostrar-se válido, procedimentos de validação evidenciaram que a primeira escolha seria a melhor.

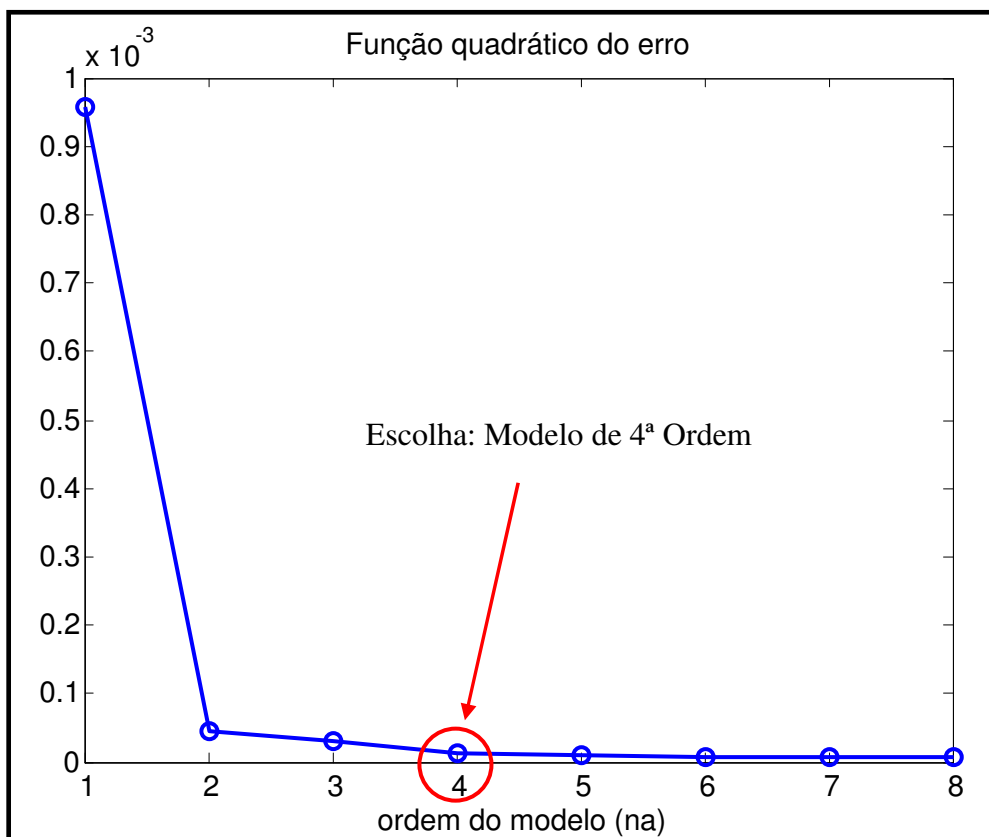


Figura 7.10 – Escolha da complexidade do modelo ARX.

O resultado da estimação é visualizado na equação 7.3 onde se considera somente a parcela determinística do modelo ARX da equação  $A(q)y(k) = B(q)u(k) + e(k)$ .

$$y_p = \frac{-0.0087q^{-1} - 0.0514q^{-2} - 0.0081q^{-3} + 0.0665q^{-4}}{1 - 2.27q^{-1} + 2.1217q^{-2} - 0.8403q^{-3} + 0.1334q^{-4}} u_p \quad (7.3)$$

onde  $y_p$  é potência ativada da UHG e  $u_p$  é o sinal de entrada no mesmo ponto de soma do RAT mostrada na seção 7.3.1. A tabela 7.2 apresenta os pólos do modelo identificado, onde percebe-se a existência de um par de pólos dominantes pouco amortecidos (0,2), com frequência natural de aproximadamente 1,7 Hz.

Tabela 7.2 - Pólos do modelo estimado em malha aberta ( $T_s$  igual a 40 ms).

Pólos	Magnitude	Amortecimento	Frequência (Hz)
$0.802 + j0.499$	0.945	0.101	1.7189
$0.802 - j0.499$	0.945	0.101	1.7189
$0.336 + j0.191$	0.387	0.879	3.3104
$0.336 - j0.191$	0.387	0.879	3.3104

#### 7.4.2 – Validação do Modelo Paramétrico

A comparação da resposta do modelo ARX de 4ª ordem com a resposta de desvio de potência ativa capturada nos dados medidos, mostrada na figura 7.11 demonstra que o modelo escolhido consegue representar bem a dinâmica do sistema para o ponto de operação considerado.

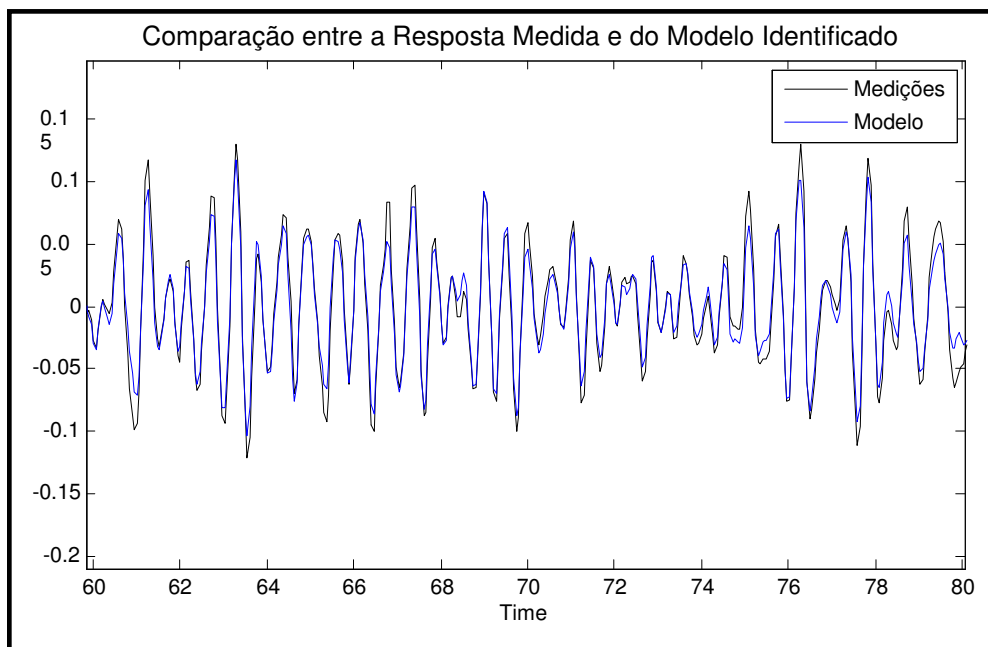
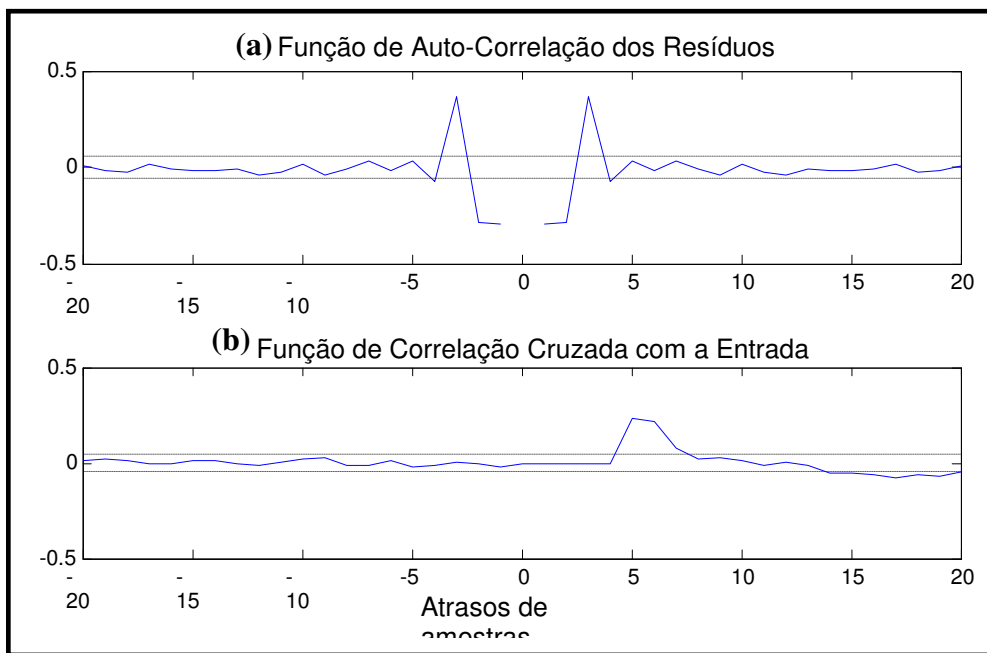


Figura 7.11 – Escolha da complexidade do modelo ARX.

Ratificando a afirmação feita acima, realiza-se a análise dos resíduos do modelo ARX de 4ª ordem a partir de suas funções de correlação FAC  $r_{\xi\xi}(\tau)$  e FCC  $r_{u\xi}(\tau)$ .



Na figura 7.12(a) e 7.12(b) são mostradas as funções de autocorrelação,  $r_{\zeta\zeta}(\tau)$  e correlação cruzada com a entrada,  $r_{u\zeta}(\tau)$ , dos resíduos, respectivamente. Tais resíduos, segundo se observa, apresentam bom resultado uma vez se comportam de forma aproximada como um ruído branco, pois sua função de autocorrelação é nula para quase todos os valores de atraso, exceto os atrasos próximos a zero. Do mesmo modo analisa-se a função de correlação cruzada, a qual apresenta os resíduos estatisticamente nulos para a maior parte dos valores de atraso, uma vez que respeitam um intervalo de confiança de 99%.



**Figura 7. 12** – Validação do modelo ARX através da análise de resíduos.

O mapa de pólos e zeros do modelo é mostrado na figura 7.13, onde se pode observar os pólos com suas magnitudes apresentados na tabela 7.2. Verifica-se que a condição dos pólos dominantes do sistema, é de praticamente uma estabilidade marginal, carecendo de serem mais bem amortecidos. Como se sabe, a localização destes pólos mostra-se diretamente relacionado ao amortecimento que eles apresentam. Uma vez melhorando este amortecimento espera-se obter pólos mais internos ao círculo unitário de estabilidade do plano Z, como se verá na seção a seguir.

Na figura 7.14 está ilustrada a resposta em frequência do modelo ARX identificado, onde é possível confirmar informações acerca da frequência natural de aproximadamente 1,7 Hz dos pólos pouco amortecidos que o modelo conseguiu representar do sistema.

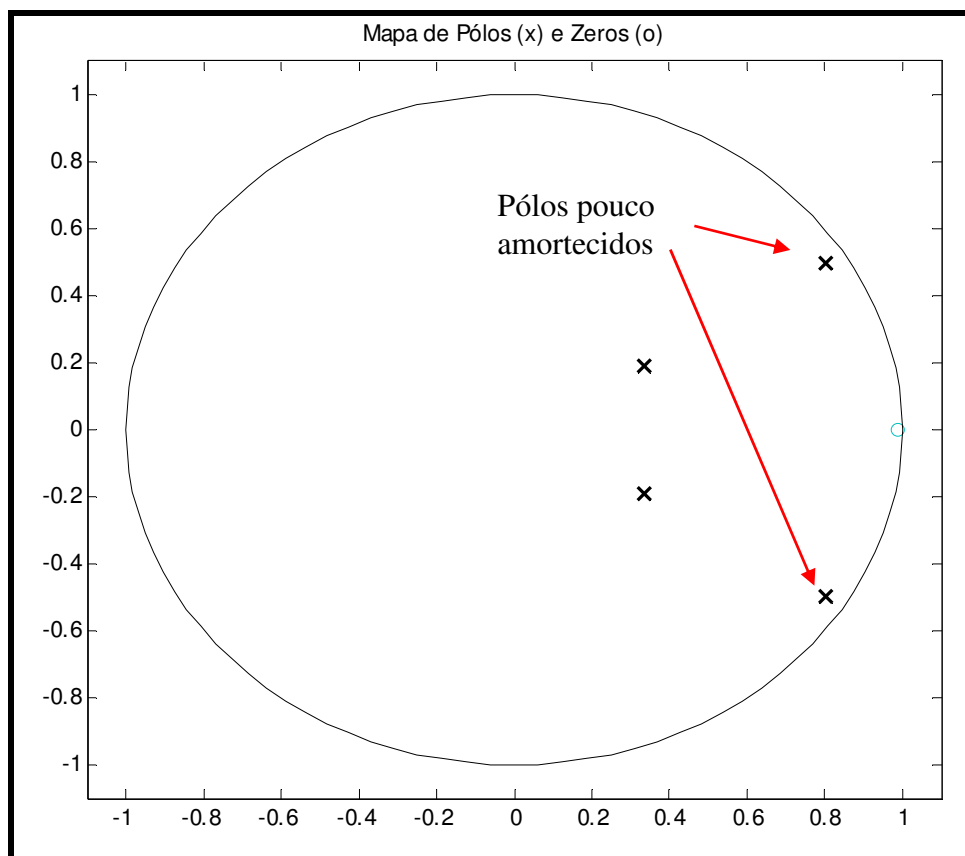


Figura 7.13 – Mapa de pólos e zeros do modelo ARX.

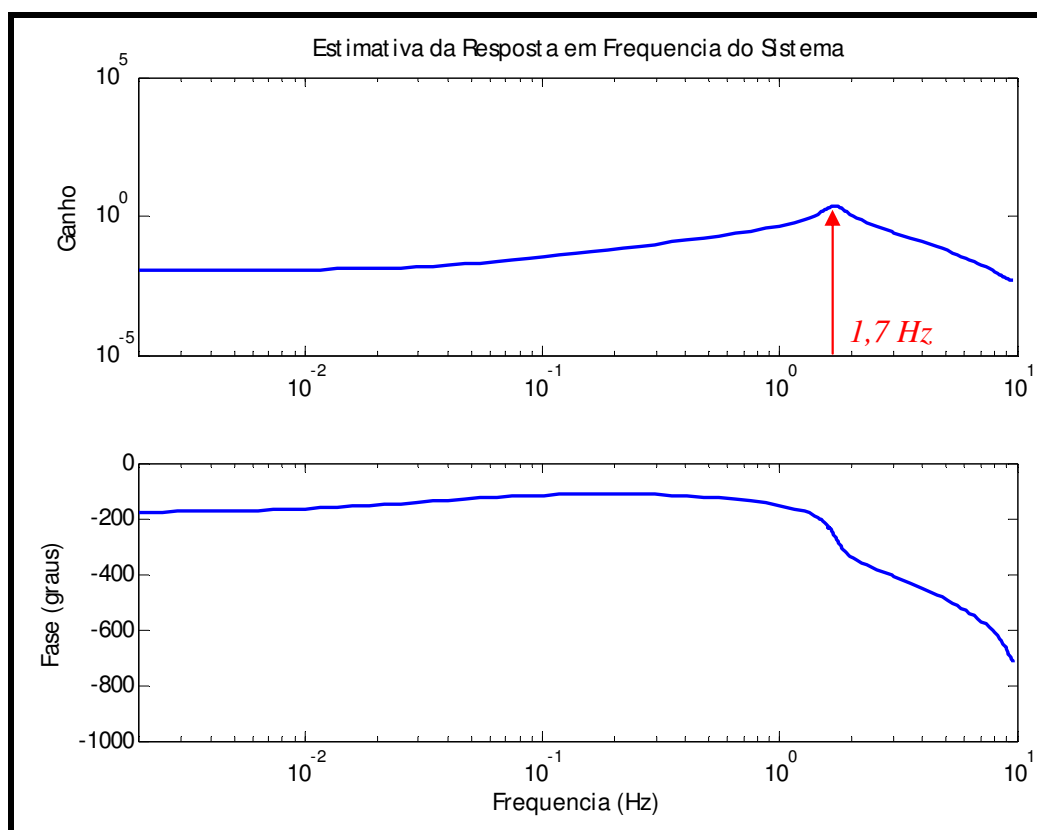


Figura 7.14 - Resposta em frequência do modelo ARX.

## 7.5 – Projeto do ESP Digital baseado na Técnica de Deslocamento Radial de Pólos

Com o modelo paramétrico discreto com boa representatividade da dinâmica do sistema e baseando-se nos conceitos teóricos, apresentados na seção 4.4, o projeto do controlador digital é realizado buscando-se encontrar os polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$ , de modo que o sistema quando colocado em malha fechada apresente o comportamento dinâmico determinado pelo polinômio característico cujos pólos dominantes representam a dinâmica principal que se deseja realizar.

Desse modo realizou-se os projetos para o ESP digital, onde deslocam-se os dois pólos pouco amortecidos, observados na figura 7.13, em direção à origem do círculo unitário do plano  $Z$ , obedecendo os amortecimento desejados para os valores de  $\zeta_d = 0.2$  e  $\zeta_d = 0.3$ .

Respeitando-se as condições para que o sistema tenha solução única, encontra-se a ordem para os polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$ , de acordo com as equações 7.4 e 7.5, respectivamente, sabendo-se que o modelo estimado (equação 7.3) possui atraso  $d = 1$ .

$$n_R = n_A - 1 = 3 \quad (7.4)$$

$$n_S = n_B + d - 1 = 3 \quad (7.5)$$

### 7.5.1 – Deslocamento Radial para um amortecimento $\zeta_d = 0.2$

A partir da observação dos pólos dominantes ( $z = 0.802 \pm j0.499$ ) obtidos pelo modelo da equação 7.3, calcula-se a frequência natural, resultando em  $\omega_n = 10,8 \text{ rad/s}$ , e fator de amortecimento, resultante  $\zeta = 0,101$ , ambos com a equação em 6.8, para então calcular-se o fator de contração  $\alpha$ , segundo a equação 4.6.b, cujo valor representará a diminuição na magnitude dos pólos pouco amortecidos de acordo com o amortecimento desejado  $\zeta_d = 0.2$ . O tempo de amostragem dos sinais aquisições é  $40 \text{ ms}$ .

Sabendo a ordem dos polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$  e com o valor do fator de contração  $\alpha$  calculado, os coeficientes dos polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$ , são obtidos diretamente da resolução da equação 7.6 para um modelo ARX de 4ª ordem.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & b_3 & b_2 & b_1 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 \\ a_4 & a_3 & a_2 & 0 & b_4 & b_3 & b_2 \\ 0 & a_4 & a_3 & 0 & 0 & b_4 & b_3 \\ 0 & 0 & a_4 & 0 & 0 & 0 & b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha-1)a_1 \\ (\alpha^2-1)a_2 \\ (\alpha^3-1)a_3 \\ (\alpha^4-1)a_4 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

O valor resultante para os coeficientes dos polinômios  $R(q)$  e  $S(q)$  que compõem o ESP digital, são apresentados na tabela 7.3, e a lei de controle para este projeto é mostrado na equação 7.7.

**Tabela 7.3** – Valor dos parâmetros do ESP digital para  $\zeta d = 0.2$  ( $T_s = 40$  ms).

Parâmetro	$r_0$	$r_1$	$r_2$	$r_3$	$s_1$	$s_2$	$s_3$
Valor	-1.3286	1.9141	-0.8875	0.1505	0.1112	-0.0209	-0.075

$$u_p = -\frac{-1.3286 + 1.9141q^{-1} - 0.8875q^{-2} + 0.1505q^{-3}}{1 + 0.1112q^{-1} - 0.1112q^{-2} - 0.075q^{-3}} y_p \quad (7.7)$$

Sendo  $u_p$  o sinal de saída do ESP digital e  $y_p$  o sinal de potência ativa realimentada.

### 7.5.2 – Deslocamento Radial para um Amortecimento $\zeta_d = 0.3$

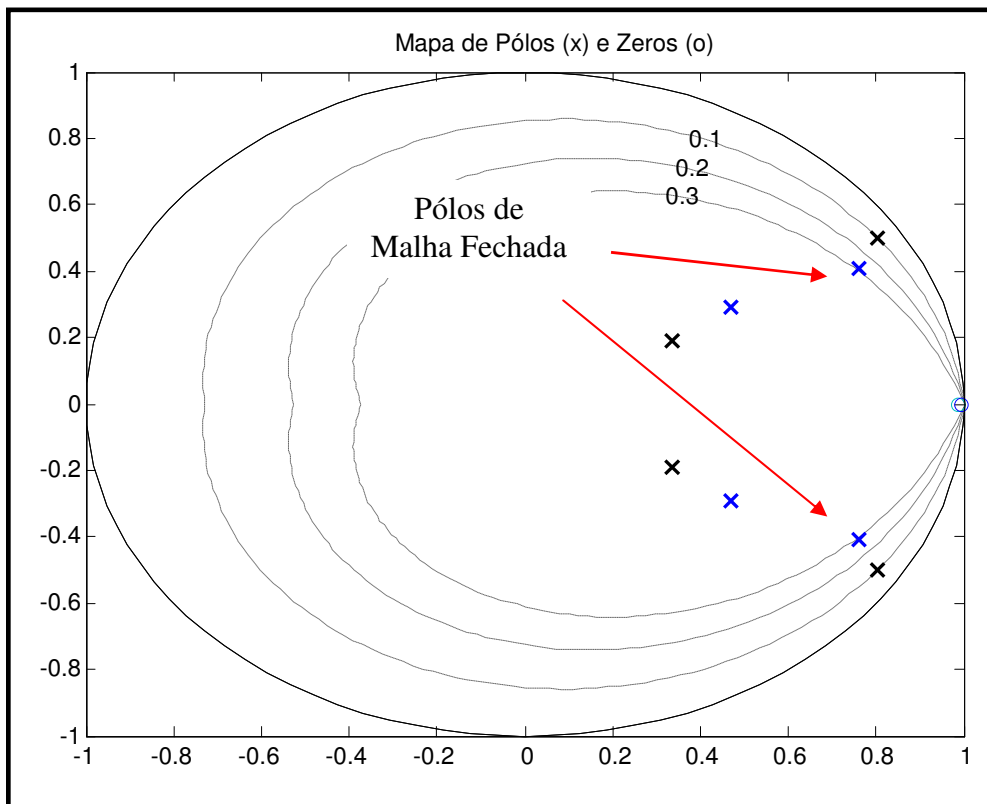
O procedimento realizado para o cálculo do ESP digital projetado para o amortecimento desejado de  $\zeta_d = 0.3$  é o mesmo mostrado na seção anterior de onde resultou-se o cálculo dos seguintes parâmetros, mostrados na tabela 7.4. A lei de controle para este projeto é mostrada na equação 7.8.

Na figura 7.15 é mostrado o mapa de pólos e zeros para o sistema em malha fechada. Observa-se o alcance dos objetivos de projeto, uma vez que os novos pólos dominantes apresentam o amortecimento projetado e posicionado mais interno que os de malha aberta.

**Tabela 7.4** – Valor dos parâmetros do ESP digital para  $\zeta d = 0.3$  ( $T_s = 40$  ms).

Parâmetro	$r_0$	$r_1$	$r_2$	$r_3$	$s_1$	$s_2$	$s_3$
Valor	-2.6008	3.6521	-1.6708	0.2804	0.2174	-0.0304	-0.1397

$$u_p = -\frac{-2.6008 + 3.6521q^{-1} - 1.6708q^{-2} + 0.2804q^{-3}}{1 + 0.2174q^{-1} - 0.0304q^{-2} - 0.1397q^{-3}} y_p \quad (7.8)$$



**Figura 7.15** – Diagrama de pólos e zeros com pólos em malha fechada para  $\zeta d = 0.3$ .

### 7.6 – Ensaio para Resposta do Sistema em Malha Fechada

Uma vez projetado o controlador digital, pode-se programá-lo no hardware do ESP digital desenvolvido, diretamente através da interface gráfica selecionada para modo de controle, segundo descreveu-se na seção 5.3.2. A figura 7.16(b) ilustra parte da equipe do projeto realizando a inclusão dos parâmetros do controlador, em campo para execução dos ensaios em malha fechada. A figura 7.16(b) mostra o protótipo ESP digital ao lado de um PC.



Figura 7.16 – Inclusão dos parâmetros do controlador no ESP digital.

Com a inserção dos parâmetros, o protótipo está pronto para execução dos ensaios em malha fechada. Dessa forma procedeu-se aos ensaios para avaliação do desempenho do ESP digital para as situações da UHG 8 estando sem ESP, e também com o ESP analógico atualmente em funcionamento na UHE

### 7.6.1 – Resposta à Perturbação Degrau Sem ESP

Na Figura 7.17 é apresentada a resposta do sistema, que é o desvio de potência ativa, devido à aplicação de uma perturbação degrau ao ponto de soma do RAT da UHG 8 com 300 mV de amplitude, equivalente a uma variação de 3 % na referência de tensão, com o ESP desativado.

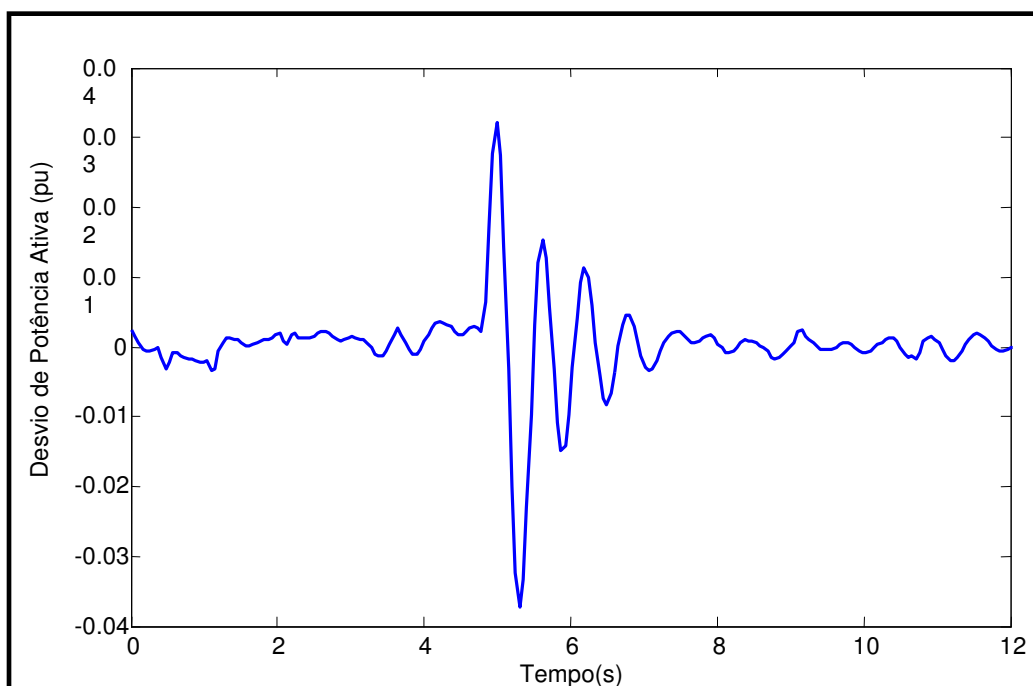
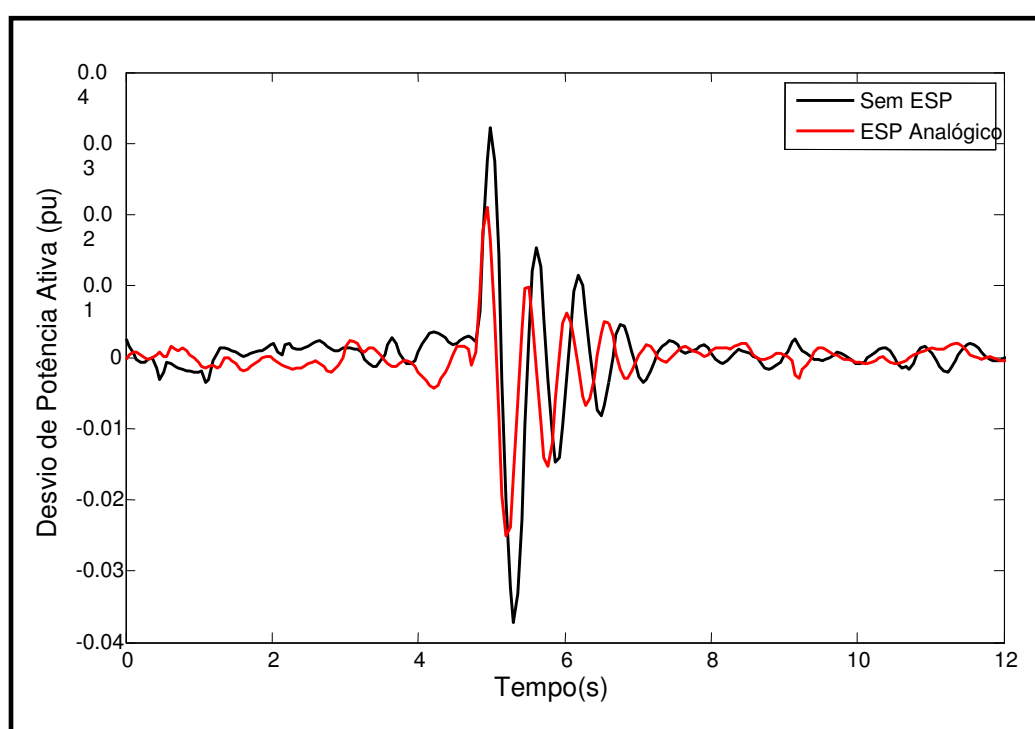


Figura 7.17 - Resposta do Sistema devido a aplicação de perturbação degrau (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando sem o uso de ESP digital ou analógico.

### 7.6.2 – Resposta à Perturbação Degrau com ESP Analógico (Convencional)

Com a resposta do sistema sem um ESP pode ser observada a existência de um modo local de oscilação eletromecânica com valor de aproximadamente  $1,7\text{ Hz}$ , evidenciando a carência de amortecimento.

A resposta do sistema com a ativação do ESP analógico da UHG 8 é observada na figura 7,18, para a mesma variação de 3 % na referência de tensão do RAT desta UHG.



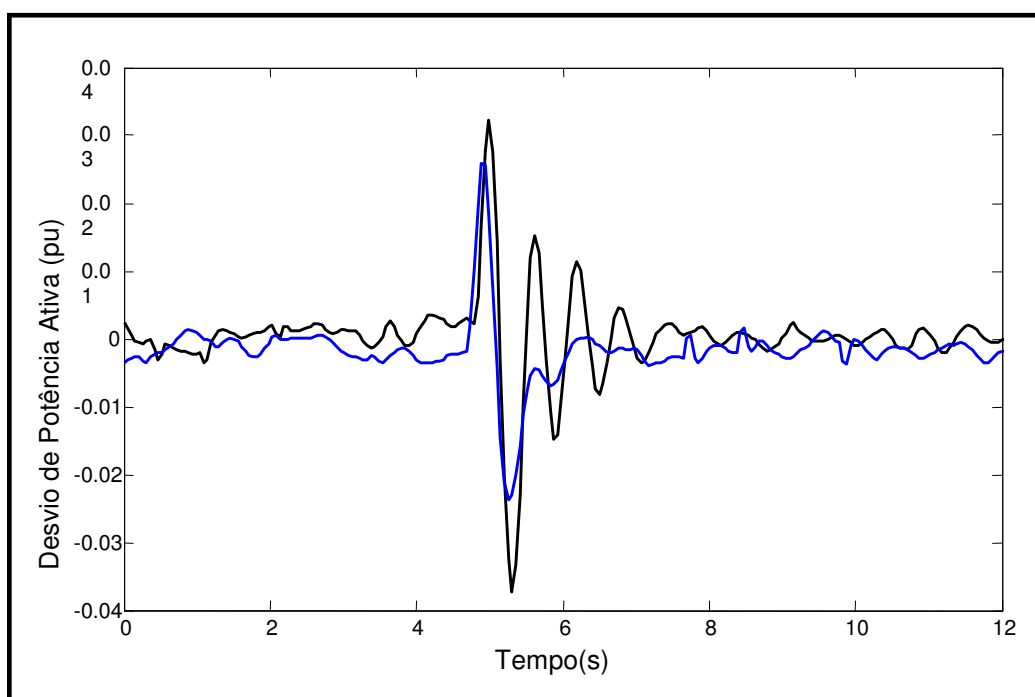
**Figura 7.18** - Resposta do Sistema devido a aplicação de perturbação degrau (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com o ESP analógico.

A resposta de desvio de potência ativa devido à aplicação de uma perturbação degrau de 3% na referência de tensão do RAT da UHG8 evidencia que o ESP analógico consegue realizar o amortecimento das oscilações. Entretanto pode-se classificar seu desempenho como pobre para o amortecimento do modo de oscilação local observado de aproximadamente  $1,7\text{ Hz}$ .

Vale observar que nos testes experimentais apresentados neste capítulo, não foi efetuada nenhuma tentativa de resintonia do ESP analógico da UHG 8, estando o mesmo fixo nos ajustes determinados em trabalhos anteriores pela equipe da UHE de Tucuruí e ONS.

### 7.6.3 - Resposta à Perturbação Degrau Com ESP Digital para um Amortecimento $\zeta_d = 0,2$

O ESP digital após as etapas de identificação, projeto de controle e programação dos parâmetros do protótipo de ESP digital, chega à etapa de teste de amortecimento para este controlador. Aplica-se a mesma variação de 3% na referência de tensão do RAT da UHG 8. O resultado pode ser visto na figura 7.19.



**Figura 7.19** – Resposta devido a aplicação de perturbação degrau (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com ESP digital projetado para fornecer um amortecimento  $\zeta_d = 0.2$ .

Pode ser observado na figura 7.19, o desempenho de amortecimento apresentado pelo ESP digital, pode ser considerado um bom o resultado, o qual cumpre a proposta de se obter pólos de malha fechada dominantes que apresente características que se especificou em projeto. Isso pode ser exemplificado, com a pouca ou nenhuma alteração na frequência natural do sistema  $\omega_n$  e a obtenção do fator de amortecimento desejado para  $\zeta_d = 0.2$  de acordo como se observa as características dos pólos de malha fechada na tabela 7.5. Na figura 7.20 é mostrada a saída do ESP digital para o amortecimento  $\zeta_d=0.2$ , demonstrando que um sinal factível de controle é possível de ser obtido para desempenho de tal amortecimento produzido em malha fechada.



O desempenho do ESP digital se mostra superior ao analógica o que já justifica o desenvolvimento desta pesquisa. Entretanto buscando-se verificar um desempenho ainda melhor, repetiu-se os ensaios para o projeto com amortecimento desejado de  $\zeta_d=0.3$ , como mostrado na seção a seguir.

Tabela 7.5 - Pólos do de malha fechada com ESP digital para  $\zeta_d = 0.2$  ( $T_s = 40$  ms).

Pólos	Magnitude	Amortecimento	Frequência (Hz)
$0.759 + j0.472$	0.8940	0.1970	1.7348
$0.759 - j0.472$	0.8940	0.1970	1.7348
$0.318 + j0.18$	0.3660	0.8900	3.4537
$0.3180 - j0.18$	0.3660	0.8900	3.4537
0	0.0000	0.9860	38.0380
0	0.0000	0.9860	38.0380

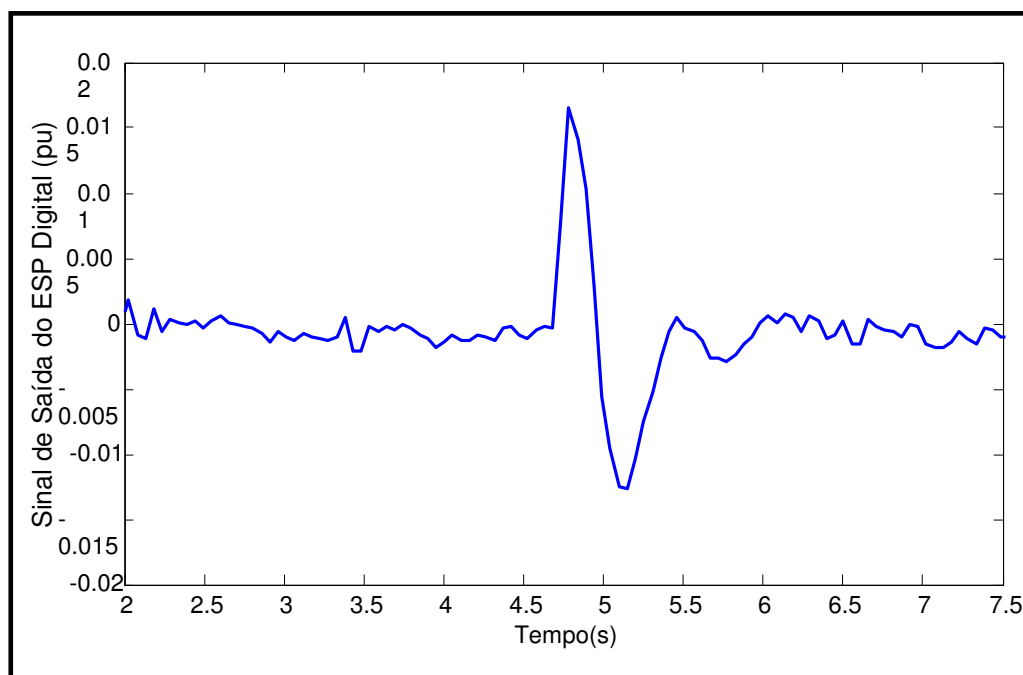
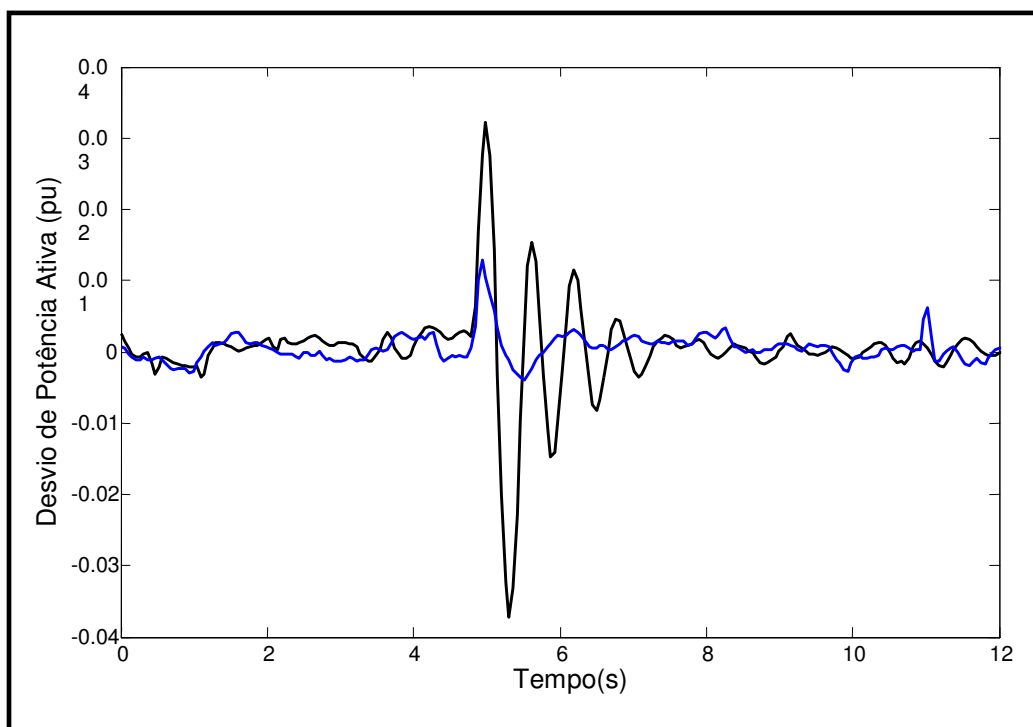


Figura 7. 20 – Sinal de saída do ESP digital projetado para fornecer um amortecimento  $\zeta_d = 0.2$ .

#### 7.6.4 - Resposta à Perturbação Degrau Com ESP Digital para um Amortecimento $\zeta_d = 0,3$

Refaz-se a programação dos parâmetros  $ri$ 's e  $si$ 's do ESP digital, para os valores apresentados na tabela 7.3, de modo a se verificar a resposta do sistema à

mesma perturbação degrau com variação de 3% aplicada nos ensaios anteriores no ponto de referência do RAT da UHG 8. Os resultados são apresentados na figura 7.21.



**Figura 7. 21** – Resposta devido a aplicação de perturbação degrau (+3%) na referência de tensão do RAT, com a UHG 8 operando com ESP digital projetado para fornecer um amortecimento  $\zeta_d = 0.3$ .

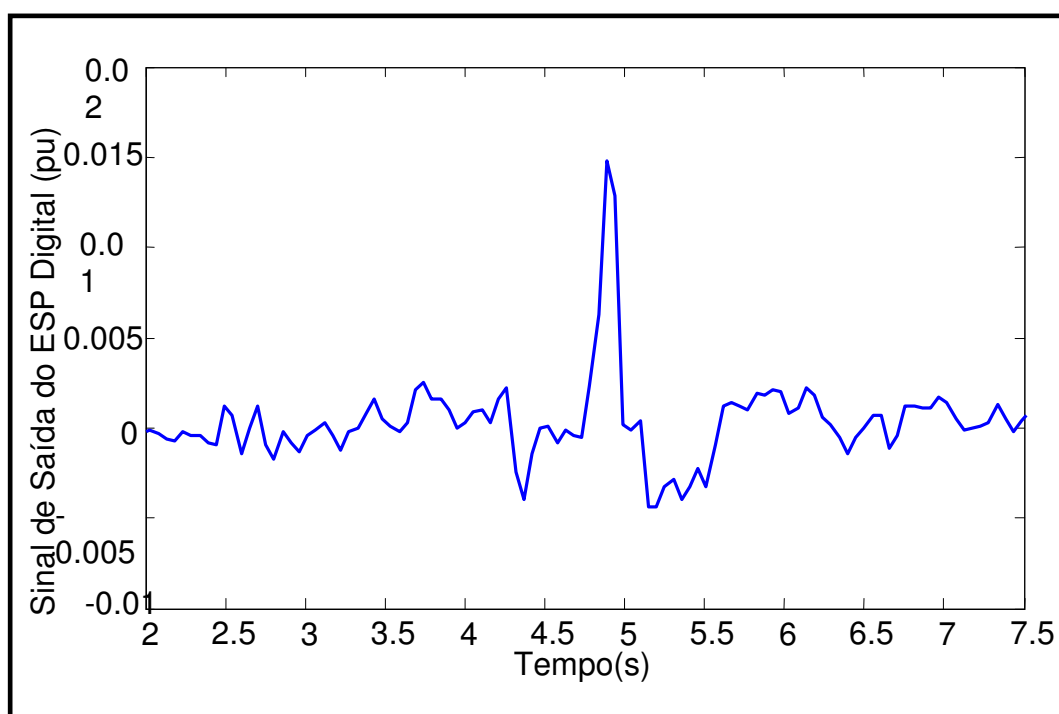
Pode-se observar o desempenho ainda melhor em relação ao ESP digital para  $\zeta_d = 0,2$ , obtendo um maior amortecimento e estabilização para as oscilações eletromecânicas observadas desde os ensaios de malha aberta, de frequência aproximadamente  $1,7 \text{ Hz}$ . Na tabela 7.6 são apresentadas as principais características dos pólos do sistema em malha fechada, podendo-se tirar uma importante informação a partir da análise destes parâmetros.

Percebe-se que houve aumento perceptível na frequência dos pólos, o que está diretamente relacionado à exigência de amortecimento solicitada no projeto do controlador, existindo, portanto, uma relação de compromisso entre o aumento no amortecimento dos pólos pouco amortecidos e a interferência na frequência natural do sistema o que pode levar a afetar significativamente os pólos menos dominantes degradando a estabilidade do sistema. Entretanto até este valor de  $\zeta_d = 0,3$  verifica-se a aceitabilidade destas variações.

É ilustrada na figura 7.22, a saída do ESP digital para o amortecimento  $\zeta_d = 0.3$ .

**Tabela 7.6** - Pólos do de malha fechada com ESP digital para  $\zeta_d = 0.3$  ( $T_s = 40$  ms).

Pólos	Magnitude	Amortecimento	Frequência (Hz)
<i>0.718 + j0.447</i>	<i>0.845</i>	<i>0.289</i>	<i>1.7825</i>
<i>0.718 - j0.447</i>	<i>0.845</i>	<i>0.289</i>	<i>1.7825</i>
<i>0.301 + j0.171</i>	<i>0.346</i>	<i>0.899</i>	<i>3.6128</i>
<i>0.301 - j0.171</i>	<i>0.346</i>	<i>0.899</i>	<i>3.6128</i>
<i>0</i>	<i>0</i>	<i>1</i>	<i>35.969</i>
<i>0</i>	<i>0</i>	<i>0.984</i>	<i>36.6056</i>



**Figura 7.22** – Sinal de saída do ESP digital projetado para fornecer um amortecimento  $\zeta_d = 0.3$ .

## 7.7 – Conclusão

Este capítulo apresentou os pontos principais acerca dos testes em campo de um ESP digital desenvolvido neste trabalho. Apresentou-se os roteiros de execução dos ensaios, os primeiros resultados em malha aberta, procedendo segundo metodologia seguida neste trabalho, exigindo dos pesquisadores a agregação de uma interdisciplinar gama de conhecimentos, de onde se partiu desde a identificação de um modelo paramétrico linear, projetando-se um controlador digital com objetivos de realizar

funções de amortecimento, do ESP. Verificou-se os bons resultados de amortecimento em detrimento ao desempenho inferior do ESP analógico em funcionamento atualmente na UHE de Tucuruí. O modo de oscilação observado pôde ser bem amortecido com o ESP digital.

Destaca-se ainda o comportamento do hardware e software do protótipo do ESP digital que apresentaram um funcionamento satisfatório dentro do projetado permitindo a boa aquisição de sinais e a geração devida dos sinais solicitados.; e também a SBPA que conseguiu realizar a excitação de frequências para o qual foi calculado, permitindo a identificação de um modelo paramétrico, que apesar de suas limitações, atendeu a todos os pré-requisitos de validação.

## CAPÍTULO VIII

### CONCLUSÃO

#### 8.1 – Considerações finais

Neste trabalho foram apresentados o desenvolvimento e os resultados da implementação e testes em campo de um ESP concebido com técnica de controle digital aplicado a uma unidade hidro-geradora de grande porte de geração. Os testes em campo foram realizados em uma unidade geradora real de *350 MW* da Usina Hidrelétrica de Tucuruí, operada pela Eletronorte.

O controlador digital, com fins de amortecimento proposto neste trabalho, foi projetado para amortecer um modo de oscilação local, com frequência de aproximadamente *1,7 Hz*, onde os resultados obtidos na etapa de simulações com detalhamentos sobre a UHE se mostraram importantes no desenvolvimento das etapas seguintes do trabalho.

Diante da experiência e conhecimento dos pesquisadores do projeto, considera-se o protótipo de ESP digital, projetado e construído neste trabalho, é uma tecnologia inovadora a qual concentra funcionalidades de hardware e software que apresenta características não facilmente encontradas nos equipamentos comerciais disponíveis no mercado. Como exemplo de tal afirmação o dispositivo desenvolvido reúne funcionalidades de geração de seqüências binárias pseudo-aleatórias, aquisição de sinais analógicos e facilidade de re-sintonia do ESP digital caso necessária devido a variações nas condições de operação das máquinas síncronas ou altura do nível do lago. Adicionalmente, há a possibilidade de serem incorporadas estratégias avançadas de controle que leve em consideração não-linearidades e o ambiente multivariável, por exemplo. Os resultados demonstraram que o desempenho do sistema foi superior com a inclusão do ESP digital em comparação ao atual em funcionamento na UHE de Tucuruí garantindo estabilidade dinâmica do sistema, justificando os fins da pesquisa.

#### 8.2 – Trabalhos Futuros

Com os resultados do estudo realizado para desenvolvimento deste trabalho se permite entrever pesquisas mais aprofundadas acerca do problema de amortecimento de oscilações eletromecânicas e estabilidade de sistemas elétricos de potência, objetivando

a realização de trabalhos futuros tais como: investigações de técnicas para ajuste do ESP digital para amortecimento de modo inter-área; estudo e implementação de lógica *ON-OFF* para o ESP digital afim de mitigar a ação de sinais de controle desnecessários devido à ocorrência de grande contingências que podem vir a afetar o sistema de potência; estudo de técnicas que levem em conta o ESP com entrada de potência acelerante com o desenvolvimento de uma instrumentação capaz de realizar a aquisição do sinal de velocidade dos rotores, além de estudo e implementação de uma ação supervisória com uma rede de modelos locais e sistemas *fuzzy* Takagi-Sugeno afim de promover uma adaptação do ESP digital de acordo com o ponto de operação que a máquina síncrona se encontra.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - P. KUNDUR, "Power System Stability and Control", McGraw-Hill, Apr. 1994.
- [2] - P. HOROWITZ, W. HILL, "The Art of Eletronics," *Cambridge University Press*, New York, 2ª Edition, 1989.
- [3] - K. J. ÄSTROM and B. WITENMARK, "Computer Controlled Systems: Theory and Design", Prentice-Hall, 2ª Edição, 1997.
- [4] - LANDAU, I. D., ZITO, G. Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation. *Springer*, Germany, 2006.
- [5] - ANDERSON, Paul M.; FOUAD, Abdel-Aziz A. Power system control and stability. 1ª ed. Iowa, Estados Unidos: The Iowa State University Press, 1977.
- [6] - Aguirre, L.A.– Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais – Editora UFMG, 3ª edição, Belo Horizonte, 2006.
- [6] – BARREIROS, J.A.L., "A Pole–Shifting Self Tuning Power System Stabilizer", Dissertação de Mestrado, UMIST, Manchester, 1989.
- [7] - F. G. NOGUEIRA, "Desenvolvimento de um Estabilizador de Sistemas de Potência Via Malha de Velocidade Aplicado à uma Unidade Geradora da UTE de Santana", Dissertação de Mestrado, UFPA, Belém, 2008.
- [8] - KUO, B. C.; GOLNARAGHI, F. – "Automatic Control Systems", 8th Edition, John Wiley & Sons, INC., 2003.
- [9] - SEDRA, A. S.; SMITH, K. C., Microeletrônica. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000.

- [10] - OLIVEIRA, A. S. de, ANDRADE, F.S. Sistemas Embarcados: hardware e firmware na pratica; 1 ed. São Paulo: Érica, 2006.
- [11] - F.P. DE MELLO, C. CONCÓRDIA. Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, IEEE Trans., **PAS-88**, April 1968, pp.316-329.
- [12] - A. V. OPPENHEIM, R. W. Schafer. Discrete-Time Signal Processing. Prentice Hall. 2<sup>nd</sup> ed.1999.
- [13] - **Simulink User's Guide** – MATLAB, Version 7.6.0 (R2008a). Estados Unidos: The Math Works, 2008.
- [14] – SAUER, P. W.; PAI, M. A. *Power System Dynamics and Stability*. Prentice Hall, 1998.
- [15] - ARRILLAGA, Jos; WATSON, Neville R. Computer Modelling of Electrical Power Systems. 2<sup>a</sup> ed. Estados Unidos: Wiley, 2001.
- [16] - FERREIRA, A. M. D. Projeto de Estabilizadores de Sistema de Potência utilizando Técnicas de Controle Fuzzy. Dissertação Mestrado PPGEE- UFPA, Belém, PA, Brazil.1998.
- [17] - ELETRONORTE; ALSTOM POWER. *Manual de Comissionamento Geradores* – UHE Tucuruí, identificação 1EHE452977, rev. 1, [S.l.], [2000]. p. 11-15.
- [18] - COSTA JUNIOR, Carlos Tavares da (Coordenador). *1º relatório quadrimestral do projeto “Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí, como continuidade de Projeto de P&D do Ciclo 2000-2001”*. UFPA, junho 2008.
- [19] - \_\_\_\_\_. *2º relatório quadrimestral do projeto “Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação,*



- em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí, como continuidade de Projeto de P&D do Ciclo 2000-2001*". UFPA, Belém, outubro. 2009.
- [20] - \_\_\_\_\_. *3º relatório quadrimestral do projeto "Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí, como continuidade de Projeto de P&D do Ciclo 2000-2001"*. UFPA, Belém, fevereiro 2010.
- [21] – COELHO, A. A. R. COELHO, L. dos S. Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares. Editora da UFSC. Florianópolis. 2004
- [22] - CHEN, S. T. Analog and digital Control system Design: Transfer-Function, State-Space and Algebraic Methods. 1. ed. Estados Unidos: Harcourt College Pub, 1993.
- [23] - KIMBARK, E. W. Power System Stability: Synchronous Machines. 2a Edição. Dover Publications. New York. 1968.
- [24] - ASTROM, K. J. Control System Design – Lecture Notes for ME 155A. Department of Mechanical and Environmental Engineering – University of California – Santa Barbara, 2002.
- [25] - OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. Histórico de operação – geração de energia. Disponível em: [http://www.ons.org.br/historico/geracao\\_energia\\_out.aspx?area=](http://www.ons.org.br/historico/geracao_energia_out.aspx?area=). Acesso em: 27 de abril 2010.
- [26] - MIZUTANI, Y., AOKI, H., MAGATANI, K., OZAKI, M., KINOSHITA, Y., LEELAJINDAKRAIRERK, M. A Design Method of Multi-Input PSS using High Speed Genetic Algorithm. Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on, Dec 2000, pp. 1287 - 1291 vol.3

- [27] – BARRA JR. W., FERREIRA, A. M. D., BARREIROS, J. A. L., TAVARES-DA-COSTA JR, C. Controle Fuzzy aplicado à melhoria da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência. *Sba Controle & Automação* [online]. 2005, vol.16, n.2, pp. 173-186. ISSN 0103-1759.
- [28] - FERREIRA, A. M. D., BARREIROS, J. A. L., BARRA JR. W., TAVARES-DA-COSTA JR, C. LOPES, J. A. P. A neural power system stabilizer trained using local linear controllers in a gain-scheduling scheme. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* Volume 27, Issue 7, September 2005, Pages 473-479
- [29] – ROGERS, G.J. *Power system oscillations*, Kluwer Academic Press, Dordrecht (2000).
- [30] - RISUENHO, J.R.R. - Desenvolvimento de Um Estabilizador Digital de Sistemas de Potência para Testes em Unidades Geradoras da UHE de Tucuruí - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2005.
- [31] - NOGUEIRA, F. G.; LIMA, M. N; BARREIROS, J. A. L. BARRA JR, W , TAVARES.da COSTA. JR, C.. FERREIRA, A. M. D.. DUARTE, P. W. B;. DUARTE, BENEDITO R Desenvolvimento de um Estabilizador de Sistemas de Potência via Malha de Regulação de Velocidade na UTE de Santana-AP. Congresso Brasileiro de Automática CBA 2008.Juiz de Fora - MG.
- [32] - HWANGA, G.-H.; KIMB, D.-W.; LEEC, J.-H.; AN, Y.-J. Design of Fuzzy Power System Stabilizer using Adaptive Evolutionary Algorithm. *Elsevier: Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Volume 21, Issue 1, November 2008, Pages 86–96.
- [33] – BARRA, W. Estratégias Neuro-Fuzzy Adaptativas aplicadas ao Controle de Sistemas de Potência. Tese de Doutorado PPGEE - UFPA, Belém, PA, Brazil. 2001.

## APÊNDICE A - Projeto de ESP Convencional

Neste apêndice preocupa-se em explicitar toda a metodologia e considerações feitas para a síntese de ESP's convencionais, levando-se em consideração a análise linearizada do sistema máquina-barras infinita explicitada pelo modelo de Heffron-Phillips, mostrado na seção 2.4. Dessa forma, o projeto do compensador estende-se a determinar os parâmetros  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$  para compensação da fase desejada, mostrando-se qual é esta fase, e a determinação do devido ganho  $K_{ESP}$  para obtenção do fator de amortecimento  $\xi$  desejado.

Os parâmetros do ESP para um determinado gerador devem ser ajustados após um estudo do desempenho dinâmico do sistema de potência e das características de resposta dinâmica gerador-excitador para uma determinada condição de operação particular. Normalmente os parâmetros do ESP são projetados para uma faixa de frequências entre o modo natural de oscilação da máquina e a frequência de oscilação dominante do sistema de potência interligado.

A seguir procede-se à uma metodologia sistemática de projeto de estabilizadores para amortecer modos eletromecânicos dominantes, de uma dada frequência angular natural  $\omega_n$ , de maneira a obter-se um determinado amortecimento relativo desejado  $\xi$ , baseado em uma condição operacional do sistema de uma máquina contra o sistema de grande porte. A partir do conhecimento dos parâmetros da máquina e sistema de excitação, e também da condição operacional da máquina, ou seja, valores de potência ativa, reativa e tensão terminal ( $P_T$ ,  $Q_T$  e  $V_T$ ), valores normalmente disponibilizados através de dispositivos de medição, segundo representados na figura 2.5, determina-se os valores iniciais das grandezas da máquina, de acordo com os cálculos mostrados nas equações A.1 a A.7 [Kundur, 1994].

Calcula-se, a priori, o módulo da corrente terminal da máquina  $I_T$  e o ângulo do fator de potência  $\phi$ , A.1 e A.2, respectivamente:

$$I_T = \sqrt{\frac{P_T^2 + Q_T^2}{V_T}} \quad (\text{A.1})$$

$$\phi = \cos^{-1}\left(\frac{P_T}{V_T I_T}\right) \quad (\text{A.2})$$

Em seguida o ângulo interno do rotor  $\delta_i$  é calculado, a partir da relação de triângulos do diagrama fasorial representado na Figura 2.3.

$$\delta_i = \text{tg}^{-1} \left( \frac{x_q I_T \cos \phi - R_a I_T \text{sen} \phi}{V_T + R_a I_T \cos \phi + x_q I_T \text{sen} \phi} \right) \quad (\text{A.3})$$

Dessa forma procede-se ao cálculo das componentes  $d$ - $q$  da máquina síncrona, necessárias à posterior determinação das constantes de Heffron-Philips, mostradas nas Figuras 2.8 e 2.9, calculadas segundo as equações 2.24 a 2.29, onde o índice “°” acima das variáveis refere-se à valores em regime permanente.

$$V_d^0 = V_T \text{sen}(\delta_i) \quad (\text{A.4})$$

$$V_q^0 = V_T \cos(\delta_i) \quad (\text{A.5})$$

$$I_d^0 = I_T \text{sen}(\delta_i + \phi) \quad (\text{A.6})$$

$$I_q^0 = I_T \cos(\delta_i + \phi) \quad (\text{A.7})$$

Além das tensões e corrente de eixo  $d$  e  $q$ , determina-se o fasor tensão interna da representação clássica do estator da máquina síncrona, como se observa na equação 2.7, e de acordo como se verificou as relações na Figura 2.4:

$$\bar{E}_q' = \bar{V}_T + jx_d' \bar{I}_T \quad (\text{A.8})$$

Em seguida determina-se as constantes de Hefron-Philips  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  e  $K_6$ , segundo as grandezas mostradas na seção 2.3, segundo as expressões deduzidas em [Pai e Sauer, 1998]:

$$K_1 = -\frac{1}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x_d')} \left[ I_q^0 V_\infty (x_d' - x_q) \{ (x_q + x_e) \text{sen} \delta^0 - R_e \cos \delta^0 \} \right. \\ \left. + V_\infty \{ (x_d' - x_q) I_d^0 - E_q'^0 \} \{ (x_d' + x_e) \cos \delta^0 + R_e \text{sen} \delta^0 \} \right] \quad (\text{A.9})$$

$$K_2 = \frac{1}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x_d')} \left[ I_q^0 \Delta - I_q^0 (x_d' - x_q)(x_q + x_e) \right. \\ \left. - R_e (x_d' - x_q) I_d^0 + R_e E_q'^0 \right] \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{1}{K_3} = 1 + \frac{(x_d - x'_d)(x_q + x_e)}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x'_d)} \quad (\text{A.11})$$

$$K_4 = \frac{V_\infty (x_d - x'_d)}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x'_d)} \left[ (x_q + x_e) \text{sen} \delta^0 - R_e \cos \delta^0 \right] \quad (\text{A.12})$$

$$K_5 = \frac{1}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x'_d)} \left\{ \frac{V_d^0}{V_T} x_q \left[ R_e V_\infty \text{sen} \delta^0 + V_\infty \cos \delta^0 (x'_d + x_e) \right] + \frac{V_q^0}{V_T} \left[ x'_d (R_e V_\infty \cos \delta^0 - V_\infty (x_q + x_e) \text{sen} \delta^0) \right] \right\} \quad (\text{A.13})$$

$$K_6 = \frac{1}{R_e^2 + (x_e + x_q)(x_e + x'_d)} \left\{ \frac{V_d^0}{V_T} x_q R_e - \frac{V_q^0}{V_T} x'_d (x_q + x_e) \right\} + \frac{V_q^0}{V_T} \quad (\text{A.14})$$

Calcula-se também a freqüência natural de oscilação da máquina  $\omega_n$ , como segue:

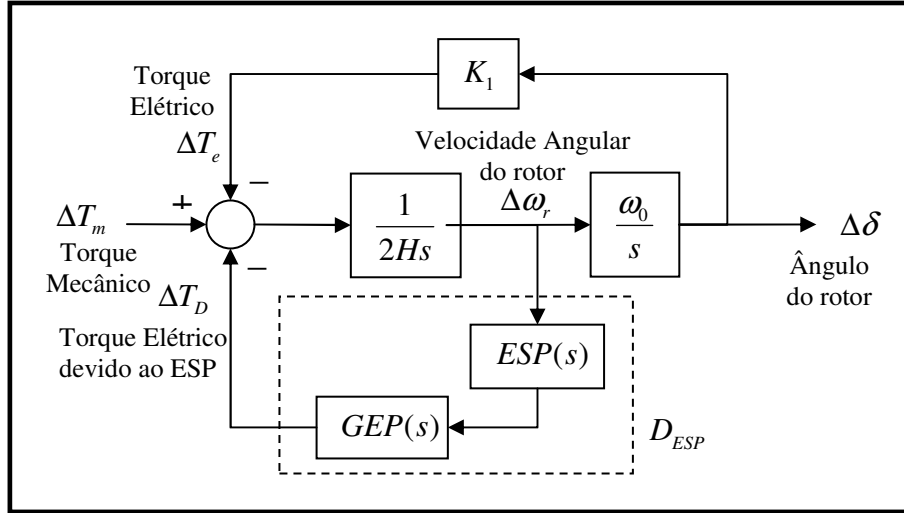
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_0}{2H}} \quad (\text{A.15})$$

Onde  $\omega_0$  é freqüência de oscilação síncrona do sistema e  $H$  a constante de inércia da máquina. Sequencialmente, procede-se a construção da função de transferência  $GEP(s)$ , a qual é dependente de parâmetros da máquina e sistema de excitação, como observado na equação A.16 [Larsen, Swann,1981]:

$$GEP(s) = \frac{K_2 K_A}{T_{d0}' T_A s^2 + \left( \frac{T_A}{K_3} + T_{d0}' \right) s + \left( \frac{1}{K_3} + K_A K_6 \right)} \quad (\text{A.16})$$

De posse desta função de transferência, fazendo  $s = j\omega_n$ , calcula-se diretamente seus valores de módulo e fase, respectivamente:  $|GEP(j\omega_n)|$  e  $\angle GEP(j\omega_n)$ . De acordo como se observa na Figura 2.9, onde se despreza o efeito de amortecimento natural  $D$  da máquina, o torque elétrico auxiliar de amortecimento produzido pela inclusão do ESP na malha do sistema de excitação deve comportar-se como um ganho puro em fase com o sinal de entrada do ESP, o qual realiza o efeito de compensação de fase já citado, como mostra a equação A.17:

$$\Delta T_D = \underbrace{\left| ESP(j\omega_n) \right| \left| GEP(j\omega_n) \right|}_{D_{ESP}} \Delta \omega_r \quad (\text{A.17})$$



**Figura A.1** – Diagrama de Blocos do Modelo de Heffron-Phillips simplificado para projeto de ESP.

Para tanto, entende-se a soma  $\angle GEP(j\omega_n) + \angle ESP(j\omega_n) = 0^\circ$ , e realizando algumas manipulações algébricas na “equação prática de projeto” A.18, obtém-se a expressão A.19, utilizada para cálculo das constantes de tempo da rede,  $T_1, T_2, T_3$  e  $T_3$  mostradas na Figura 2.10, para a compensação de fase desejada. Onde normalmente utiliza-se dois blocos que realizam compensação igual de fase, portando,  $T_1 = T_3$  e  $T_2 = T_4$ .

$$2[\arctg(\omega_n T_1) - \arctg(\omega_n T_2)] = -\angle GEP(j\omega_n) \quad (\text{A.18})$$

Nesse ponto especifica-se  $T_1$  e calcula-se o valor de  $T_2$ , como segue:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_n} \operatorname{tg} \left\{ \arctg(\omega_n T_2) - \frac{\angle GEP(j\omega_n)}{2} \right\} \quad (\text{A.19})$$

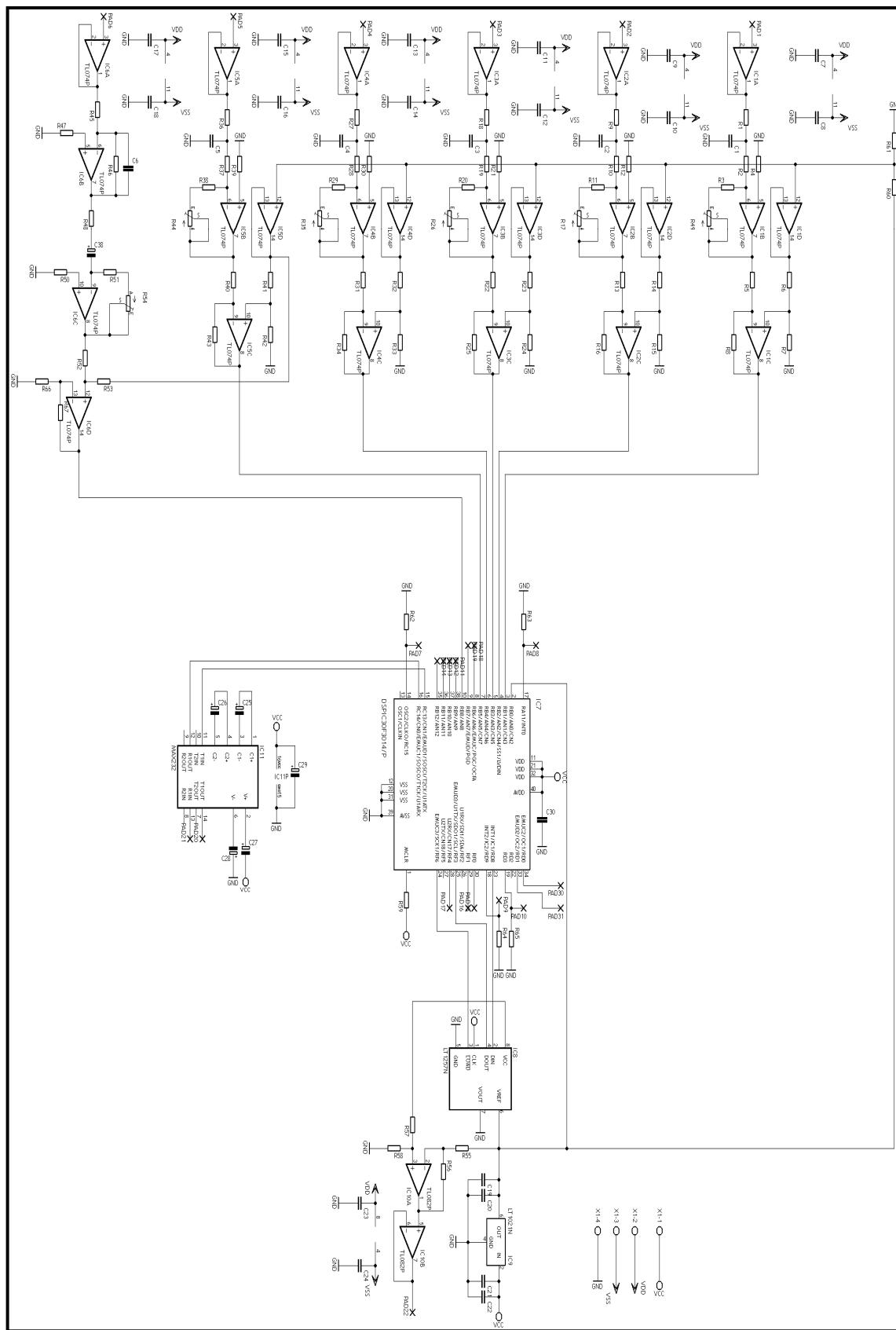
Para o cálculo do ganho, onde a partir da equação A.17 o amortecimento desejado a ser produzido pelo ESP, manipula-se para obtenção do amortecimento relativo  $\xi$  segundo em [DeMello & Concórdia, 1968], tem-se:

$$D_{ESP} = 2\xi H \omega_n \quad (\text{A.20})$$

Operando-se algebricamente a combinação das equações 2.35 e 3.32, tem-se a seguinte equação 2.36 para o cálculo do ganho do ESP.

$$K_{ESP} = \frac{D_{ESP}}{|GEP(j\omega_n)|} \left| \frac{1 + j\omega_n T_2}{1 + j\omega_n T_1} \right| \quad (\text{A.21})$$

## APÊNDICE B - Diagrama Elétrico do Hardware ESP Digital





## APÊNDICE C – Dados da UHE de Tucuruí

### C1 - Parâmetros dos geradores da primeira etapa da UHE de Tucuruí

<i>Reatância síncrona, eixo quadratura</i>	$x_q$	0,53	<i>p.u.</i>
<i>Reatância síncrona, eixo direto</i>	$x_d$	0,78	<i>p.u.</i>
<i>Reatância transitória, eixo quadratura</i>	$x'_q$	0,53	<i>p.u.</i>
<i>Reatância transitória, eixo direto</i>	$x'_d$	0,25	<i>p.u.</i>
<i>Reatância subtransitória, eixo quadratura</i>	$x''_q$	0,17	<i>p.u.</i>
<i>Reatância subtransitória, eixo direto</i>	$x''_d$	0,16	<i>p.u.</i>
<i>Reatância entre rotor e estator</i>	$x_l$	0,15	<i>p.u.</i>
<i>Resistência de Armadura</i>	$R_a$	0,003967	<i>p.u.</i>
<i>Constante de tempo, eixo quadratura, transitório</i>	$T'_{q0}$	0	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo direto, transitório</i>	$T'_{d0}$	5,38	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo quadratura, subtransitório</i>	$T''_{q0}$	0,0455	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo direto, subtransitório</i>	$T''_{d0}$	0,05	<i>s</i>
<i>Constante de inércia</i>	$H$	4,666	<i>s</i>
<i>Coefficiente de amortecimento</i>	$D_a$	0	<i>W/rad.s</i>
<i>Potência nominal</i>	$S_{rms}$	350	<i>MVA</i>
<i>Tensão nominal</i>	$V_{rms}$	13,8	<i>kV</i>
<i>Fator de potência</i>	$FP$	0,95	
<i>Rotação nominal</i>		81,8	<i>rpm</i>

### C2 – Parâmetros dos geradores da segunda etapa da UHE de Tucuruí

<i>Reatância síncrona, eixo quadratura</i>	$x_q$	0,7	<i>p.u.</i>
<i>Reatância síncrona, eixo direto</i>	$x_d$	1,2	<i>p.u.</i>
<i>Reatância transitória, eixo quadratura</i>	$X'_q$	0,7	<i>p.u.</i>
<i>Reatância transitória, eixo direto</i>	$X'_d$	0,3	<i>p.u.</i>
<i>Reatância subtransitória, eixo quadratura</i>	$X''_q$	0,22	<i>p.u.</i>
<i>Reatância subtransitória, eixo direto</i>	$X''_d$	0,2	<i>p.u.</i>
<i>Reatância entre rotor e estator</i>	$x_L$	0,12	<i>p.u.</i>
<i>Resistência de Armadura</i>	$R_a$	0,00293	<i>p.u.</i>
<i>Constante de tempo, eixo quadratura, transitório</i>	$T'_{q0}$	0	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo direto, transitório</i>	$T'_{d0}$	5	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo quadratura, subtransitório</i>	$T''_{q0}$	0,21	<i>s</i>
<i>Constante de tempo, eixo direto, subtransitório</i>	$T''_{d0}$	0,1	<i>s</i>
<i>Constante de inércia</i>	$H$	4	<i>s</i>
<i>Coefficiente de amortecimento</i>	$D_a$	0	<i>W/rad.s</i>
<i>Potência nominal</i>	$S_{rms}$	390	<i>W/rad.s</i>
<i>Tensão nominal</i>	$V_{rms}$	13,8	<i>MVA</i>
<i>Fator de potência</i>	$FP$	0,96	<i>kV</i>
<i>Rotação nominal</i>		81,82	<i>rpm</i>

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

**C3 – Parâmetros do RAT da primeira etapa da UHE de Tucuruí**

$A_{ex}$	4,463
$B_{ex}$	-2,988
$K_a$	0,0259
$K_e$	0,828
$K_i$	42,65
$K_{sad}$	-0,1
$T_a$	0,021
$T_e$	-4,268
$T_{se}$	0,854
$V_{Amax}$	3,457
$V_{Amin}$	4,53

**C4 – Parâmetros do RAT da segunda etapa da UHE de Tucuruí**

$I_{cap}$	0,1
$I_{fmx}$	1,8994
$I_{fmx1}$	2,4174
$I_{gmax}$	1,12
$I_{ind}$	0,1
$I_{wmax}$	1,3
$I_{wmin}$	0
$K_a$	7
$K_p$	8
$K_q$	0
$K_{rc}$	10
$K_{uel}$	1
$K_{VHz}$	1,1
$T_1$	0,01
$T_{Icc}$	0,02
$T_{Ilce}$	33
$T_{Ioel}$	5
$T_{IR}$	0,012
$T_2$	1,5
$T_{2lce}$	33
$T_{wf}$	0,4
$V_{Amax}$	1
$V_{Amin}$	-1
$V_{MA}$	1
$V_{maVHz}$	1,1
$V_{max}$	1,1
$V_{MI}$	-1
$V_{min}$	0,9
$V_{miVHz}$	0,9

**C5 - Parâmetros do ESP da primeira etapa da UHE de Tucuruí**

$K_1$	5
$K_2$	5,5
$K_a$	2,2
$T_1$	0,8
$T_2$	0,04
$T_3$	0,4
$T_4$	0,2
$T_a$	2,2

**C6 - Parâmetros do ESP da segunda etapa da UHE de Tucuruí**

$a$	0,4
$b$	0,1
$c$	0,09
$d$	0,03
$e$	0,09
$f$	0,03
$K_1$	3
$K_2$	3
$K_3$	3
$K_4$	0,375
$K_a$	1
$K_b$	1
$K_c$	1
$K_d$	1
$K_e$	1
$K_{esp}$	12
$T_1$	3
$T_2$	3
$T_3$	3
$T_4$	3
$T_a$	0,01
$T_b$	0,01
$T_c$	0,1
$T_d$	0,1
$T_e$	0,1

**C7 - Parâmetros do RV e Turbina da primeira etapa da UHE de Tucuruí**

<i>a</i>	<i>6</i>
<i>b</i>	<i>6</i>
<i>c</i>	<i>1</i>
<i>K</i> <sub>1</sub>	<i>0,05</i>
<i>K</i> <sub>2</sub>	<i>10</i>
<i>K</i> <sub>3</sub>	<i>0,05</i>
<i>K</i> <sub>4</sub>	<i>0,4</i>
<i>K</i> <sub>a</sub>	<i>1</i>
<i>K</i> <sub>b</sub>	<i>1</i>
<i>K</i> <sub>c</sub>	<i>1</i>
<i>P</i> <sub>osmax</sub>	<i>1</i>
<i>P</i> <sub>osmin</sub>	<i>0</i>
<i>T</i> <sub>a</sub>	<i>0,036</i>
<i>T</i> <sub>b</sub>	<i>0,909</i>
<i>T</i> <sub>c</sub>	<i>1</i>
<i>V</i> <sub>elmax</sub>	<i>0,0515</i>
<i>V</i> <sub>elmin</sub>	<i>-0.17</i>

<i>A</i> <sub>t</sub>	<i>1</i>
<i>D</i>	<i>1</i>
<i>H</i> <sub>o</sub>	<i>1</i>
<i>T</i> <sub>w</sub>	<i>1,54</i>
<i>U</i> <sub>nl</sub>	<i>0,18</i>

**C8 - Parâmetros do RV e Turbina da segunda etapa da UHE de Tucuruí**

<i>B</i> <sub>p</sub>	<i>0,05</i>
<i>K</i> <sub>p</sub>	<i>2,4</i>
<i>L</i> <sub>max</sub>	<i>1</i>
<i>L</i> <sub>min</sub>	<i>0</i>
<i>N</i>	<i>10</i>
<i>T</i> <sub>d</sub>	<i>0,67</i>
<i>T</i> <sub>fil</sub>	<i>0,05</i>
<i>t</i> <sub>i</sub>	<i>0,016</i>
<i>T</i> <sub>i</sub>	<i>10</i>
<i>t</i> <sub>j</sub>	<i>2,8</i>
<i>V</i> <sub>elmax</sub>	<i>0,05</i>
<i>V</i> <sub>elmin</sub>	<i>-0,05</i>

<i>A</i> <sub>t</sub>	<i>1,22</i>
<i>D</i>	<i>0</i>
<i>D</i> <sub>t</sub>	<i>1,8</i>
<i>H</i> <sub>o</sub>	<i>1</i>
<i>P</i> <sub>b</sub>	<i>1</i>
<i>P</i> <sub>Bmaq</sub>	<i>390</i>
<i>P</i> <sub>Btur</sub>	<i>382</i>
<i>T</i> <sub>w</sub>	<i>1,54</i>
<i>U</i> <sub>nl</sub>	<i>0,18</i>

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

## APÊNDICE D - Simulador UHE de Tucuruí x Barramento Infinito\*

### D1– Tela principal do simulador da UHE de Tucuruí

O programa implementado para simular o comportamento de 23 unidades hidrogeradoras que compõem a UHE de Tucuruí a um barramento infinito, foi desenvolvido utilizando o software MATLAB/Simulink.

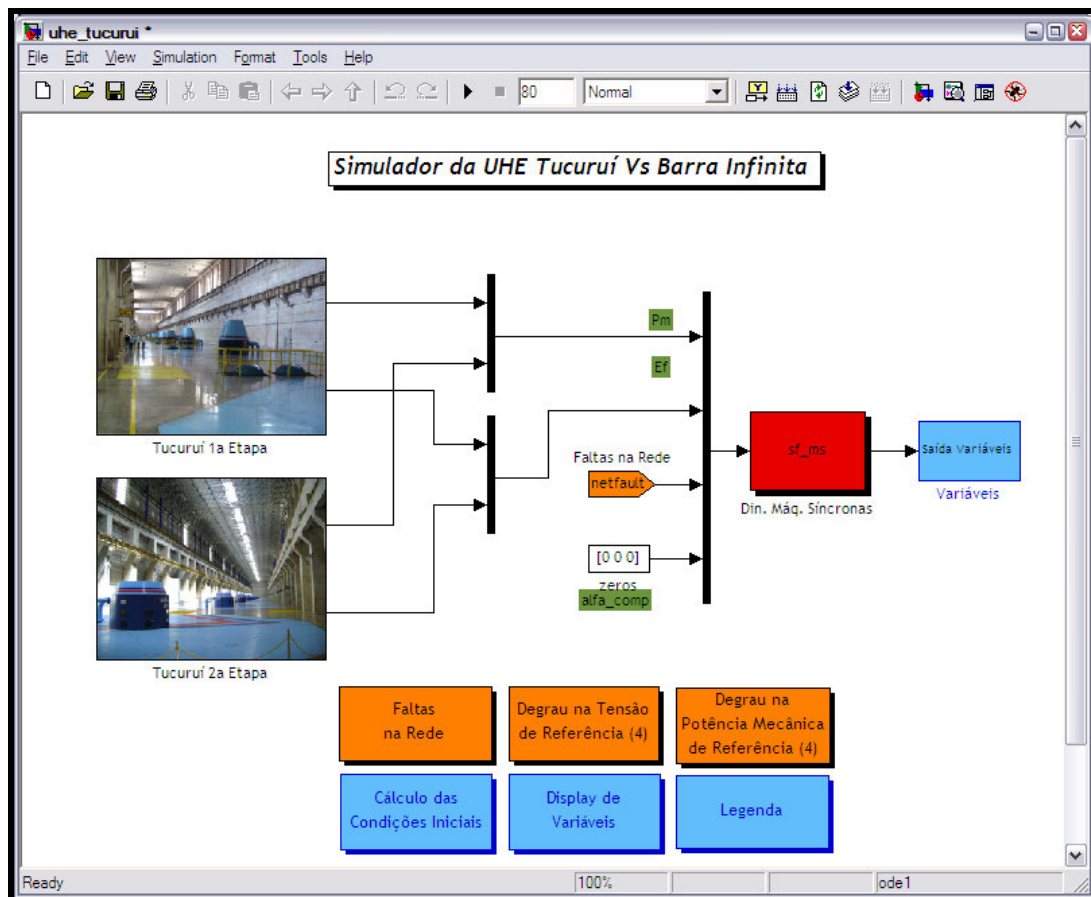


Figura D1 – Tela principal do programa de simulação UHE Tucuruí x Barra Infinita

Na tela principal do programa, ilustrada na figura D1, pode-se visualizar que o mesmo é dividido em 3 partes, constituídas de 1ª etapa, 2ª etapa e dinâmica das máquinas síncronas. Nesta tela principal ainda é possível configurar contingências a serem testadas no sistema, como: curtos-circuitos e variações na referência de tensão do RAT e na referência de Potência mecânica.

---

\* Crédito de desenvolvimento do simulador: Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira, orientado pelo Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros, desenvolveu o simulador em ambiente MATLAB/ Simulink, com suas funcionalidades. Posteriormente, o sistema foi adaptado pelo Msc. Fabrício Gonzalez Nogueira, orientado pelo Prof. Dr. Walter Barra Junior, para representar a dinâmica da UHE de Tucuruí.

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

## D2 – Unidade Hidro-Geradora e controladores da UHE de Tucuruí

Cada unidade geradora da 1ª e 2ª etapa foi montada como mostra a figura D2, onde se percebe presente os controladores: Reguladores de velocidade, regulador de tensão e estabilizador de sistema de potência, tanto o convencional como o ESP digital com alocação de pólos.

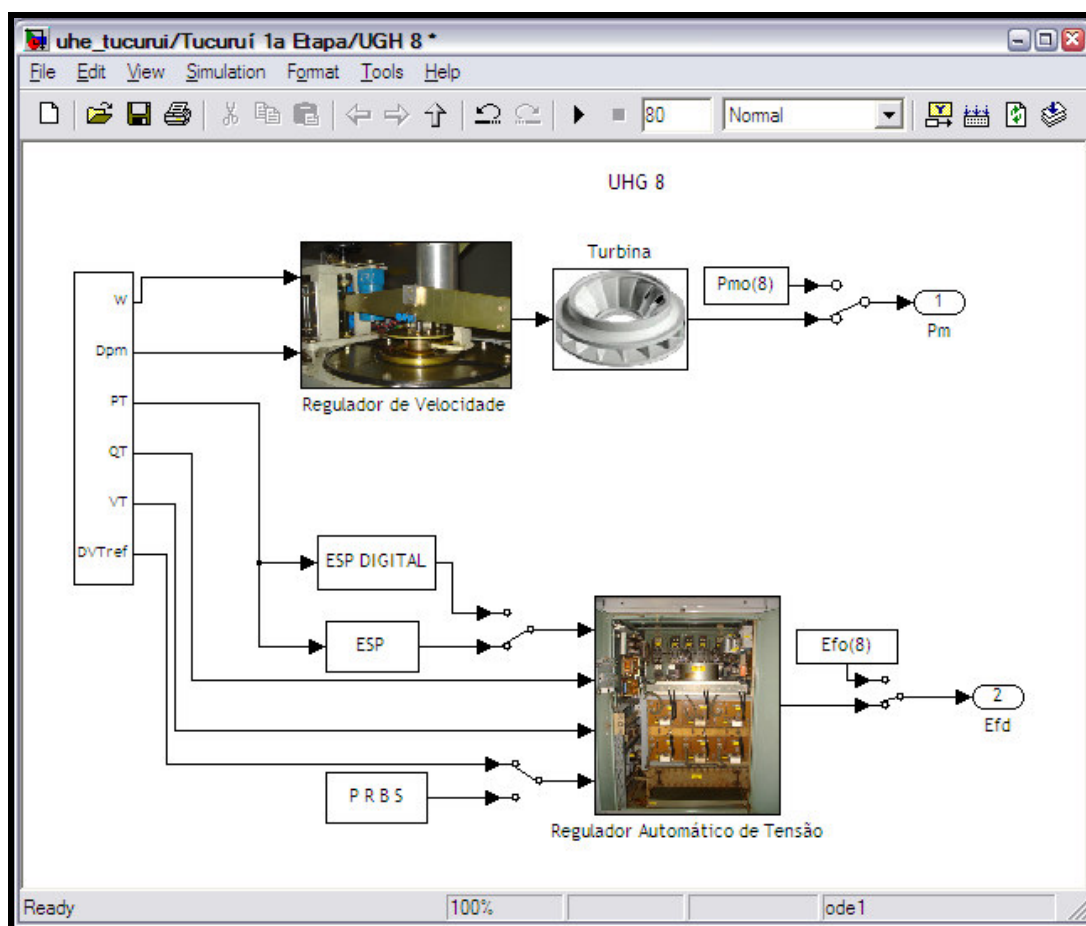


Figura D2 – Programa de simulação de cada UHG da UHE de Tucuruí.

Como se percebe, é possível realizar testes, mantendo-se potência mecânica e tensão de campo constantes pra efeitos de estudos de sistemas sem controles. Uma opção adicionada a este simulador foi de possibilidade de aplicação de uma seqüência binária pseudo-aleatória (SBPA), para fins de identificação de modelos para o sistema de geração.

## D3 – Regulador de Velocidade da 1ª Etapa UHE Tucuruí

O modelo do regulador de velocidade da UHE de Tucuruí foi implementado, como mostra a figura D3.

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

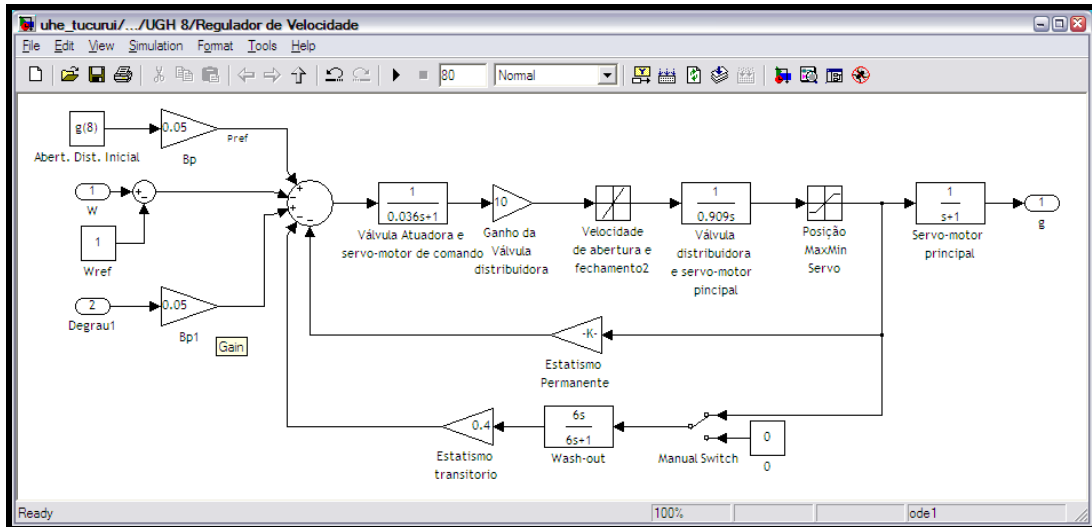


Figura D3 – Diagrama de blocos para simulação do Regulator de velocidade da 1ª etapa da UHE de Tucuruí.

#### D4 – Regulator Automático de Tensão da 1ª Etapa UHE Tucuruí

O modelo do regulador automático de tensão da 1ª etapa da UHE de Tucuruí é mostrado na figura D4. Percebe-se os valores ajustados segundo modelo disponibilizado pelo Operador Nacional de Sistemas (ONS).

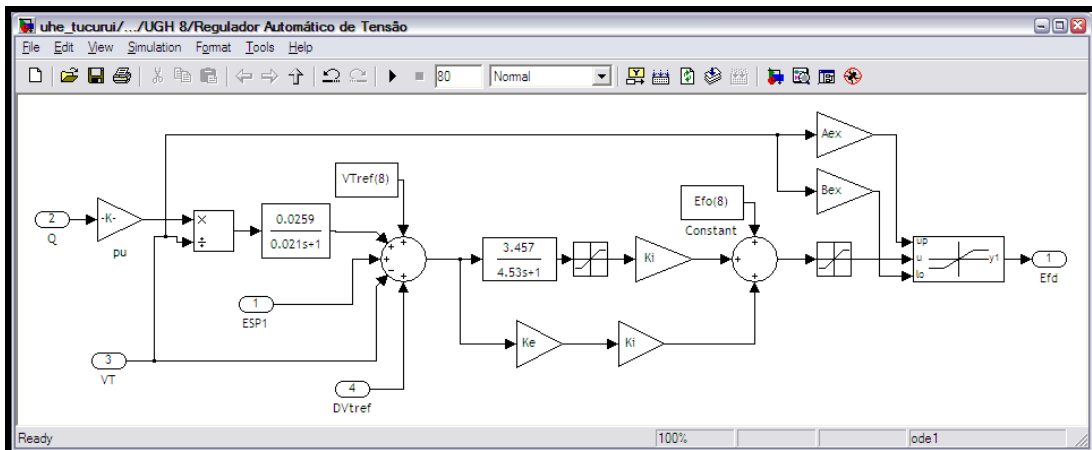


Figura D4 – Diagrama de blocos para simulação do Regulator de tensão da 1ª etapa da UHE de Tucuruí.

#### D5 – Estabilizador de Sistema de Potência da 1ª Etapa UHE Tucuruí

Na figura D5 é mostrado o diagrama de blocos do estabilizador de sistemas de potência da 1ª etapa de Tucuruí. Os dados de ajuste deste ESP, é realizado pela ONS.

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

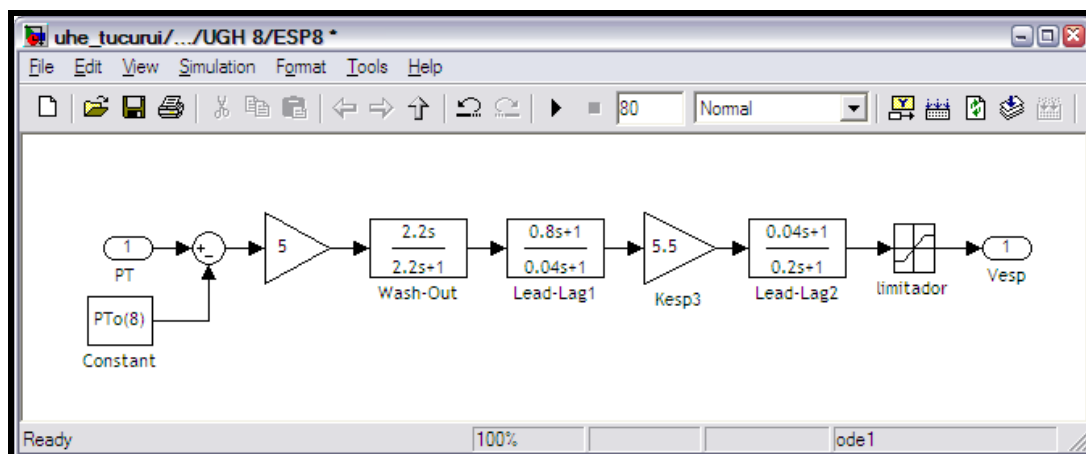


Figura D5 – Diagrama de blocos para simulação do ESP da 1ª etapa da UHE de Tucuruí.

### D6 – Estabilizador de Sistema de Potência Digital

Na figura D6 é mostrado o diagrama de blocos do estabilizador de sistemas de potência digital a ser aplicado em um das unidades geradoras da UHE de Tucuruí. O projeto é realizado segundo método de projeto de deslocamento radial de pólos, assim de aumento no amortecimento das oscilações observadas pelo modelo matemático identificado, no qual o controlador se baseia.

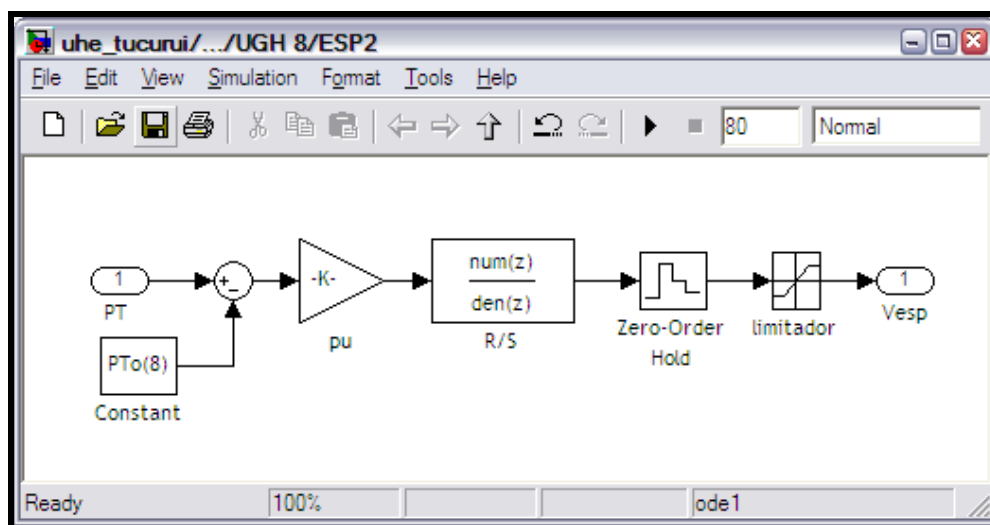


Figura D6 – Diagrama de blocos para simulação do ESP digital.

### D7 - Regulador de Velocidade da 2ª Etapa UHE Tucuruí

O modelo do regulador de velocidade da UHE de Tucuruí foi implementado, como mostra a figura D7.



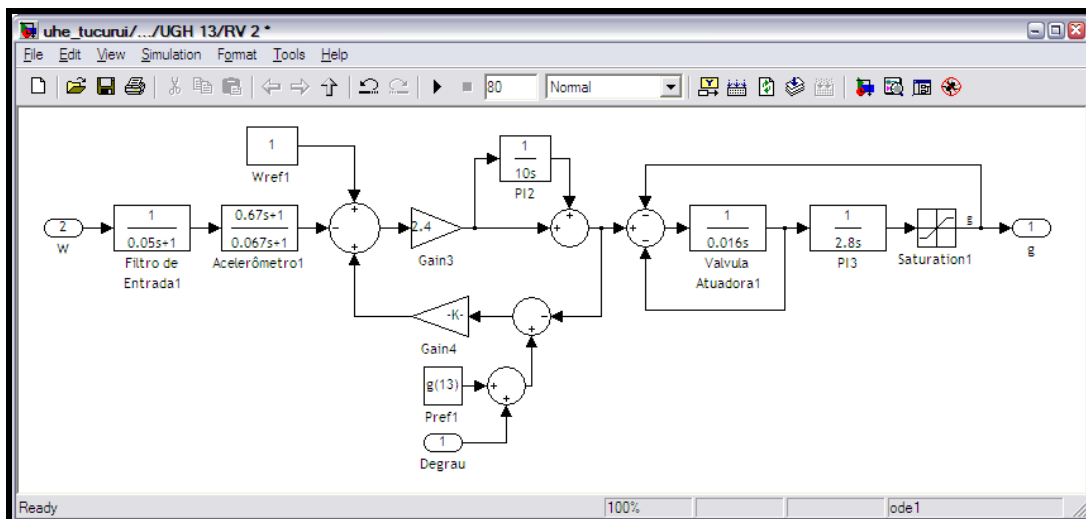


Figura D7 – Diagrama de blocos para simulação do Regulador de velocidade da 2ª etapa da UHE de Tucuruí.

### D8 – Regulador Automático de Tensão da 2ª Etapa UHE Tucuruí

O modelo do regulador automático de tensão da 2ª etapa da UHE de Tucuruí é mostrado na figura D8. Percebe-se os valores ajustados segundo modelo disponibilizado pelo Operador Nacional de Sistemas (ONS).

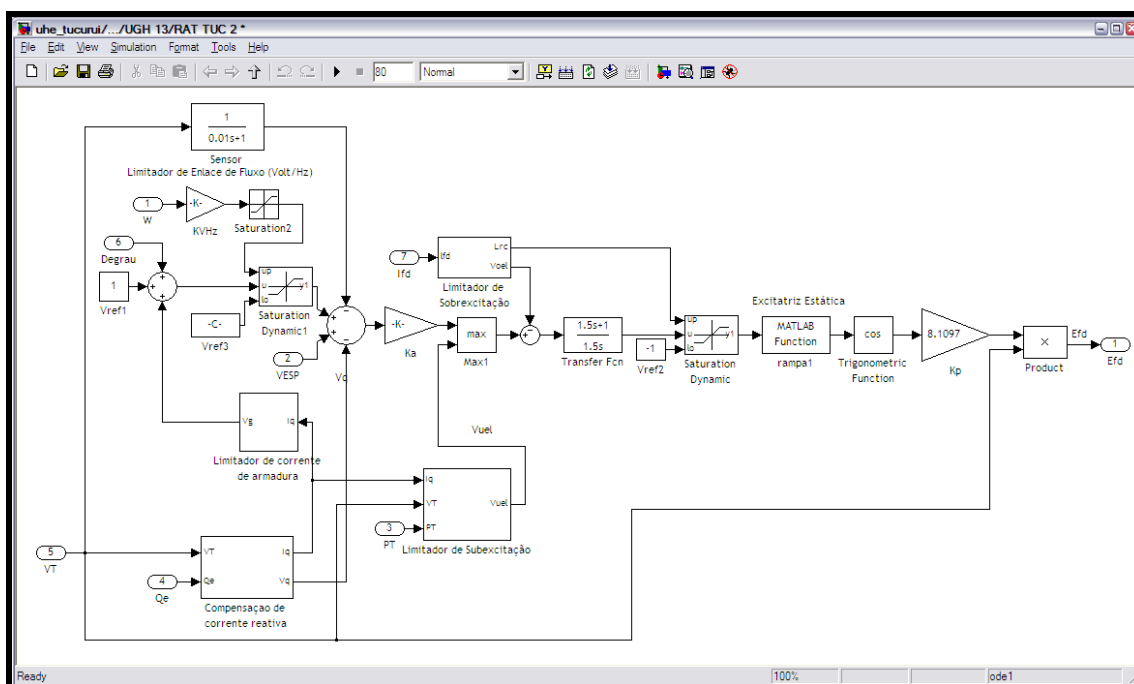


Figura D8 – Diagrama de blocos para simulação do Regulador de tensão da 1ª etapa da UHE de Tucuruí.

\* Baseado em Operador Nacional do Sistema Elétrico (2003a, 2003b, 2008a).

## D9 – Estabilizador de Sistema de Potência da 2ª Etapa UHE Tucuruí

Na figura D9 é mostrado o diagrama de blocos do estabilizador de sistemas de potência da 2ª etapa de Tucuruí com entrada de potência acelerante. Os dados de ajuste deste ESP é realizado pelo NOS.

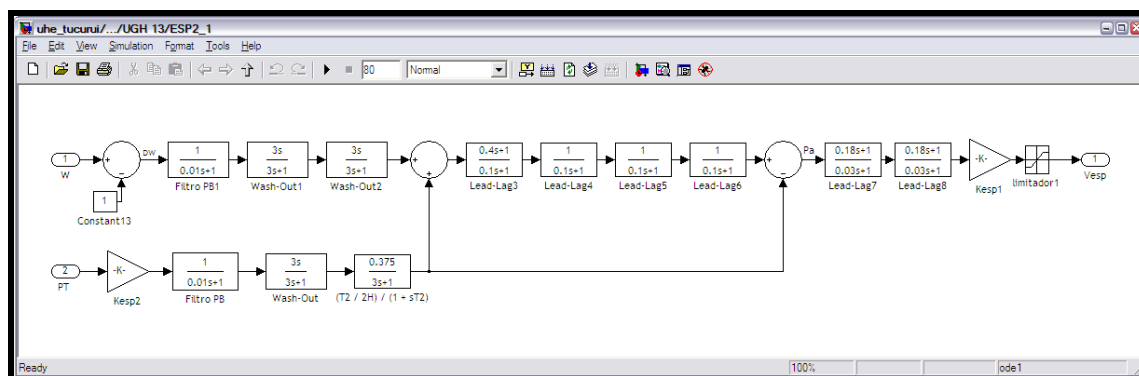


Figura D9 – Diagrama de blocos para simulação do ESP da 2ª etapa da UHE de Tucuruí.

APÊNDICE E – Diagrama unifilar da UHE de Tucuruí versus a Barra infinita.

