



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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE DIGITAL PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO E
AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECAÑICAS EM UM
GERADOR SÍNCRONO DE 10KVA

ANDERSON ROBERTO BARBOSA DE MORAES

DM 19/2011

BELÉM
ABRIL/2011

ANDERSON ROBERTO BARBOSA DE MORAES

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE DIGITAL PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO E
AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS EM
UM GERADOR SÍNCRONO DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Walter Barra Junior.

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

BELÉM

ABRIL/2011

Moraes, Anderson Roberto Barbosa de

Desenvolvimento e implementação de estratégias de controle digital para regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas em um gerador síncrono de 10kVA / Anderson Roberto Barbosa de Moraes; orientador, Walter Barra Junior. – 2011.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2011.

1. Sistemas de controle digital. 2. Sistemas de energia elétrica - estabilidade.
I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 629.895

ANDERSON ROBERTO BARBOSA DE MORAES

**DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE
CONTROLE DIGITAL PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO E
AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS EM
UM GERADOR SÍNCRONO DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovado em: _____.

Conceito: _____.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walter Barra Junior (Orientador/UFPA)

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros (Co-Orientador/UFPA)

Prof. Dr. Ubiratan Holanda Bezerra (Membro/UFPA)

Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira (Membro/UFPA)

Prof. Dr. Raimundo Nonato das Mercês Machado (Membro/UFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes
(Coordenador. do PPGEE/UFPA)

Dedico este trabalho:

Aos meus queridos pais, Miguel e Maria Moraes que sempre me apoiaram e fizeram de tudo para que eu nunca desistisse de estudar e vencer na vida. Aos meus irmãos Reinaldo e Ronaldo que souberam aproveitar o tempo de estudo e serviram de referência para o meu caminhar.

Em especial, para minha amada Patrícia Parente por me apoiar e me mostrar o verdadeiro significado de: amor, união e felicidade.

*Nem tão longe que eu não possa ver
Nem tão perto que eu possa tocar
Nem tão longe que eu não possa crer que um dia chego lá
Nem tão perto que eu possa acreditar que o dia já chegou.*
- Humberto Gessinger

A persistência é o caminho do êxito.
- Charles Chaplin

Agradecimentos:

Agradeço, primeiramente, a Deus, pelas graças alcançadas em minha vida, pela proteção diária e pela paz que sinto.

Agradeço a toda minha família pelo apoio ao longo da minha trajetória na universidade, principalmente, durante o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço especialmente ao meu amigo e colega Paulo Sergio Nascimento Filho, que muito me ajudou durante os estudos, implementações e testes durante a realização deste trabalho.

Agradeço também em especial ao meu orientador e professor Walter Barra Junior pelos ensinamentos e orientações que recebi desde o meu ingresso no grupo de controle.

Aos amigos: Cleyson Amorim, Marcio Sousa, Lucio Batista, Leonardo Ruffeil e Fernando Costa Jr., que participaram diretamente das atividades no LACSPOT.

Aos doutorandos: Thiago Abreu, Marcus Gomes, Fabrício Nogueira e Conceição Pereira pelo convívio no laboratório.

Aos professores José A. L. Barreiros, Carlos Tavares C. Jr. e Marcus Vinicius A. N. pela oportunidade de participar nos projetos de pesquisa, onde pude ampliar meu conhecimento.

RESUMO

Neste trabalho são apresentados o desenvolvimento e a implementação de estratégias de controle digital para regulação automática de tensão e para o amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema de potência em escala reduzida de 10kVA, localizado no Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT), da Universidade Federal do Pará (UFPA). O projeto dos dois controladores é baseado na técnica de alocação polinomial de polos. Para o projeto do Regulador Automático de Tensão (RAT) foi adotado um modelo simplificado, de primeira ordem, da máquina síncrona, cujos parâmetros foram levantados experimentalmente. Para o controlador amortecedor, por sua vez, também chamado de Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), foi utilizado um modelo discreto, do tipo auto regressivo com entrada exógena (ARX). Este modelo foi estimado por meio de técnicas de identificação paramétrica, considerando para tal, o conjunto motor-gerador interligado a um sistema de maior porte (concessionária de energia elétrica). As leis de controle foram embarcadas em um microcontrolador de alto desempenho e, para a medição dos sinais utilizados nos controladores, foi desenvolvida uma instrumentação eletrônica baseada em amplificadores operacionais para o condicionamento dos sinais dos sensores. O sinal de controle é baseado na técnica de modulação por largura de pulso (PWM) e comanda o valor médio da tensão de um conversor CC-CC, o qual é utilizado como circuito de excitação que energiza o enrolamento de campo do gerador. Além disso, o acionamento elétrico das máquinas que compõem o grupo gerador de 10kVA foi projetado e automatizado somando segurança aos operadores e ao componentes deste sistema de geração. Os resultados experimentais demonstraram o bom desempenho obtido pela estratégia proposta.

Palavras chave:

- Regulador Automático de Tensão
- Estabilizador de Sistema de Potência
- Controle Digital
- Sistema de Potência em Escala Reduzida
- Oscilações Eletromecânicas

ABSTRACT

This paper presents the development and implementation of control strategies for digital automatic voltage regulation and damping of oscillations in a 10kVA synchronous generator 10kVA located at the Power Systems Control Laboratory (LACSPOT) at Federal University of Pará (UFPA). The design of both controllers is based on the pole placement technique. For the design of the Automatic Voltage Regulator (AVR), it was adopted a first order simplified model for the synchronous machine, whose parameters were obtained experimentally. For the damping controller, also called Power System Stabilizer (PSS), it was used an auto-regressive with exogenous input (ARX) discrete model. This model was estimated by means of parametric identification techniques considering, for this purpose, the motor-generator connected to a larger system. The control laws were embedded in a high-performance microcontroller and, for the measurement of signals used in the controllers, an electronic instrumentation was developed which is based on operational amplifiers for the sensors signal conditioning. The control signal is based on the technique of pulse width modulation (PWM) and controls the average voltage of a DC-DC converter, which is used as an excitation circuit which energizes the field winding of the generator. Moreover, the electric drive of the machines that make up the 10kVA group generator was designed and automated by adding security to operators and components of this generation system. The experimental results demonstrate the good performance achieved by the proposed strategy.

Keywords:

- Automatic Voltage Regulator
- Power System Stabilizer
- Digital Control
- Power System in Small-Scale
- Electromechanical Oscillations

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	XIII
LISTA DE TABELAS.....	XV
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	1
1.2 Revisão bibliográfica	2
1.3 Organização do trabalho	3
2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA	5
2.1 Introdução	5
2.2 Descrição do laboratório	6
2.2.1 Grupo Motor-Gerador de 10 kVA	6
2.2.2 Transformadores de 15kVA.....	7
2.2.3 Conjunto Sincronoscópio.....	7
2.2.4 Painel de Controle e Acionamento.....	8
2.2.5 Interface Homem Máquina	8
2.2.6 Banco de Lâmpadas	9
2.2.7 Painel da Linha de Transmissão.....	10
2.3 Conclusão.....	10
3 ESTABILIDADE ELETROMECAÂNICA	11
3.1 Introdução	11
3.2 Análise da Estabilidade a Pequenos Sinais.....	12
3.3 Estabilizador de Sistema de Potência	13
3.4 Conclusão.....	15
4 ESTIMAÇÃO PARAMÉTRICA E PROJETO DE CONTROLADORES DIGITAIS POR POSICIONAMENTO DE POLOS	16
4.1 Introdução	16
4.2 Identificação de Sistemas.....	16

4.2.1	Escolha dos sinais de excitação e aquisição dos dados.....	16
4.2.2	Escolha da representação matemática e da estrutura do modelo	18
4.2.3	Estimação dos parâmetros do modelo.....	19
4.2.4	Validação de modelos	20
4.3	Alocação Polinomial de Polos	21
4.3.1	Procedimentos de projeto.....	25
4.4	Alocação Radial de Polos	27
4.4.1	Procedimentos de projeto.....	29
4.5	Conclusão.....	31
5	DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DOS SISTEMAS DE AUTOMAÇÃO, PROTEÇÃO, INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA PARA MEDIÇÃO, ATUAÇÃO E CONTROLE DO GERADOR DE 10KVA.....	32
5.1	Introdução	32
5.2	Automação do acionamento do grupo gerador de 10kVA.....	32
5.3	Sensor de Tensão Terminal.....	36
5.3.1	Banco de transformadores.....	36
5.3.2	Conversor CA-CC.....	36
5.3.3	Circuito seguidor de tensão ou <i>Buffer</i>	37
5.3.4	Filtro passa baixa analógico	37
5.3.5	Filtro passa baixa digital	38
5.4	Sensor de Potência Elétrica.....	39
5.4.1	Ganho de entrada	40
5.4.2	Filtro passa baixa analógico	40
5.4.3	Filtro passa baixa digital	41
5.4.4	Filtro passa alta digital	41
5.5	Circuito Atuador	42
5.5.1	Dimensionamento do capacitor do Elo CC.....	43
5.5.2	Circuito de comando do atuador	43

5.6	Unidade de Processamento Digital	44
5.7	Conclusão.....	46
6	PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO DIGITAL PARA O GRUPO GERADOR DE 10 KVA	47
6.1	Introdução	47
6.2	Modelagem da máquina síncrona	47
6.3	Projeto do RAT Digital.....	51
6.4	Estratégia de compartilhamento de potência reativa	55
6.5	Implementação da lei de controle do RAT no microcontrolador	56
6.6	Resultados dos testes experimentais	57
6.7	Conclusão.....	59
7	PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM ESTABILIZADOR DIGITAL PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA	60
7.1	Introdução	60
7.2	Modelagem matemática	60
7.3	Projeto do ESP Digital	66
7.4	Implementação da lei de controle do ESP no microcontrolador.....	67
7.5	Resultados de simulação e testes experimentais.....	67
7.5.1	Resultados de simulação	67
7.5.2	Resultados de testes experimentais	68
7.6	Conclusão.....	71
8	CONCLUSÃO	72
8.1	Considerações Finais	72
8.2	Proposta para trabalhos futuros.....	72
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	74
	APENDICE.....	78

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT).....	5
Figura 2.2: Grupo-Gerador de 10kVA.....	6
Figura 2.3: Transformadores trifásicos de 15kVA (a) elevador e (b) isolador.....	7
Figura 2.4: Conjunto Sincronoscópio.....	7
Figura 2.5: (a) <i>Layout</i> e (b) fotografia do painel de controle.....	8
Figura 2.6: IHM do RAT e do ESP.....	9
Figura 2.7: (a) Diagrama de ligação do (b) banco de lâmpadas.....	9
Figura 2.8: (a) Diagrama Unifilar e (b)Painel da Linha de Transmissão.....	10
Figura 3.1: Insuficiente torque (a) de sincronismo e (b) de amortecimento.....	11
Figura 3.2: Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita.....	14
Figura.3.3: Modelo linearizado máquina-barra infinita com ESP.....	14
Figura 3.4: Diagrama em blocos da estrutura de um ESP típico.....	15
Figura 4.1: Circuito para gerar sinais SBPA de 6 células.....	17
Figura 4.2: Diagrama em blocos do modelo ARX.....	19
Figura 4.3: Diagrama em blocos do sistema com estrutura RST em malha fechada.....	22
Figura 4.4: Deslocamento dos polos mapeados (a) no plano-s e (b) no plano-z.....	29
Figura 5.1: Circuito de comando da automação do sistema micromáquina.....	34
Figura 5.2: Circuito de força da automação do sistema micromáquina.....	35
Figura 5.3: Esquema elétrico do sensor analógico de tensão terminal.....	36
Figura 5.4: Estrutura do FPB digital do sensor de tensão terminal.....	39
Figura 5.5: Esquema elétrico do sensor analógico de potência ativa.....	40
Figura 5.6: Estrutura do FPB digital do sensor de potência elétrica.....	41
Figura 5.7: Estrutura do FPA digital do sensor de potência elétrica.....	42
Figura 5.8: Esquema elétrico do circuito de força do atuador.....	43
Figura 5.9: Esquema elétrico do circuito de comando do atuador.....	44
Figura 5.10: Diagrama em blocos da UPD.....	45
Figura 5.11: Programadora MicroICDPICKit2.....	46
Figura 5.12: (a) Sistema de medição e controle e (b) Circuito atuador.....	46
Figura 6.1: Ensaio de resposta ao degrau do gerador em malha aberta.....	51
Figura 6.2: Resposta em frequência de malha fechada do RAT.....	54
Figura 6.3: Diagrama esquemático do controlador com <i>droop</i>	55

Figura 6.4: Resposta em frequência de malha fechada do RAT com <i>droop</i>	56
Figura 6.5: Diagrama de ensaio do RAT digital.	57
Figura 6.6: Curva de partida em rampa do RAT em malha fechada.	58
Figura 6.7: Curva de resposta ao degrau em malha fechada (sem <i>droop</i>).	58
Figura 6.8: Teste de carga reativa (transformador) na saída do gerador.	59
Figura 7.1: Diagrama do ensaio de levantamento da frequência (f_{osc}).	60
Figura 7.2: Curva do ensaio para encontrar a frequência (f_{osc}).	61
Figura 7.3: Diagrama Esquemático para o ensaio com SBPA.	62
Figura 7.4: Resposta do sistema para uma entrada SBPA.	62
Figura 7.5: Espectros de frequências de entrada e saída dos dados coletados.	63
Figura 7.6: Erro quadrático em função da ordem dos modelos estimados.	63
Figura 7.7: Mapa de polos e zeros do modelo ARX441 estimado em malha aberta.	64
Figura 7.8: Comparação entre os sinais medido e do modelo estimado do sistema.	65
Figura 7.9: Análise de FAC e FCC dos resíduos do modelo ARX.	65
Figura 7.10: Diagrama em blocos do sistema de controle do ESP digital.	68
Figura 7.11: Curvas de resposta ao degrau do sistema com ESP e sem ESP.	68
Figura 7.12: Diagrama esquemático do ensaio experimental.	69
Figura 7.13: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,2pu$ e $Q=0pu$).	69
Figura 7.14: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,3pu$ e $Q=0pu$).	70
Figura 7.15: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,4pu$ e $Q=0pu$).	70
Figura 7.16: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,5pu$ e $Q=0pu$).	71
Figura 7.17: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,6pu$ e $Q=0pu$).	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Dados de placa do gerador e do motor.	6
Tabela 2.2: Dados de placa dos transformadores de 15kVA.....	7
Tabela 4.1: Conexões para gerar sinais de sequência SBPA.....	17
Tabela 5.1: Componentes eletrônicos do circuito atuador.....	44
Tabela 7.1: Polos do modelo estimado em malha aberta ($T_s = 60$ ms).....	64

1 INTRODUÇÃO

Os Sistemas Elétricos de Potência em escala de laboratório são valiosas ferramentas para o desenvolvimento de pesquisas e estudos de técnicas de regulação aplicadas no controle das unidades geradoras, e de fenômenos presentes nos grandes sistemas de potência. Um destes fenômenos é bastante abordado na literatura técnica pertinente e consiste nas oscilações eletromecânicas. Conseqüentemente, estratégias de controle vêm sendo estudadas com o objetivo de se minimizar os efeitos deletérios provocados por estes fenômenos. As oscilações eletromecânicas são extremamente indesejáveis, pois reduzem a quantidade de potência transmitida, diminuem consideravelmente a vida útil das máquinas e reduzem a margem de estabilidade do sistema de potência (KUNDUR, 1994).

O objetivo deste trabalho é desenvolver e implementar estratégias de controle digital para regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas em um gerador síncrono de 10kVA, que está localizado no Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT) do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará.

1.1 Motivação

A realização de testes e estudos em sistemas de potência reais é rodeada de restrições e riscos, tanto para o sistema de energia quanto para as pessoas envolvidas nos testes. Na maioria das vezes, as unidades geradoras de um sistema de potência encontram-se indisponíveis para ensaios de pesquisas, devido ao fato destas unidades estarem interligadas em sistemas elétricos de potência de grande porte. Outras vezes, é necessário aguardar um agendamento dos ensaios, quando permitidos, podendo durar alguns meses de espera. Além disso, existem também os riscos durante a realização dos ensaios, quando uma simples falha de operação pode resultar em sérios danos à integridade física da equipe envolvida e em grandes prejuízos de ordem financeira na perda de equipamentos. Portanto, diante das dificuldades em se realizar ensaios em sistemas de grande porte para se avaliar o desempenho dos controladores projetados, surgiu a motivação da realização deste trabalho cujas principais contribuições são:

- A investigação experimental do desempenho de um Estabilizador de Sistema de Potência (ESP) digital em um sistema real, em escala de laboratório. Este tipo de teste é de grande importância científica, pois permite identificar possíveis fragilidades no sistema de controle projetado, as quais normalmente não podem ser observadas ou

reproduzidas via simulação computacional. Os testes no sistema de potência real, em laboratório, permitem observar os efeitos deletérios de imperfeições que sempre estão presentes em sistemas reais, tais como: não-linearidades de sensores, saturação, histerese, contaminação por harmônicos da componente fundamental, ruídos produzidos pelo chaveamento dos atuadores, dentre outros. O teste de uma técnica de controle em laboratório é um passo fundamental antes de se instalar o controlador em sistemas de grande porte.

- A estruturação de um laboratório de ensino para estudos na área de sistemas de energia elétrica, adequando-o para testes de estabilidade de um grupo gerador de 10kVA interligado a rede elétrica da concessionária local e testes do sistema de geração operando isoladamente, com carga local, para avaliação dos reguladores de velocidade e de tensão.

1.2 Revisão bibliográfica

Em BARRA (2001), é proposta uma estratégia *fuzzy* aplicada à melhoria da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência, utilizando 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 VENAYAGAMOORTHY et al. (2003), são apresentados o projeto e implementação de neurocontroladores ótimos para substituir os reguladores convencionais de turbo-geradores em sistemas multimáquinas. O projeto dos controladores é baseado em técnicas de programação heurística (DHP) e a implementação é feita com um microprocessador TMS320C6701. O desempenho destes controladores não é degradado, mesmo com a inclusão de um ESP, por mudanças nas condições do sistema operacional e configurações.

Em CAMPOS (2004), são apresentados o projeto e a implementação de controladores digitais PI e *fuzzy* PI para desempenhar o papel de um Regulador Automático de Tensão para um sistema microgerador de 10kVA cujo modelo representativo é obtido via técnica de identificação paramétrica. O projeto controlador PI é baseado no método do LGR para posicionamento de polos dominantes, e uma derivação deste controlador é utilizada para o projeto de um similar através de lógica *fuzzy*. A implementação dos controladores é feita em programas desenvolvidos em linguagem de programação orientados a objetos.

Em RISUENHO (2005), são apresentados o desenvolvimento e os testes experimentais de um protótipo de ESP digital para amortecer um modo eletromecânico de oscilação, de aproximadamente 1,7 Hz, observado em uma das unidades geradoras da Usina Hidroelétrica de Tucuruí. O projeto do ESP é baseado na técnica de deslocamento radial dos polos no domínio de tempo discreto, implementado em um controlador industrial embarcado (modelo I-8411).

Em NOGUEIRA (2008), é apresentado o desenvolvimento de um ESP que atua através da malha do regulador de velocidade. Neste trabalho, são mostrados o desenvolvimento e os 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 instalado.

Em MOUTINHO (2009), são apresentados testes experimentais em uma micromáquina realizados a partir do projeto e implementação de estratégias de controle digital nas malhas de velocidade e de tensão. Dentre as estratégias destacam-se o controle PID *Fuzzy*, controle PID convencional e controle por alocação de polos, aplicadas na malha de tensão através de um sistema de excitação, formado por uma ponte retificadora tiristorizada, controlando a tensão terminal do gerador síncrono, e na malha de velocidade através de um sistema de acionamento também tiristorizado, controlando a velocidade do motor CC.

Em GOMES (2010), são apresentados o desenvolvimento e a implementação de um ESP digital projetado com a técnica de deslocamento radial dos polos, utilizando a estrutura canônica do tipo RST, com o objetivo de amortecer os modos de oscilação eletromecânica observáveis em sinais de potência elétrica medidos em uma unidade hidrogeradora, de 350 MVA da casa de força 01 (um), da UHE de Tucuruí. A lei de controle do ESP digital foi embarcada em um protótipo cujo hardware desenvolvido é baseado em microcontrolador dsPIC30F3014.

1.3 Organização do trabalho

Este trabalho está organizado em oito capítulos, iniciando com a Introdução, onde é feita uma descrição geral do trabalho, apresentando o sistema elétrico de potência utilizado, alvo deste estudo, e as motivações para o desenvolvimento e implementação de controladores digitais para regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas.

No Capítulo 2 estão descritos, detalhadamente, todos os componentes que formam o sistema elétrico de potência em escala reduzida do Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT- FEE - UFPA).

Em seguida, no Capítulo 3, são introduzidos conceitos básicos sobre estabilidade eletromecânica de sistemas elétricos de potência, tendo como foco a análise da estabilidade a pequenos sinais. Além disso, é apresentada também, a estrutura básica de um estabilizador de sistema de potência.

No Capítulo 4, são apresentadas técnicas de identificação de sistemas, abordando a estimação dos parâmetros do modelo pelo método de mínimos quadrados e a validação do modelo estimado. São apresentadas também, as técnicas de controle digital por alocação polinomial de polos e por alocação radial de polos, assim como, os procedimentos de projeto.

No Capítulo 5, é apresentada a automação do sistema de acionamento do grupo gerador, mostrando-se passo-a-passo como acionar os componentes do sistema elétrico de potência em escala reduzida. Ainda neste capítulo, é apresentado o projeto de instrumentação eletrônica, responsável pela medição, atuação e controle da unidade geradora de 10kVA, mostrando-se especificamente: Sensor de tensão terminal, Sensor de desvio de potência elétrica, Circuito atuador e Unidade de processamento digital.

No Capítulo 6, é apresentada a modelagem simplificada da máquina síncrona e o projeto do RAT digital, por alocação polinomial de polos. Também é mostrada uma estratégia de compartilhamento de potência reativa e a implementação da lei de controle em um microcontrolador, assim como os resultados de simulação e testes experimentais com o RAT digital.

No Capítulo 7, é apresentado o passo-a-passo da obtenção do modelo paramétrico do sistema microgerador interligado ao barramento infinito e o projeto do estabilizador digital (ESP) por alocação radial de polos. A partir do projeto do ESP, é apresentada também, a implementação de sua lei de controle em um microcontrolador, e resultados de simulação e testes experimentais.

O Capítulo 8 apresenta as conclusões finais do trabalho e apresenta propostas de melhoria e trabalhos futuros a serem feitos neste sistema de potência.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA

2.1 Introdução

O sistema elétrico de potência utilizado neste trabalho se constitui numa valiosa e importante ferramenta para estudos em nível de graduação e de pós-graduação, assim como para testes experimentais em modelos reduzidos de sistemas de potência, estando localizado no Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT) da FEE-UFPA. No LACSPOT, os alunos de graduação têm a oportunidade de fortalecer o aprendizado adquirido em disciplinas como Geração de Energia, Conversão de Energia, Eletrônica, Controle, Sistemas de Energia, Automação, e outras.

Em nível de pós-graduação, o laboratório oferece um excelente objeto de estudos de controle aplicado e estabilidade de sistemas de potência. A infraestrutura do LACSPOT é resultado deste trabalho de mestrado e do trabalho de NASCIMENTO (2011), os quais tiveram como base os trabalhos antes realizados em nível de mestrado e graduação, utilizando o mesmo equipamento, o conjunto motor-gerador que compõe o sistema micromáquina, tais como: ARAÚJO (2001), CAMPOS (2003), RISUENHO (2005) e MORAES E SILVA (2008). Na Figura 2.1 é apresentada uma fotografia do LACSPOT indicando seus principais elementos cuja descrição é feita na seção 2.2.



Figura 2.1: Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT).

2.2 Descrição do laboratório

O LACSPOT é constituído de plantas didáticas utilizadas nos estudos de controle aplicado a sistemas de potência, dentre as quais, encontra-se um grupo motor-gerador, transformadores, motores, cargas resistivas, painel de controle e acionamento, painel simulador de linha de transmissão (LT), reguladores digitais de velocidade e de tensão.

2.2.1 Grupo Motor-Gerador de 10 kVA

O grupo Motor-Gerador utilizado, fabricado pela EQUACIONAL, é formado por um motor CC, que simula uma fonte de energia primária, um volante de aço de oito fatias que agrega inércia ao grupo semelhante ao que se tem em grandes unidades geradoras, e uma máquina síncrona de polos salientes, funcionando como gerador. A Figura 2.2 ilustra o motor CC acoplado à máquina síncrona através do volante de aço.

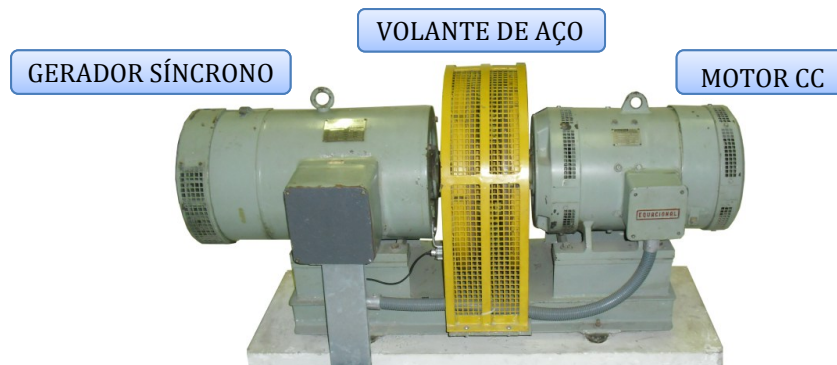


Figura 2.2: Grupo-Gerador de 10kVA.

A Tabela 2.1 mostra as características técnicas do grupo Motor-Gerador de 10kVA.

Tabela 2.1: Dados de placa do gerador e do motor.

Gerador Síncrono		Motor	
Modelo	EGT1.180.ESP.B.3/6	Modelo	EMC1.180.E.B.3/4
Potência	10kVA	Potência	9kW
Frequência	60Hz	Velocidade	1200rpm
Tensão Terminal	220V	Rendimento	9/11
Corrente de Estator	22,1A	Tensão de Armadura	400V
Tensão de Campo	150V	Corrente de Armadura	27,5A
Corrente de Campo	3,8A	Tensão de Campo	300V
Número de Fases	3	Corrente de Campo	1,5A
Número de Polos	6		
Fator de Potência	0,8		

2.2.2 Transformadores de 15kVA

Dentre os transformadores trifásicos existentes no laboratório, um é utilizado na alimentação do conversor CC-CC do sistema de atuação do regulador de velocidade e outros dois transformadores, utilizados na isolação entre o gerador síncrono e a linha de transmissão e entre a linha e a rede elétrica. A Figura 2.3 ilustra uma fotografia dos transformadores.



Figura 2.3: Transformadores trifásicos de 15kVA (a) elevador e (b) isolador.

A Tabela 2.2 apresenta as características técnicas dos transformadores de 15kVA.

Tabela 2.2: Dados de placa dos transformadores de 15kVA.

Transformador (a)	Valores Nominais	Transformador (b)	Valores Nominais
Potência	15kVA	Potência	15kVA
Tensão do Primário	220V	Tensão do Primário	220V
Tensão do Secundário	380V	Tensão do Secundário	220V
Configuração	Y – Δ	Configuração	Δ – Y _N

2.2.3 Conjunto Sincronoscópio

O conjunto de sincronismo é composto de um voltímetro duplo, um medidor de defasagem digital e um frequencímetro duplo como pode ser visto na Figura 2.4. Com o auxílio deste conjunto, o operador tem as condições necessárias para proceder com a sincronização e o paralelismo (interligação) do grupo motor-gerador com a rede elétrica pode ser efetuada de forma segura.



Figura 2.4: Conjunto Sincronoscópio.

2.2.4 Painel de Controle e Acionamento

O painel de controle e acionamento é um armário de padrão industrial onde foram instalados todos os componentes responsáveis pela operação do sistema de geração do LACSPOT. Este painel comporta as contadoras de acionamento, relés, transformadores de baixa potência, transdutores, conversores, controladores digitais, fontes e fusíveis. Na Figura 2.5 é ilustrado um esquema de projeto do painel de controle e uma fotografia do painel.

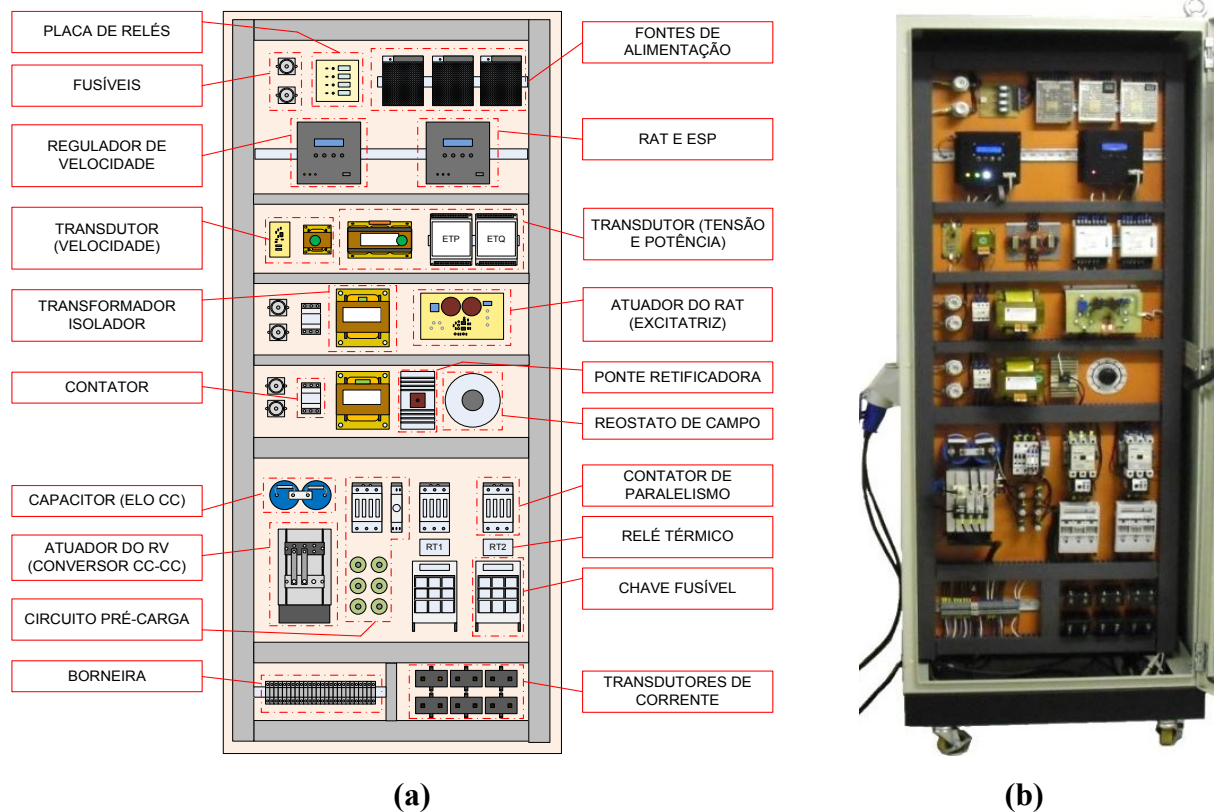


Figura 2.5: (a) *Layout* e (b) fotografia do painel de controle.

2.2.5 Interface Homem Máquina

A operação do sistema micromáquina é auxiliada por meio de IHM's (interfaces homem máquina) desenvolvidas em ambiente LabVIEW e instaladas em um computador pessoal (PC). A comunicação entre o PC e os instrumentos do painel de controle que atuam no sistema de geração é realizada através de canais de comunicação serial. Dentre as interfaces existentes, a IHM que opera o RAT digital desenvolvido neste trabalho dispõe de um conjunto de chaves para enviar comandos diretamente ao instrumento e de mostradores gráficos e numéricos para exibir diversos parâmetros durante operação, como pode ser visto na Figura 2.6.

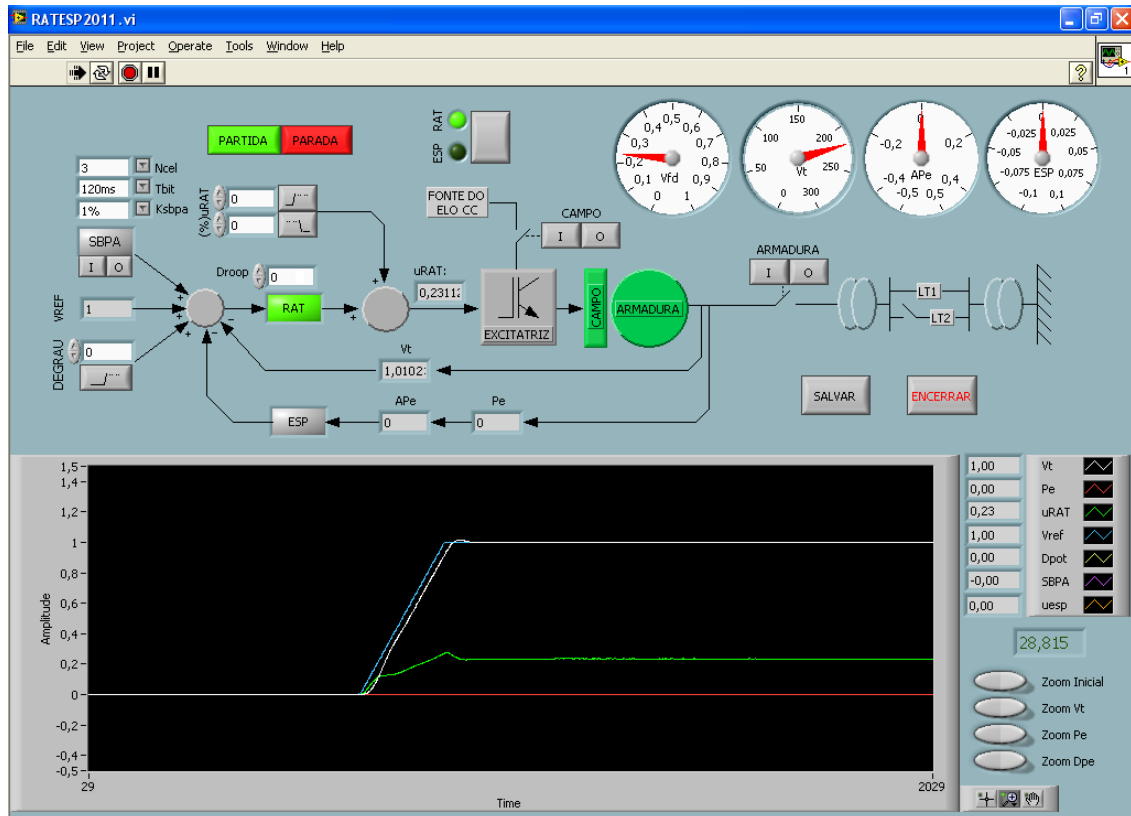


Figura 2.6: IHM do RAT e do ESP.

2.2.6 Banco de Lâmpadas

O LACSPOT dispõe de um banco de carga que simula uma demanda local formado por cinco conjuntos de lâmpadas incandescentes, onde cada conjunto representa uma carga trifásica com valor de 300W, 600W, 1200W, 2400W e 3600W, totalizando em 8100W. Os conjuntos são acionados de forma combinada com até 28 níveis diferentes de carga. O acionamento dos conjuntos é feito através de cinco contadoras trifásicas comandadas por um sistema de acionamento remoto se comunica com uma IHM através de uma rede baseada no padrão RS485. Na Figura 2.7 são ilustrados o diagrama de ligação e uma fotografia do banco de lâmpadas.

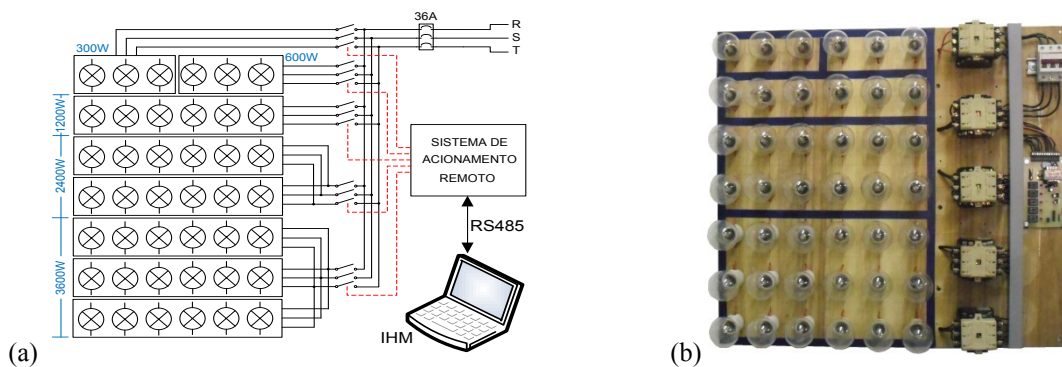
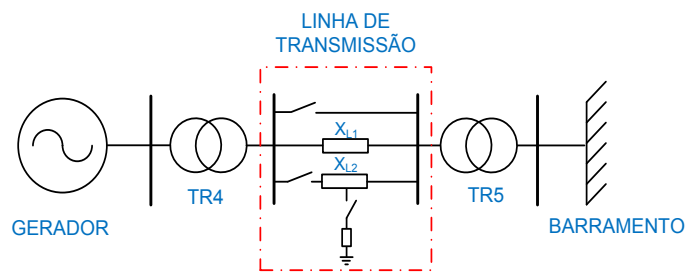


Figura 2.7: (a) Diagrama de ligação do (b) banco de lâmpadas.

2.2.7 Painel da Linha de Transmissão

O painel da Linha de Transmissão é utilizado para simular a reatância indutiva de uma linha de transmissão real. Este painel comporta um conjunto de indutores de 1mH arranjados em dois blocos, onde cada bloco representa um ramo de uma linha de transmissão trifásica. O acionamento destes blocos é feito por contadoras que permitem a realização de ensaios de “perda de linha”, religação de linha, faltas leves e da substituição da linha por ligação direta (também conhecido como *Bypass*) entre os transformadores isoladores. A Figura 2.8 ilustra o Diagrama Unifilar e o Painel deste simulador.



(a)



(b)

Figura 2.8: (a) Diagrama Unifilar e (b) Painel da Linha de Transmissão.

2.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes que formam o LACSPOT e a importância que este laboratório representa para o ensino e para a pesquisa na comunidade científica. Os trabalhos realizados no LACSPOT deixaram valiosas contribuições, desde produções científicas até produções instrumentais para equipar o laboratório.

3 ESTABILIDADE ELETROMECHANICA

3.1 Introdução

A estabilidade de um sistema elétrico de potência (SEP) é definida como a tendência deste sistema desenvolver forças restauradoras para manter o seu estado de equilíbrio (SAADAT, 2002). A estabilidade eletromecânica ou estabilidade angular pode ser definida como a propriedade do SEP em manter suas unidades geradoras operando em condições de sincronismo (KUNDUR, 1994).

Os estudos de estabilidade angular consideram os efeitos das oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema, analisando o comportamento existente entre as potências fornecidas pelos geradores e os deslocamentos angulares de seus rotores. As análises dos estudos de estabilidade são estabelecidas, normalmente, através de dois tipos distintos de estudo, estabilidade angular a pequenas perturbações e estabilidade angular transitória, quando o sistema é sujeito a grandes perturbações.

Para pequenas perturbações, o estudo avalia a capacidade de manutenção do sincronismo das unidades geradoras do SEP para as situações de pequenos impactos. A natureza da resposta do sistema aos pequenos impactos depende de diversos fatores incluindo as condições operativas, a capacidade de transmissão e os sistemas de excitação das unidades geradoras. Neste tipo de estudo de estabilidade os impactos são considerados suficientemente pequenos, de tal forma que equações linearizadas podem ser utilizadas nas análises (KUNDUR, 1994).

Em grandes sistemas interligados, a instabilidade ocorre normalmente de duas formas:

- através de aceleração do rotor, com crescimento progressivo do deslocamento angular, sendo a causa fundamental a falta de torque sincronizante (Figura 3.1.a);
- através de oscilações crescentes do rotor, causadas pela deficiência de torque amortecedor (Figura 3.1.b).

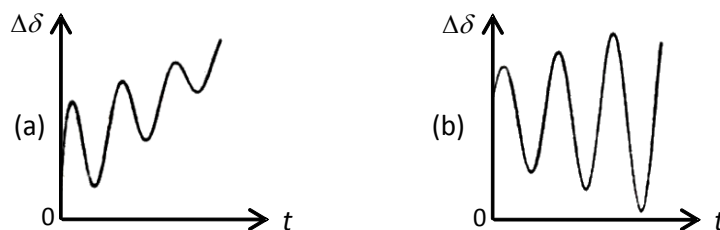


Figura 3.1: Insuficiente torque (a) de sincronismo e (b) de amortecimento.
Fonte: Adaptado de Kundur (1994).

O mecanismo físico pelo qual as máquinas síncronas, em um sistema interligado, mantêm-se em sincronismo é através de uso de torques restauradores. Estes torques irão atuar sempre que existir torque acelerando ou retardando a rotação do rotor de uma máquina síncrona, em relação às demais máquinas síncronas do sistema. O torque atuante pode ser representado pela Equação (3.01).

$$T_a = T_m - T_e , \quad (3.01)$$

onde T_a é o torque acelerante, T_m é o torque mecânico e T_e é o torque elétrico.

A variação do torque elétrico em um gerador síncrono pode ser decomposta em duas componentes, uma componente de torque sincronizante e uma componente de torque de amortecimento, como mostrado na Equação (3.02).

$$\Delta T_e = T_S \Delta \delta + T_D \Delta \omega , \quad (3.02)$$

onde $T_S \Delta \delta$ é a componente de torque sincronizante, a qual está em fase com os desvios do ângulo do rotor $\Delta \delta$; e $T_D \Delta \omega$ é 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.

3.2 Análise da Estabilidade a Pequenos Sinais

Atualmente, a análise de estabilidade a pequenos sinais é direcionada ao problema da instabilidade oscilatória. Isto se deve, principalmente, à utilização da tecnologia de eletrônica de potência nos sistemas de excitação de geradores síncronos que permitiu uma redução acentuada dos tempos de resposta das excitatrizes, o que é benéfico para auxiliar na manutenção da estabilidade transitória. No entanto, isto tem o efeito colateral de reduzir o chamado torque de amortecimento intrínseco da máquina, prejudicando assim o amortecimento das oscilações eletromecânicas. Para manter os benefícios dos modernos sistemas de excitação rápidos e, ainda, dispor de amortecimento suficiente para operação segura em regime permanente, é necessário amortecer as oscilações dinâmicas (KUNDUR, 1994).

As oscilações eletromecânicas são fenômenos comuns em sistemas de potência interligados. A frequência das oscilações e o número dos geradores que oscilam dependem da estrutura do sistema (ROGERS, 2000). Nos sistemas de potência atuais, o principal problema é, geralmente, a deficiência de torque de amortecimento das oscilações.

Os modos eletromecânicos de oscilação podem ser classificados como:

- **Modos locais ou modos máquina-sistema:** estão relacionados 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:** estão associados com as oscilações de um grupo de máquinas contra outro grupo de máquinas acopladas, que são interligados por linhas com reatância indutiva elevada. A faixa de frequência típica é entre 0,1 e 0,8 Hz;
- **Modos intra-planta:** representam os modos de oscilação eletromecânicos entre geradores localizados em uma mesma usina. A faixa de frequência típica está entre 1,5 e 2,5 Hz.
- **Modos de controle:** estão associados com a interação entre os sistemas de controle de unidades geradoras e outros controles, incluindo reguladores de tensão mal sintonizados, conversores HVDC e compensadores estáticos.
- **Modos torcionais:** são associados com os componentes rotacionais do eixo turbina-gerador.

3.3 Estabilizador de Sistema de Potência

O ESP é um controlador suplementar que atua sobre a malha de controle de tensão do gerador visando amortecer as oscilações eletromecânicas através de um sinal de baixa amplitude que é somado ao sinal de referência desta malha de controle. Para o projeto deste controlador aplicado em um sistema do tipo máquina-barras infinita, as equações de estado que o representam podem ser linearizadas em torno de um ponto de operação, resultando em um modelo denominado de modelo de Heffron Phillips (KUNDUR,1994) e está ilustrado na Figura 3.2.

No sistema da Figura 3.2, a dinâmica dos enrolamentos amortecedores é desprezada e considera-se apenas a dinâmica do enrolamento de campo. O regulador automático de tensão é suposto ser do tipo tiristorizado representado por um bloco de primeira ordem onde, K_A é normalmente um valor elevado e T_A , um valor pequeno (sistema de excitação rápida). Os coeficientes de linearização de K_1 a K_6 são funções do ponto de operação e dos valores dos parâmetros eletromecânicos do sistema. As fórmulas para o cálculo de K_1 a K_6 podem ser encontrados em SAUER & PAI (1998).

O coeficiente K_4 representa o efeito desmagnetizante devido aos desvios do ângulo de carga e apresenta um efeito desprezível para frequências de oscilação de 1 a 3 Hz, podendo ser desconsiderado do modelo linearizado (SAUER & PAI, 1998).

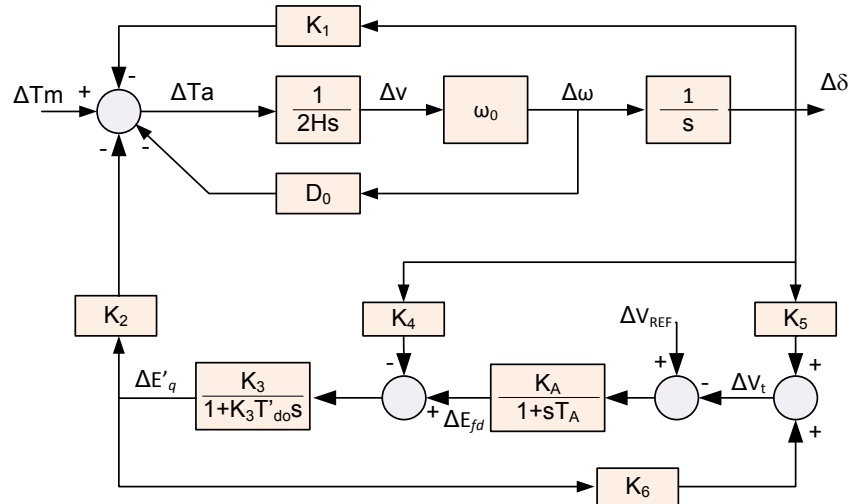


Figura 3.2: Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita.

O efeito do regulador automático de tensão sobre a estabilidade dinâmica torna a contribuição de torque através de K_5 desprezível, ou seja, o efeito de $\Delta\delta$ sobre ΔV_t pode ser desconsiderado em uma análise simplificada, para projetos de ESP¹.

Com estas simplificações, é possível então visualizar-se que o ESP atua através da malha de tensão “paralelamente” à realimentação feita pelo fator de amortecimento intrínseco do gerador D_0 .

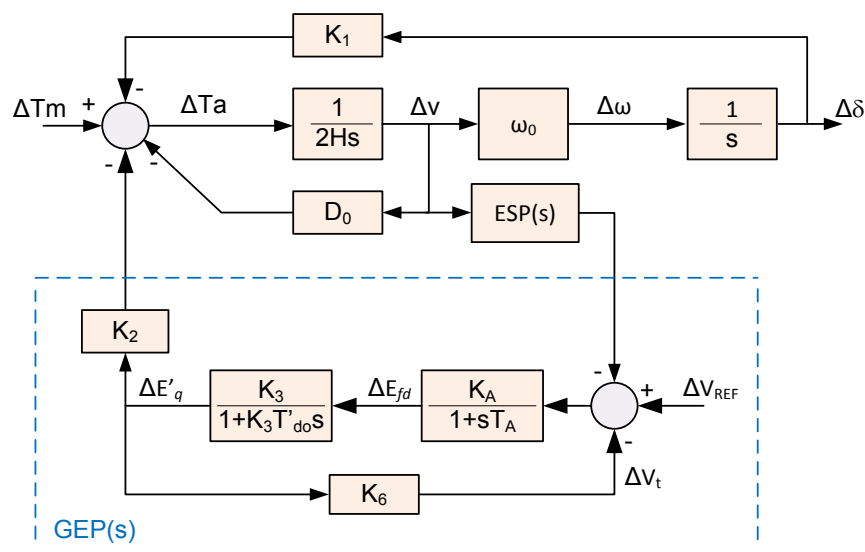


Figura.3.3: Modelo linearizado máquina-barra infinita com ESP.

¹ No entanto, os efeitos de K_4 e K_5 devem ser sempre considerados no modelo, para fins de análise do comportamento em malha fechada, com o ESP já projetado.

De acordo com a Figura 3.3, pode-se definir a contribuição do ESP para o torque de amortecimento através da Equação (3.03). Para isto, assume-se $\Delta V_{REF} = 0$.

$$\Delta T_{ESP} = ESP(s).GEP(s).\Delta v \quad (3.03)$$

Para produzir uma componente de torque de amortecimento puro, o ESP deve compensar a defasagem criada pelo conjunto denominado de GEP(s) que é formado pelo sistema de excitação, pelo gerador e pelo restante do sistema de potência. Esta compensação é normalmente realizada através de técnicas de controle por avanço/atraso de fase.

A estrutura clássica de um ESP é formada basicamente por quatro etapas, como ilustrado na Figura 3.4.

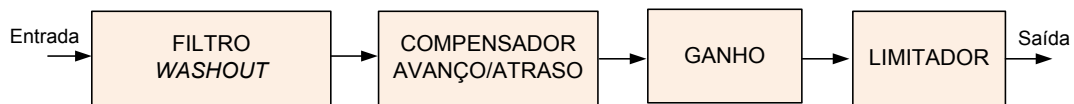


Figura 3.4: Diagrama em blocos da estrutura de um ESP típico.

De acordo com a Figura 3.4, a primeira etapa remove o valor médio do sinal de entrada, deixando passar apenas a variação (ou desvio) deste sinal. Na etapa seguinte, o compensador tem como saída um sinal com uma defasagem projetada para uma dada frequência de oscilação. As duas etapas seguintes servem para graduar a intensidade do sinal amortecedor e limitá-lo de tal forma a não afetar, demasiadamente, na operação do regulador automático de tensão, no qual o sinal do ESP é inserido.

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram brevemente discutidos, resultados clássicos que mostram que em sistemas interligados, a manifestação de oscilações eletromecânicas pode se ocasionada pela deficiência de torque amortecedor. O torque de amortecimento é degradado pela utilização de sistemas de excitação rápidos baseados em eletrônica de potência, mas com o benefício do aumento do torque sincronizante. Portanto, devido à necessidade de aumentar o torque de amortecimento, é necessário adicionar um controlador suplementar que, ao compensar a defasagem provocada pela GEP aumenta o torque de amortecimento sem afetar o torque de sincronismo. Neste trabalho, diferentemente das técnicas clássicas de projeto de controle amortecedor via compensação avanço/atraso, implementou-se um controlador amortecedor cujo projeto é totalmente realizado no domínio discreto de tempo.

4 ESTIMAÇÃO PARAMÉTRICA E PROJETO DE CONTROLADORES DIGITAIS POR POSICIONAMENTO DE POLOS

4.1 Introdução

Neste capítulo são abordadas técnicas de identificação paramétrica e de projeto de controladores digitais utilizados no desenvolvimento do sistema de controle aplicado ao sistema de potência em escala reduzida. Os controladores digitais projetados e utilizados neste trabalho são baseados em métodos de Alocação Polinomial de Polos para estruturas RST, onde foi adotado o caso geral para o RAT e um caso particular desta estratégia, o método de Alocação Radial de Polos, para o ESP.

4.2 Identificação de Sistemas

Para projetar um sistema de controle é fundamental conhecer o modelo matemático que descreve de maneira mais simplificada possível a dinâmica do processo a ser controlado. Há duas maneiras de se obter este modelo: a primeira maneira é conhecer as leis físicas que descrevem a dinâmica da planta, no entanto, devido à alta complexidade que determinados sistemas apresentam, torna-se muito difícil ou impossível modelar tais sistemas; a segunda maneira é obter um modelo matemático por meio de estratégias experimentais de identificação de sistemas. Dentre as várias estratégias utilizadas estão: identificação por resposta ao degrau, resposta em frequência, identificação *on-line* e *off-line* (COELHO, 2004).

De forma geral, o processo de identificação de um sistema é formado pelas etapas principais:

- Escolha dos sinais de excitação e aquisição dos dados;
- Escolha da representação matemática e da estrutura do modelo;
- Estimação dos parâmetros do modelo;
- Validação do modelo identificado.

4.2.1 Escolha dos sinais de excitação e aquisição dos dados

No processo de identificação de sistemas, é essencial que o sinal selecionado para excitar o processo contenha as componentes de frequência dos modos de interesse. Uma vez que estes modos não sejam previamente conhecidos, mas que se encontrem numa determinada

faixa de frequências utiliza-se um sinal com um rico espectro de frequência de modo a abranger a largura de banda referente aos fenômenos de interesse da planta a ser identificada. Uma solução padrão para a escolha do sinal de entrada é obtida com o uso de sinais do tipo SBPA (sequência binária pseudo aleatória) (AGUIRRE, 2004).

A SBPA ou PRBS (do inglês, *pseudo-random binary sequence*) é uma sequência de pulsos retangulares, modulados em largura, na qual o espectro aproxima-se ao de um ruído branco em uma faixa de frequências de interesse. A SBPA é gerada através do uso de registradores de deslocamento com realimentação, como é exemplificado na Figura 4.1, sendo facilmente implementado computacionalmente (HOROWITZ & HILL, 1989).

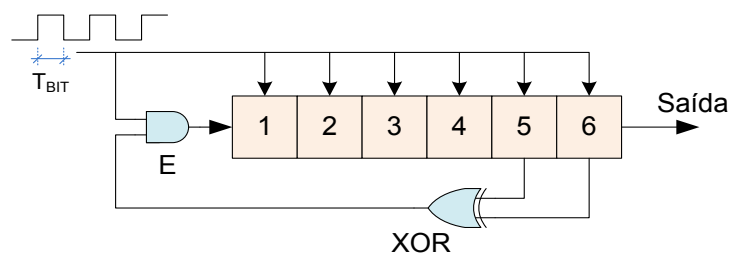


Figura 4.1: Circuito para gerar sinais SBPA de 6 células.

A cada período de atualização, chamado T_{BIT} , o algoritmo de geração da sequência SBPA desloca os valores binários (0 ou 1) das células em direção à saída do registrador e atualiza o valor da primeira célula com o resultado de uma operação lógica OU exclusivo (XOR) entre duas células do registrador. Os bits utilizados na operação XOR são definidos de acordo com o número de células N_{cel} , como se pode visualizar na Tabela 4.1 (AGUIRRE, 2004).

Tabela 4.1: Conexões para gerar sinais de sequência SBPA.

Fonte: Aguirre, 2004 (adaptado).

Nº de células	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Período em $[T_{BIT}]$	3	7	15	31	63	127	255	511	1023	2047
Entradas da XOR	1 e 2	2 e 3	3 e 4	3 e 5	5 e 6	4 e 7	(2,3,4) e 8	5 e 9	7 e 10	9 e 11

O intervalo de geração das amostras da 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 SBPA 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 conseguirá responder a tempo a uma transição antes de chegar à próxima amostra.

O período de um sinal SBPA completo 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 SBPA reduzindo, assim, as propriedades de aleatoriedade desejáveis do sinal de teste (AGUIRRE, 2004).

De maneira geral, o comprimento (período) da sequência é dado por $(2^{N_{cel}} - 1)T_{BIT}$. Portanto, a faixa efetivamente excitada é dada aproximadamente por (HOROWITZ & HILL, 1989):

$$\left(f_{MIN} = \frac{1}{(2^{N_{cel}} - 1)T_{BIT}} \right) \leq f \leq \left(f_{MAX} = \frac{0,44}{T_{BIT}} \right) \quad (4.01)$$

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.

4.2.2 Escolha da representação matemática e da estrutura do modelo

Os modelos podem ser divididos basicamente em dois tipos: paramétricos e não paramétricos. Os paramétricos obviamente são formados por parâmetros, como por exemplo, os coeficientes de uma equação a diferenças, equações de estados ou funções de transferência. Por outro lado, os modelos não paramétricos são geralmente representados graficamente, como diagramas de Bode ou Nyquist, resposta ao impulso, etc.

Os métodos de identificação paramétrica ajustam os parâmetros de um modelo até que sua resposta se aproxime a resposta de um sistema real para uma mesma entrada.

Quando o objetivo é obter um modelo 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*). O modelo ARX pode ser representado no domínio do tempo discreto pela equação (AGUIRRE, 2004):

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + v(k),$$

onde q^{-1} é o operador atraso, $y(k)$ e $u(k)$ são respectivamente as sequências de entrada e de saída do sistema, $v(k)$ é um ruído considerado branco, e $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são os polinômios com os parâmetros do modelo, na forma:

$$B(q^{-1}) = b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_B}q^{-n_B} \quad (4.02)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_A}q^{-n_A}, \quad (4.03)$$

onde n_B e n_A são as constantes que definem a ordem do modelo. A Figura 4.2 ilustra o diagrama em blocos do modelo ARX.

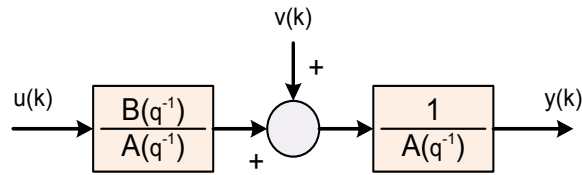


Figura 4.2: Diagrama em blocos do modelo ARX.

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, 2004), e os que se baseiam na variância do erro de predição residual (LANDAU & ZITO, 2006).

A ideia 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 (4.04).

$$R(0) = E\{\varepsilon^2(t)\} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon^2(t) \quad (4.04)$$

4.2.3 Estimação dos parâmetros do modelo

Em 1809, Carl Friedrich Gauss, publicou um artigo demonstrando que a melhor maneira de se determinar um parâmetro desconhecido de uma equação é minimizando a soma dos quadrados dos resíduos (definido como o erro entre valores medidos e estimados), mais tarde chamado de método de mínimos quadrados (MQ) por Adrien-Marie Legendre. Este método, também conhecido como mínimos quadrados não recursivos, é um dos mais utilizados em diversas áreas de ciência e tecnologia. Supondo-se que existe um conjunto de dados (x_i, y_i) , com $i = 1, 2, \dots, n$, que foram medidos de um sistema, a representação deste sistema por uma função f é considerada aceitável caso:

$$f(x_i) \approx x_i \Leftrightarrow \hat{y}_i \approx y_i, \forall i$$

onde x_i e y_i são respectivamente os valores de entrada e saída medidos, 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 através da seguinte equação:

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

Considerando-se o modelo do sistema na forma de equação de diferenças:

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) = b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n) + \xi(k), \quad (4.05)$$

onde os termos $y(k - n)$ são relativos à saída do processo, $u(k - n)$ são os termos relativos à entrada do processo, $\xi(k)$ é o resíduo, definido como parte aleatória que o modelo não consegue explicar, sendo o ideal comportar-se como um ruído branco, a_n e b_n são os parâmetros de ordens n_a e n_b , respectivamente, que devem ser estimados no processo de identificação. Admitindo-se $k = 0, 1, \dots, n$, a equação (4.05) pode ser expressa na forma matricial:

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n] \quad (4.06)$$

$$Y^T = [y(n) \ y(n+1) \ \dots \ y(n+N-1)] \quad (4.07)$$

$$\Phi^T = [\phi(0) \ \phi(1) \ \dots \ \phi(n+N-1)] \quad (4.08)$$

$$\xi^T = [\xi(n) \ \xi(n+1) \ \dots \ \xi(n+N-1)] \quad (4.09)$$

onde $\phi(t)$ pode ser decomposto da seguinte forma de regressores:

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

Logo, as equações (4.06), (4.07), (4.08) e (4.09) podem ser escritas na forma compacta:

$$y = \Phi\theta + \xi$$

Como o objetivo é minimizar o vetor de erros ξ , tornando assim a resposta mais precisa, o somatório do quadrado dos erros é expresso através da função custo (PARASKEVOPOULOS, 1996):

$$J = \xi^T \xi = \sum_{k=0}^N \xi^T(k)$$

Portanto, o vetor de parâmetros θ é calculado pela resolução de:

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

De posse dos dados de entrada e saída coletados experimentalmente no sistema de micromáquina interligado, este algoritmo pode ser aplicado para que um modelo ARX seja encontrado, de modo a representar o comportamento dinâmico deste sistema em uma determinada condição operacional.

4.2.4 Validação de modelos

Existem diversas formas de validação do modelo estimado, dentre elas destacam-se a análise da simulação do modelo e a análise dos resíduos. É recomendado não utilizar o mesmo conjunto de dados para a identificação e para a validação. Na análise pela simulação do modelo do sistema, são comparados os dados medidos com os dados provenientes da

simulação do modelo estimado no tempo. Enquanto que na análise de resíduos, um conjunto de testes é efetuado para verificar aleatoriedade dos resíduos.

Considerando-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 aleatória, isso significa que não há informação útil nos resíduos, ou seja, o modelo capturou toda a informação determinística da dinâmica do sistema contida no conjunto de dados usados na identificação. Por outro lado, se os resíduos não forem brancos (aleatórios), haverá informação neles indicando que o modelo não conseguiu capturar tudo que era possível nos dados (AGUIRRE, 2004).

Conforme é apresentado em AGUIRRE (2004), se o vetor de erros ξ é linearmente aleatório, a sua função de autocorrelação (FAC) é nula para todos os valores de atraso diferentes de zero, ou seja:

$$r_{\xi\xi}(k) = 0, \forall k \neq 0$$

A generalidade do modelo para outros conjuntos de dados pode ser analisada através da correlação cruzada (FCC) entre o vetor de resíduos e o sinal de entrada $u(k)$.

$$r_{u\xi}(k) = 0, \forall k \neq 0$$

Caso $r_{u\xi}(k)$ seja igual a zero para todos os atrasos, tem-se que o vetor de erros ξ não depende do conjunto de dados de entrada utilizado no processo de estimação do modelo. Isto implica que a identificação de um modelo com outro conjunto de dados resultará em um modelo semelhante.

4.3 Alocação Polinomial de Polos

O método da Alocação Polinomial de Polos permite projetar controladores digitais com estrutura RST para sistemas estáveis ou instáveis, de fase mínima ou não mínima, sem restrições quanto à ordem da planta e sem restrições em relação a atraso de tempo. As únicas condições exigidas são que o atraso de transporte do processo deve ser conhecido com certo grau de precisão e que os polinômios A e B não devem apresentar fatores comuns, ou seja, polos e zeros iguais ou muito próximos. Se existirem polos e zeros estáveis e iguais (ou muito próximos) estes deverão ser cancelados antes do início dos cálculos dos parâmetros do controlador. No caso de polos e zeros iguais e instáveis, o cancelamento não é possível (LANDAU, 2006).

O diagrama em blocos de um sistema de controle com estrutura RST é ilustrado na Figura 4.3.

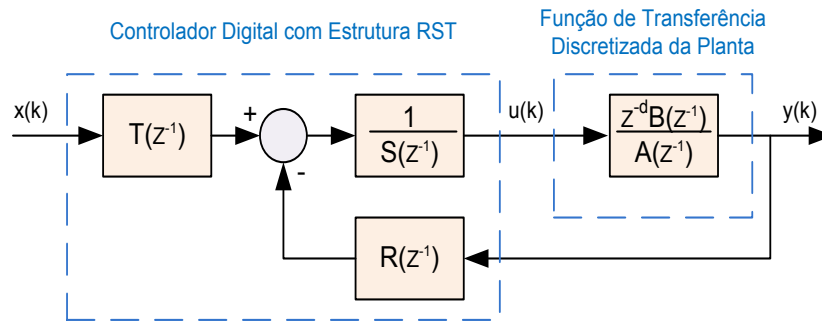


Figura 4.3: Diagrama em blocos do sistema com estrutura RST em malha fechada.

A planta ou processo a ser controlado é representado pela função de transferência discreta $H(z^{-1})$.

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \quad (4.10)$$

onde d representa o atraso medido em períodos de amostragem e os polinômios A de grau n_A e B de grau n_B são definidos, respectivamente, como nas Equações (4.11) e (4.12).

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{n_A}z^{-n_A} \quad (4.11)$$

$$B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{n_B}z^{-n_B} \quad (4.12)$$

Os polinômios R , S e T , que constituem o controlador digital para fins de regulação, são dados respectivamente por:

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1z^{-1} + \dots + r_{n_R}z^{-n_R}$$

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1z^{-1} + \dots + s_{n_S}z^{-n_S}$$

$$T(z^{-1}) = R(z^{-1}) \text{ ou } R(1) \quad (4.13)$$

onde n_R e n_S são os graus dos polinômios R e S , respectivamente.

Para aplicar a estratégia de Alocação Polinomial de Polos, no projeto de controladores digitais com estrutura RST, os graus dos polinômios R e S devem obedecer às seguintes restrições:

$$n_R = n_A - 1 \text{ e } n_S = n_B + d - 1 \quad (4.14)$$

A partir do diagrama de blocos exposto na Figura 4.3, observa-se que a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$H_{MA}(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})z^{-d}B(z^{-1})}{S(z^{-1})A(z^{-1})}, \quad (4.15)$$

e a função de transferência de malha fechada do sistema de controle, por:

$$H_{MF}(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{S(z^{-1})A(z^{-1}) + R(z^{-1})z^{-d}B(z^{-1})} = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{P(z^{-1})}, \quad (4.16)$$

onde P é polinômio característico de grau n_p , também denominado de Equação de Bezout, o qual pode ser expresso como:

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1}), \quad (4.17)$$

cujas raízes são os polos de malha fechada do sistema. Outra representação para P é na forma polinomial, como expresso na Equação (4.17).

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1z^{-1} + p_2z^{-2} + \dots + p_{n_p}z^{-n_p} \quad (4.18)$$

Para aplicar a estratégia de Alocação Polinomial de Polos no projeto de controladores digitais com estrutura RST, o grau do polinômio característico (n_p) deve atender a seguinte restrição:

$$n_p \leq n_A + n_B + d - 1 \quad (4.19)$$

O polinômio característico pode ser decomposto no produto de dois outros polinômios, como mostrado na Equação (4.20).

$$P(z^{-1}) = P_D(z^{-1})P_F(z^{-1}), \quad (4.20)$$

onde as raízes do polinômio P_D de grau n_D são os polos dominantes e as raízes do polinômio P_F de grau n_F são os polos auxiliares. Sendo assim, os polinômios P_D e P_F podem ser expressos da seguinte forma:

$$P_D(z^{-1}) = (1 - \delta_1z^{-1})(1 - \delta_2z^{-1}) \text{ e} \quad (4.21)$$

$$P_F(z^{-1}) = (1 - \beta_1z^{-1})(1 - \beta_2z^{-1}) \dots (1 - \beta_{n_F}z^{-1}), \quad (4.22)$$

onde δ_i , $i = 1, 2$ e β_j , $j = 1, 2, \dots, n_F$ são as raízes dos polinômios P_D e P_F , respectivamente.

Em que o grau de P_F é dado por

$$n_F = n_p - n_D = n_p - 2 \quad (4.23)$$

O projeto de um controlador digital com estrutura RST pelo método da alocação polinomial de polos consiste em resolver a equação de Bezout para encontrar o valor dos parâmetros dos polinômios R e S .

A forma matricial da equação de Bezout oferece uma melhor maneira de resolvê-la e é representada pela Equação (4.24).

$$Mx = p, \quad (4.24)$$

em que x é o vetor formado pelos parâmetros do controlador a ser calculado, e o vetor p é formado pelos coeficientes do polinômio característico P desejado. Sendo assim, os vetores x e p são representados por

$$x = [1 \ s_1 \ \dots \ s_{n_S} \ r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{n_R}]^T \text{ e} \quad (4.25)$$

$$p = [1 \ p_1 \ p_2 \ \dots \ p_{n_p} \ 0 \ \dots \ 0]^T . \quad (4.26)$$

Tanto o vetor x quanto o vetor p devem possuir $n_A + n_B + d$ elementos. A matriz M , chamada de matriz Silvestre, Equação (4.24), tem a forma a seguir:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & 1 & & \vdots & \vdots & & & & \vdots \\ a_2 & a_1 & & 0 & 0 & & & & \vdots \\ a_3 & a_2 & & 1 & \hat{b}_1 & & & & 0 \\ \vdots & a_3 & & a_1 & \vdots & & & & \hat{b}_1 \\ a_{n_A} & \vdots & & a_2 & \hat{b}_{n_B} & & & & \hat{b}_2 \\ 0 & & & a_3 & 0 & & & & \hat{b}_3 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & a_{n_A} & 0 & 0 & \dots & 0 & \hat{b}_{n_B} \end{bmatrix}$$

onde

$$\hat{b}_i = \begin{cases} 0 & \text{para } i = 0, 1, \dots, d \\ b_{i-d} & \text{para } i \geq d + 1 \end{cases}$$

O vetor x com os parâmetros do controlador é obtido pela solução da Equação (4.24) por meio da inversão da matriz M , ou seja,

$$x = M^{-1}p . \quad (4.27)$$

A inversão da matriz M só é possível se o seu determinante for diferente de zero, isto é, se M for não singular, caso contrário a sua inversa não existe. Logo não existirá solução para a Equação (4.27). A matriz M é singular se, e somente se, os polinômios A e B forem coprimos.

A fim de acrescentar características de desempenho e robustez ao sistema de controle, são acrescentadas partes fixas pré-especificadas aos polinômios R e S , tal como: erro de regime nulo para uma entrada do tipo degrau, o que requer um integrador na função de transferência de malha aberta do sistema de controle. Isto equivale acrescentar o termo $(1 - z^{-1})$ ao polinômio S .

Com o intuito de enfatizar as partes pré-especificadas dos polinômios R e S , estes foram fatorados da seguinte forma:

$$R(z^{-1}) = R'(z^{-1})H_R(z^{-1}) \text{ e} \quad (4.28)$$

$$S(z^{-1}) = S'(z^{-1})H_S(z^{-1}), \quad (4.29)$$

onde H_R e H_S são os polinômios pré-especificados e os polinômios R' de grau n_R' e S' de grau n_S' , possuem as formas a seguir:

$$R'(z^{-1}) = r'_0 + r'_1 z^{-1} + \dots + r'_{n_R'} z^{-n_R'} \quad (4.30)$$

$$S'(z^{-1}) = 1 + s'_1 z^{-1} + \dots + s'_{n_S'} z^{-n_S'} \quad (4.31)$$

Em função desta pré-especificação de polinômios, a função característica da Equação (4.17) pode ser escrita como:

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})H_S(z^{-1})S'(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})H_R(z^{-1})R'(z^{-1}), \quad (4.32)$$

Substituindo o termo $A(z^{-1})H_S(z^{-1})$ por $A'(z^{-1})$ e o termo $B(z^{-1})H_R(z^{-1})$ por $B'(z^{-1})$, tem-se novamente a forma da Equação de Bezout, onde o objetivo é projetar os parâmetros dos polinômios $R'(z^{-1})$ e $S'(z^{-1})$ por meio da solução da Equação (4.33).

$$P(z^{-1}) = A'(z^{-1})S'(z^{-1}) + z^{-d}B'(z^{-1})R'(z^{-1}), \quad (4.33)$$

A Equação (4.33) é resolvida por meio da Equação (4.27), com a matriz M sendo formada pelos parâmetros dos polinômios $A'(z^{-1})$ de grau n'_A e $B'(z^{-1})$ de grau n'_B .

Para aplicar a solução da Equação (4.33) na Equação (4.27), os graus n'_R , n'_S e n'_P devem obedecer às restrições a seguir:

$$n'_R = n'_A - 1 = n_A + n_{H_S} - 1 \quad (4.34)$$

$$n'_S = n'_B + d - 1 = n_B + n_{H_R} + d - 1 \quad (4.35)$$

$$n'_P = n'_A + n'_B + d - 1, \quad (4.36)$$

onde n_{H_R} e n_{H_S} são os graus dos polinômios H_R e H_S , respectivamente.

Para completar a estrutura RST, o polinômio $T'(z^{-1}) = R'(z^{-1})$ ou $R'(1)$.

4.3.1 Procedimentos de projeto

Nesta seção são descritos os procedimentos de projeto utilizado para calcular e obter os coeficientes que compõem o controlador digital RST, associado ao Regulador Automático de Tensão utilizado neste trabalho (ver Capítulo 6). Os procedimentos foram divididos em 6 passos, como segue:

- **Passo 1: Especificações do projeto de controle.**

Primeiramente, são especificadas as características desejadas que definam o comportamento do sistema em malha fechada, como o máximo sobressinal M_{SS} e o tempo de acomodação t_s , em segundos.

A partir de M_{SS} e t_s pode-se calcular o fator de amortecimento ξ_n e a frequência natural ω_n do sistema em malha fechada, considerando o critério de 5% para t_s (OGATA, 2003).

$$\xi_n = \frac{-\ln M_{SS}}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_{SS}}} \quad (4.37)$$

$$\omega_n = \frac{3}{\xi_n \cdot t_s} \quad (4.38)$$

De posse de ξ_n e ω_n calculam-se os polos contínuos do sistema em malha aberta, $s_{1,2}$.

$$s_{1,2} = -\xi_n \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi_n^2} \quad (4.39)$$

- **Passo 2: Especificação do período de amostragem T_s .**

Em se tratando de projeto de controle digital, faz-se necessário definir um período de amostragem T_s para obter a representação discreta da planta. T_s é calculado a partir da largura de banda desejada do sistema em malha fechada ω_{BW}^{CL} , sendo calculada da seguinte maneira (OGATA, 2003):

$$\omega_{BW}^{CL} = \omega_n \sqrt{(1 - 2\xi_n^2) + \sqrt{4\xi_n^4 - 4\xi_n^2 + 2}} \quad (4.40)$$

A frequência de amostragem ω_s é especificada visando bom desempenho e baixos custos, em outras palavras, a escolha de ω_s pequeno levaria o processo de amostragem ao problema conhecido como efeito *aliasing* e a escolha de ω_s muito alto levaria a necessidade de se utilizar dispositivos eletrônicos de altíssimo desempenho e mais caros.

O valor de ω_s (em *rad/s*) é então determinado como um múltiplo de ω_{BW}^{CL} , onde o fator multiplicativo é normalmente escolhido entre um valor mínimo de 6 e um valor máximo de 25 (LANDAU, 2006). Porém este valor máximo pode ser escolhido em função da capacidade de operação do conversor analógico-digital (A/D) utilizado. Em FADALI (2009), o valor máximo deste fator pode chegar a 100. Com isso, tem-se:

$$\omega_s = (6 \text{ a } 100) \cdot \omega_{BW}^{CL} \quad (4.41)$$

Assim, o período de amostragem pode ser obtido através da Equação (4.42).

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s} \quad (4.42)$$

- **Passo 3: Discretização da planta contínua.**

Uma vez definido T_s , utiliza-se uma das técnicas de discretização para obter a planta discreta $G(z^{-1})$.

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (4.43)$$

O atraso de tempo d , geralmente é obtido através de ensaios experimentais onde é analisada a resposta ao degrau da planta. Este valor é obtido medindo-se o intervalo de tempo em que a saída da planta não reage ao degrau aplicado, e dividindo-se este intervalo pelo período de amostragem. (LANDAU, 2006).

- **Passo 4: Polos de malha fechada no domínio z .**

Nesta etapa do projeto, são calculados os polos de malha fechada do sistema no domínio z . Estes polos formam as raízes do polinômio P_D definidos na Equação (4.20).

$$z_{1,2} = e^{s_{1,2} \cdot T_s} \quad (4.44)$$

- **Passo 5: Especificação da ordem da matriz M e do número de elementos dos vetores x e p .**

- Caso não sejam introduzidos polinômios pré-especificados, então a ordem da matriz M é dada por:

Número de Linhas: $n_A + n_B + d$ linhas.

Número de colunas: $n_A + n_B + d$ colunas, sendo $n_B + d$ colunas formadas pelos coeficientes do polinômio A e n_A colunas formadas pelos coeficientes do polinômio B .

O número de elementos dos vetores x e p é igual, e dado por $n_A + n_B + d$.

- Caso sejam introduzidos os polinômios pré-especificados H_R e H_S , então a ordem da matriz M é dada por:

Número de Linhas: $n'_A + n'_B + d - 1$ linhas.

Número de colunas: $n'_A + n'_B + d$ colunas, sendo $n'_B + d$ colunas formadas pelos coeficientes do polinômio A' e n'_A colunas formadas pelos coeficientes do polinômio B' .

O número de elementos dos vetores x e p são iguais e dadas por $n'_A + n'_B + d$.

- **Passo 6: Especificação dos coeficientes dos polinômios R , S e T .**

Os coeficientes dos polinômios R e S são obtidos a partir da aplicação da Equação (4.27). Para isto, necessita-se completar as raízes do polinômio característico P com os polos auxiliares. O número de polos auxiliares é definido pelo grau do polinômio P_F , Equação (4.23). Para completar estas raízes é recomendado escolher os polos auxiliares β , Equação (4.22) na faixa $-0,05 \leq \beta \leq -0,5$ (LANDAU, 2006). O polinômio T é calculado através da Equação (4.13).

4.4 Alocação Radial de Polos

Um caso particular do método de Alocação Polinomial de Polos é o caso em que os polos dominantes são deslocados de suas posições iniciais radialmente em direção à origem

do círculo unitário do plano z , para uma posição com melhor margem de estabilidade. Este caso é denominado de Alocação Radial de Polos (do inglês, *pole shifting*).

Para isso, escolhe-se o denominador da planta, o polinômio A , o qual define os polos da planta em malha aberta, como polinômio característico e multiplica-se a variável z^{-1} deste polinômio por um fator de contração α , isto é,

$$D(z^{-1}) = A(\alpha z^{-1}) = 1 + \alpha a_1 z^{-1} + \alpha^2 a_2 z^{-2} + \alpha^{n_A} a_{n_A} z^{-n_A}, \quad (4.45)$$

onde D é o polinômio característico desejado.

Portanto, a equação de Bezout assume a forma:

$$D(z^{-1}) = A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1}), \quad (4.46)$$

a qual pode ser resolvida por meio de sua forma matricial mostrada na Equação (4.24).

Obtendo-se a partir da substituição de $P(z^{-1})$ por $D(z^{-1})$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & b_1 & \cdots & \cdots & 0 \\ a_1 & 1 & & 0 & b_2 & b_1 & & 0 \\ \vdots & a_1 & & \vdots & \vdots & b_2 & & \vdots \\ a_{n_A} & \vdots & & 1 & b_{n_B} & \vdots & & b_1 \\ 0 & a_{n_A} & & a_1 & 0 & b_{n_B} & & b_2 \\ \vdots & 0 & & \vdots & \vdots & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{n_A} & 0 & 0 & \cdots & b_{n_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{n_S} \\ r_0 \\ r_1 \\ \vdots \\ r_{n_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha - 1)a_1 \\ (\alpha^2 - 1)a_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ (\alpha^{n_A} - 1)a_{n_A} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

A técnica de deslocamento radial de polos se baseia no fato de que um sistema aumenta sua margem de estabilidade à medida que seus polos se aproximam da origem do círculo unitário no plano- z . Analogamente, no plano- s , este aumento se dá à medida que seus polos se deslocam para a esquerda deste plano.

Uma forma de demonstrar a formulação do fator de contração radial é através da comparação entre os efeitos do deslocamento dos polos nos planos s e z . Para isto, considera-se uma linha horizontal no plano- s , sendo caracterizada pela equação $s = -\sigma + j\omega_d$ onde a parte imaginária ω_d é constante. No plano z , esta linha horizontal pode ser obtida através de $z = e^{s.T_s}$, resultando na Equação (4.48).

$$z = e^{(-\sigma + j\omega_d).T_s} = e^{-\sigma.T_s} e^{j\omega_d.T_s}, \quad (4.48)$$

onde T_s é o período de amostragem, $e^{j\omega_d.T_s}$ é constante devido a ω_d constante e $e^{-\sigma.T_s}$ representa o módulo de z e varia com σ .

A Equação (4.48) representa linhas radiais no plano z . Caso σ seja positivo, esse trecho da linha radial ficará situado no interior do círculo unitário. Se σ for negativo, esse trecho da linha radial ficará situado fora do círculo unitário. As Figuras 4.4(a) e 4.4(b) ilustram o deslocamento dos polos nos planos s e plano z , respectivamente.

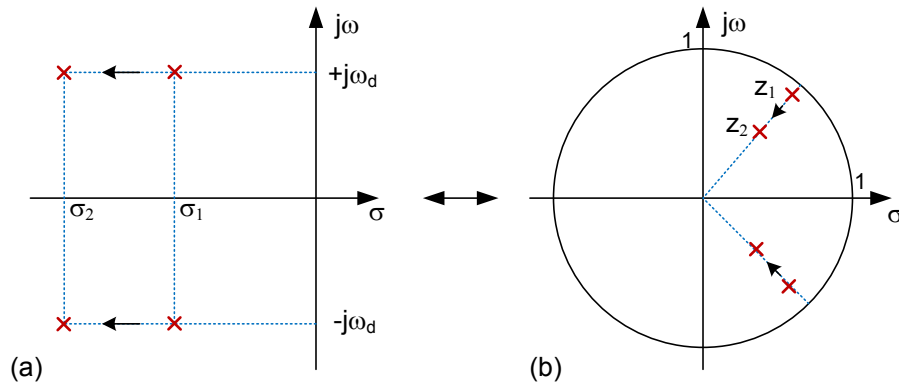


Figura 4.4: Deslocamento dos polos mapeados (a) no plano-s e (b) no plano-z.

O objetivo desta estratégia é aumentar o amortecimento ξ_n do modo de oscilação para um valor de amortecimento desejado ξ_d , sem alterar significativamente a frequência natural ω_n , pois esta frequência está relacionada à estrutura física da máquina. A Figura 4.4.(a) ilustra claramente a mudança de ξ_n (visualizada pelo deslocamento de σ) sem alterar o valor de ω_d , pois os polos deslocam-se apenas na horizontal, variando o valor no eixo real sem modificar o valor no eixo imaginário.

Portanto, o fator α pode ser expresso pela relação entre z_1 e z_2 (ver Figura 4.4.(b)), que são, respectivamente, a localização original e a desejada do polo no plano-z:

$$\alpha = \frac{z_2}{z_1} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s} e^{j\omega_d T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s} e^{j\omega_d T_s}} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s}}$$

Como $\sigma_1 = \xi_n \omega_n$ e $\sigma_2 = \xi_d \omega_n$, o fator α pode ser calculado utilizando-se a Equação (4.49).

$$\alpha = \frac{e^{-\xi_d \omega_n T_s}}{e^{-\xi_n \omega_n T_s}} = e^{-(\xi_d - \xi_n) \omega_n T_s} \quad (4.49)$$

O fator de contração α é especificado pelo projetista e está intimamente relacionado ao tempo de acomodação desejado para o sistema em malha fechada, ao tempo de acomodação do sistema em malha aberta e ao intervalo de amostragem selecionado.

4.4.1 Procedimentos de projeto

Nesta seção são descritos os procedimentos de projeto utilizados para calcular os coeficientes que compõem o controlador digital, associado ao Estabilizador de Sistema de Potência, utilizado neste trabalho (ver Capítulo 7). Os procedimentos foram divididos em cinco passos.

- **Passo 1: Estimação experimental do valor da frequência do modo de oscilação eletromecânica.**

Para encontrar a frequência do modo oscilante, normalmente aplica-se uma pequena perturbação na malha de controle de tensão com o gerador interligado ao barramento e verifica-se o sinal escolhido para realimentar o ESP. Este sinal apresentará uma oscilação com certo grau de amortecimento. A frequência de oscilação f_{OSC} , em Hz, pode ser medida a partir do período entre duas cristas ou dois vales (t_1 e t_2) consecutivos deste sinal, sendo f_{OSC} calculado por (4.50).

$$f_{OSC} = \frac{1}{t_2 - t_1} \quad (4.50)$$

- **Passo 2: Projetar uma sequência SBPA para excitar os modos oscilantes.**

Para o projeto da SBPA, utiliza-se o valor de f_{OSC} para definir a faixa de frequência de excitação (f_{MIN} e f_{MAX}) calculada na Equação (4.01). O resultado deste projeto é o número de células (N_{CEL}) do registrador e o tempo de atualização (T_{BIT}) da SBPA.

Com o sistema de geração interligado ao barramento, aplica-se a SBPA também na entrada de referência do RAT e inicia-se a coleta de dados de entrada (SBPA) e de saída (desvio de potência, por exemplo).

- **Passo 3: Estimar o modelo utilizando técnicas de Identificação Paramétrica.**

Uma forma bastante prática para estimar o modelo a partir dos dados de entrada e saída coletados no passo 2 é recorrer às ferramentas computacionais que implementam as equações apresentadas nas seções (4.2.2) e (4.2.3). Tais ferramentas fornecem diversas informações a respeito dos dados coletados e, principalmente, o modelo estimado na forma das Equações (4.02) e (4.03), mostradas como segue:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_A} z^{-n_A}$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n_B} z^{-n_B},$$

onde a_i com $i = 1, 2, \dots, n_A$ e b_j com $j = 1, 2, \dots, n_B$ são os coeficientes dos polinômios A de grau n_A e B de grau n_B estimados, respectivamente.

- **Passo 4: Validar o modelo estimado.**

Ainda com auxílio das ferramentas computacionais, a etapa de validação do modelo estimado se dá através da comparação das respostas medidas do sistema e do modelo no domínio do tempo; e a análise das funções de correlação do resíduo. (ver seção 4.2.4).

- **Passo 5: Especificação dos parâmetros R e S via Alocação Radial de Polos.**

Para a especificação dos parâmetros R e S do ESP, calcula-se inicialmente o fator de contração radial α através da Equação (4.49), define-se um polinômio característico D através da Equação (4.46), e em seguida, resolve-se a equação matricial (4.27).

Para o cálculo de α , utiliza-se o amortecimento natural ξ_n e a frequência natural ω_n com base no modelo estimado, considerando o mesmo período de amostragem T_s utilizado na identificação e especifica-se o amortecimento desejado ξ_d .

A solução da Equação (4.27) assume a forma (4.51).

$$x = [s_1 \dots s_{n_S} r_0 r_1 \dots r_{n_R}]^T \quad (4.51)$$

4.5 Conclusão

Neste capítulo foram abordadas as técnicas de identificação de sistemas que permitem a estimação de modelos paramétricos a partir de experimentos na planta ou processo. Estes métodos se destacam, pois é possível estimar modelos com dinâmica bem próxima ao sistema real, dispondo de pouca informação sobre o sistema.

De acordo com a teoria apresentada nesta seção, o método de MQ é adequado para a estimação de parâmetros de modelos do tipo ARX a partir de dados de entrada e saída coletados experimentalmente. Durante a aquisição dos pares de dados, um sinal de excitação do tipo SBPA é um sinal de teste adequado para a excitação de modos de oscilação eletromecânicas, pois excita a dinâmica do sistema em torno de um ponto de operação.

Adicionalmente, foi apresentada a metodologia para projeto de controlador digital com alocação de polos utilizada para o cálculo do regulador de tensão digital, assim como também os passos realizados para o cálculo do controlador digital a ser utilizado como um estabilizador de sistema de potência digital.

5 DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DOS SISTEMAS DE AUTOMAÇÃO, PROTEÇÃO, INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA PARA MEDIÇÃO, ATUAÇÃO E CONTROLE DO GERADOR DE 10KVA.

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os projetos de automação e de instrumentação eletrônica aplicadas ao sistema de geração em escala reduzida. O projeto de automação se baseia em uma sequência de acionamento que agrega mais segurança à operação do sistema de geração. O projeto da instrumentação eletrônica se divide em três partes: os circuitos sensores, usados nas malhas de controle; o circuito atuador, baseado em um conversor CC-CC utilizando IGBT's compondo o sistema de excitação do gerador síncrono; e finalmente, o dispositivo microcontrolador onde são embarcadas as leis de controle do RAT e do ESP desenvolvidos neste trabalho.

5.2 Automação do acionamento do grupo gerador de 10kVA

A automatização de processos industriais proporciona melhorias nas etapas de produção, desde o controle de tempo de cada etapa até mesmo a garantia de que o processo siga uma sequência pré-definida e segura, evitando erros que poderiam ser cometidos por falha humana, por exemplo. Em projetos de automação são utilizados diversos dispositivos que, em conjunto, proporcionam uma lógica de funcionamento para executar as tarefas projetadas. Dentre estes dispositivos, foram utilizados chaves de acionamento, chaves contadoras, chaves temporizadas, relés térmicos, fusíveis e disjuntores.

Para o acionamento das máquinas do sistema de geração em escala reduzida, desenvolveu-se um projeto de automação baseado em lógica de contatos obedecendo às regras de acionamento do grupo gerador fornecidas pelo fabricante. Estas regras em muito se assemelham aos procedimentos adotados em uma usina de geração de grande porte, seguindo uma sequência de partida e de parada. O projeto de automação é, normalmente, dividido em duas partes: o circuito de comando e o circuito de força. Na primeira, é representado todo o conjunto de componentes que executa a lógica de acionamento das chaves eletromecânicas de menor potência e das bobinas que comandam as chaves de potência mais elevada. Enquanto na segunda parte, são representados os componentes de maior potência, acionados pelo circuito de comando.

A lógica de acionamento é baseada nas regras de acionamento do grupo gerador. Neste projeto, são utilizadas duas máquinas elétricas rotativas e cada uma apresenta dois enrolamentos acessíveis (um de campo e um de armadura), totalizando em quatro ramos de acionamento elétrico. Os dois primeiros ramos são destinados ao acionamento do motor CC (máquina primária), sendo o primeiro ligado ao enrolamento de campo e o segundo, ao de armadura. Os dois últimos ramos são utilizados para acionar o gerador, sendo o terceiro ramo ligado ao enrolamento de campo do gerador e o quarto ramo, referente à saída de geração, compreende o caminho elétrico entre o grupo motor-gerador e a rede elétrica. Desta forma, estabeleceu-se a seguinte sequência de acionamento:

Etapa 1 (Acionamento do Motor CC)

- Acionamento do campo do Motor CC – este enrolamento é energizado por uma fonte de tensão que estabelece um campo magnético constante no estator do motor;
- Acionamento da armadura do Motor CC – para isto, é necessário o acionamento do enrolamento de campo do motor CC e da conclusão do temporizador do circuito de pré-carga. Este circuito minimiza os efeitos das correntes de magnetização do transformador e garante o carregamento seguro do Elo CC. Assim, tem-se a condição necessária para o regulador de velocidade atuar no motor CC;

Etapa 2 (Acionamento do Gerador Síncrono)

- Acionamento do campo do gerador – para este acionamento, faz-se necessária a conclusão da Etapa 1 e que a velocidade de rotação do eixo seja nominal. Com isso, o regulador automático de tensão pode atuar no enrolamento de campo de modo a controlar a tensão gerada nos terminais do enrolamento de armadura do gerador;

Etapa 3 (Paralelismo)

- Acionamento da armadura do gerador – uma chave contatora conectada à saída do gerador permite a interligação entre o gerador e a rede elétrica. Esta etapa depende do funcionamento do grupo-gerador e das condições básicas de paralelismo (mesma sequência de fase, mínima diferença de entre as fases e as tensões homólogas, ou seja, a cada fase A do gerador com a fase correspondente da rede elétrica).

A Figura 5.1 ilustra o circuito de comando desenvolvido com base nas regras descritas.

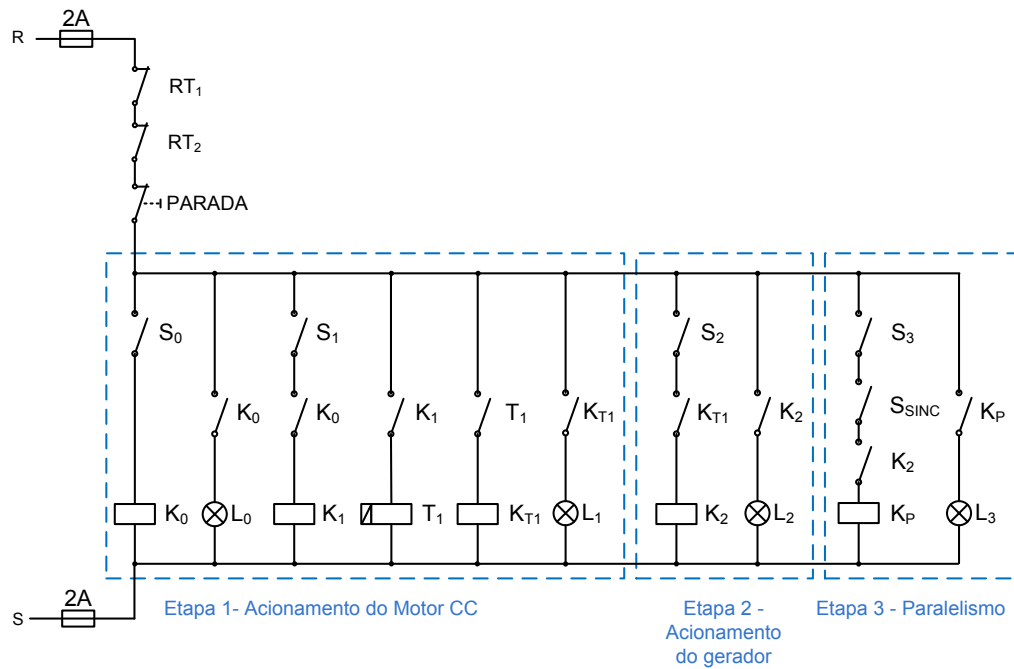


Figura 5.1: Circuito de comando da automação do sistema micromáquina.

De acordo com a Figura 5.1, pode-se notar que a estrutura do circuito de comando está dividida em quatro partes: Uma parte de proteção e parada, contendo fusível, relés térmicos (R_{T1} e R_{T2}) e uma chave de parada de emergência; e três partes de acionamento (Etapas 1, 2 e 3). A Etapa 1 representa a lógica de acionamento do motor CC e é formada por duas chaves de acionamento (S_0 e S_1), uma contatora de campo (K_0), duas contadoras (K_1 , K_{T1}) e um temporizador (T_1) para o enrolamento de armadura, onde o circuito de pré-carga é formado por $K_{T1} + T_1$. A Etapa 2 representa a lógica de acionamento aplicado ao gerador síncrono, sendo formado por uma chave de acionamento (S_2) e uma contatora de campo (K_2). E por fim, a Etapa 3 representa o paralelismo, sendo formado por uma chave de acionamento manual (S_3), uma chave de auxiliar de K_2 e um contator (K_P).

As regras para a lógica do circuito de comando foram empregadas de tal modo que, além dos comandos manuais via as chaves S_0 , S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , o acionamento das máquinas também dependesse de uma prioridade de sequenciamento das chaves contactoras, por exemplo, o acionamento do enrolamento de armadura do motor CC (K_1) depende do acionamento do enrolamento de campo (K_0). O acionamento do enrolamento de campo do gerador (K_2) depende do término do tempo (T_1) do circuito de pré-carga (K_{T1}). A chave de paralelismo pode ser acionada manualmente através de S_3 , mas depende do acionamento da chave conectada ao enrolamento de campo do gerador (K_2).

O circuito de força contendo os elementos de maior potência do circuito de acionamento é ilustrado na Figura 5.2.

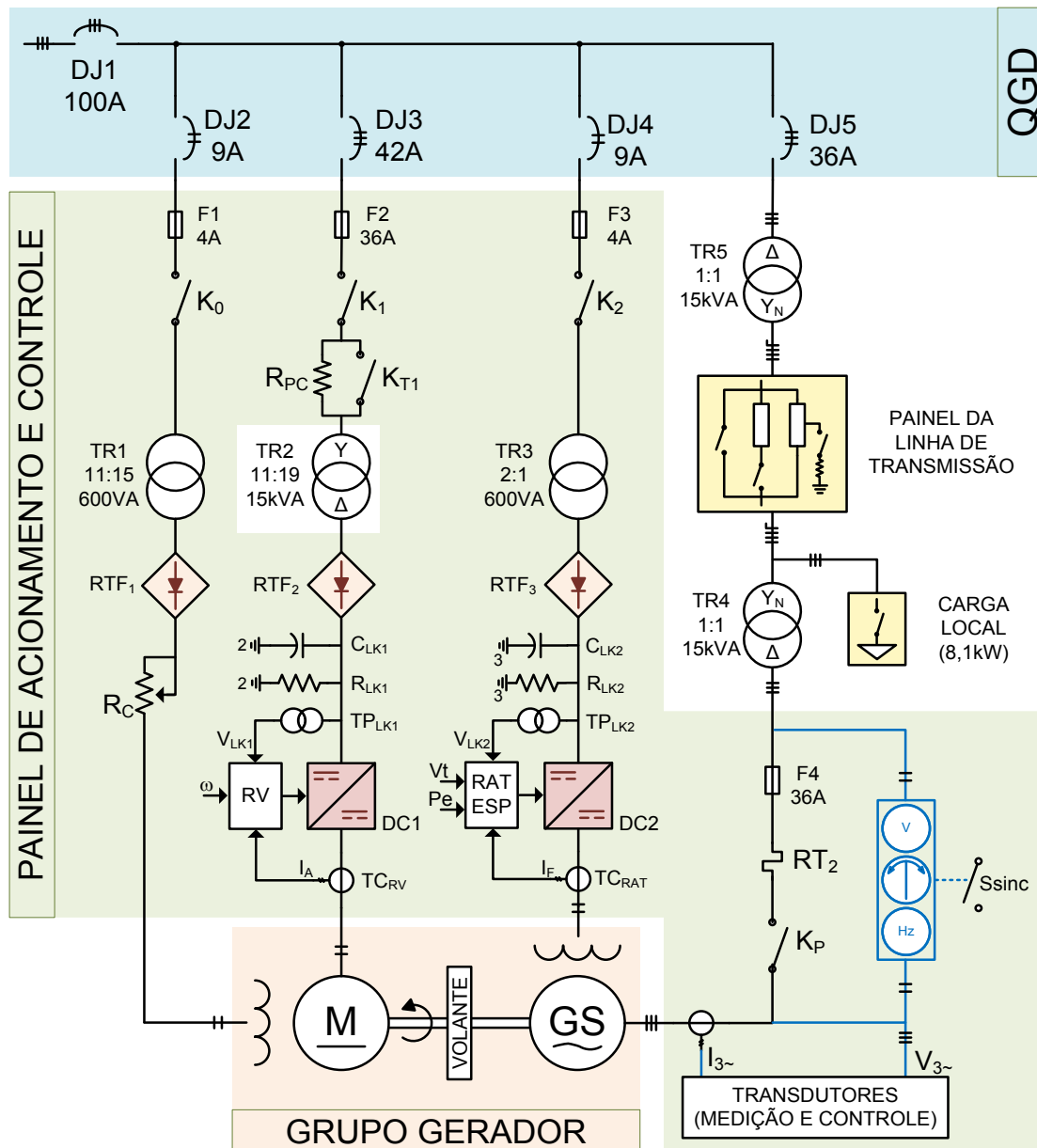


Figura 5.2: Circuito de força da automação do sistema micromáquina.

De acordo com a Figura 5.2, pode-se observar que o circuito de força é formado por quatro circuitos principais, onde os dois primeiros circuitos alimentam os enrolamentos de campo e de armadura do motor CC, o terceiro alimenta o campo do gerador e o quarto circuito representa a saída do gerador síncrono. Nota-se também a localização dos sensores de medição utilizados pelos sistemas de controle. Apenas dois desses sensores serão abordados neste trabalho. Trata-se dos sensores de potência elétrica e o sensor de tensão terminal. Os

sensores de corrente de armadura e de velocidade (via sinal de tensão terminal do gerador) são utilizados pelo regulador de velocidade, citado na seção 2.2.4.

5.3 Sensor de Tensão Terminal

A medição do valor eficaz da tensão terminal do gerador síncrono é fundamental para a realimentação do controle da malha de tensão. Esta medição é feita através de um sensor que fornece um valor de tensão proporcional ao valor eficaz da tensão terminal na saída do gerador. Este sensor é baseado em eletrônica analógica com estágios de isolamento e redução de níveis de tensão, conversão CA-CC, ajuste de amplitude e filtragem. O esquema elétrico da parte analógica do sensor de tensão terminal é ilustrado na Figura 5.3.

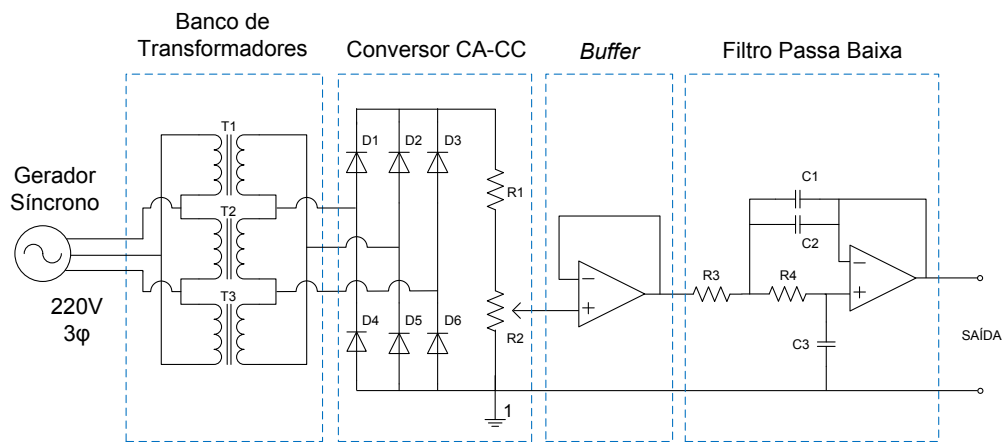


Figura 5.3: Esquema elétrico do sensor analógico de tensão terminal.

5.3.1 Banco de transformadores

O banco de transformadores é formado por três transformadores monofásicos (T1, T2 e T3) de baixa potência de relação 220V/12V, configurados em “Triângulo- Triângulo”. Este estágio tem por finalidade isolar galvanicamente os circuitos e obter um sinal de tensão trifásico de baixa amplitude (V_s) a ser utilizado nos estágios seguintes.

5.3.2 Conversor CA-CC

O conversor CA-CC é formado por uma ponte retificadora trifásica de onda completa não controlada de baixa potência e um divisor de tensão. Esta ponte é constituída de 6 diodos de pequenos sinais 1N4148 e o divisor de tensão é formado por uma resistência fixa R_1 e uma variável R_2 . O objetivo deste estágio é converter o sinal CA proveniente do banco de transformadores em um sinal CC. O valor médio do sinal retificado V_m é dado por:

$$V_m = 1,35 \cdot V_s$$

O sinal V_m passa então por um divisor de tensão formado por R_1 e R_2 . O sinal de saída deste divisor (V_d) é calculado de acordo com a expressão (5.01).

$$V_d = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot 1,35 \cdot V_s \quad (5.01)$$

Para se determinar os valores de R_1 e R_2 , utilizou-se a faixa de tensão de entrada do conversor A/D, o qual receberá o sinal condicionado por este sensor. Como este dispositivo trabalha em níveis de tensão TTL e sabendo-se que $V_s = 12V$ em condições nominais, adotou-se a razão $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,1852$ de modo a obter $V_d = 3V$. Os valores das resistências calculadas são $R_1 = 560\Omega$ e $R_2 = 100\Omega$.

5.3.3 Circuito seguidor de tensão ou *Buffer*

A utilização de uma etapa que proporciona isolamento entre estágios de impedâncias diferentes, neste caso, entre o estágio anterior (divisor de tensão) e o posterior (filtro) soma facilidades aos cálculos envolvidos em cada estágio. A forma mais usual de se implementar um circuito seguidor de tensão é utilizando-se um amplificador operacional como ilustrado na Figura 5.3.

5.3.4 Filtro passa baixa analógico

A etapa de filtragem analógica utilizada neste sensor é baseada em filtros ativos implementados com amplificadores operacionais. A presença desta etapa de filtragem no circuito sensor é justificada pela necessidade de se trabalhar apenas com o sinal de interesse, sinal proporcional ao valor eficaz da tensão terminal, minimizando-se assim os efeitos dos ruídos. Além disso, a filtragem também evita a ocorrência do chamado efeito *aliasing* durante a amostragem por conversores A/D. A topologia selecionada para implementação foi Sallen-Key passa baixas de segunda ordem. A função de transferência do filtro pode ser representada da seguinte expressão:

$$H(s) = \frac{\omega_{vt}^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_{vt}}{Q} \right) s + \omega_{vt}^2}$$

onde $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (fator de qualidade: *Butterworth*), e $\omega_{vt} = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 (C_1 + C_2) C_3}}$ é a frequência de corte, em $rad. s^{-1}$.

Para simplificar os cálculos e a implementação do filtro, adotou-se $R_3 = R_4 = R_{VT}$ e $C_1 = C_2 = C_3 = C_{VT}$. Assim, a frequência de corte f_{cVT} , em Hz, e a função de transferência $H_{fVT}(s)$ podem ser expressas na forma:

$$f_{cVT} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}R_{VT}C_{VT}} \quad (5.02)$$

$$H_{fVT}(s) = \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_{VT}C_{VT}}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{1}{R_{VT}C_{VT}}\right)s + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_{VT}C_{VT}}\right)^2} \quad (5.03)$$

A frequência de corte adota foi $f_{cVT} = 7 \text{ Hz}$. Considerando uma capacitância fixa $C_{VT} = 220\text{nF}$ e substituindo-se estes valores na Equação (5.02) tem-se:

$$R_{VT} = 73,07\text{k}\Omega$$

O valor de resistência mais próximo para R_{VT} é $74\text{k}\Omega$. Com isso,

$$f_{cVT} = 6,912\text{Hz}.$$

5.3.5 Filtro passa baixa digital

Aplicando-se os valores de R_{VT} e C_{VT} na função de transferência (5.03), tem-se:

$$H_{fVT}(s) = \frac{1.886,519}{s^2 + 61,245.s + 1.886,519} \quad (5.04)$$

A partir da expressão (5.04) procedeu-se com a etapa de projeto de um filtro passa baixa digital de segunda ordem com a mesma frequência de corte do analógico. Para isto, utilizou-se o método de discretização *tustin* com o período de amostragem de 15 milissegundos (ver seção 6.3) e obteve-se a seguinte função de transferência discreta:

$$H_{fvt}(z^{-1}) = \frac{0,06773 + 0,1355z^{-1} + 0,06773z^{-2}}{1 - 1,141z^{-1} + 0,4119z^{-2}} \quad (5.05)$$

A fim de programar o filtro digital no microcontrolador, fez-se a realização do filtro digital (5.05) na forma transposta (ver Figura 5.4), da qual se pode obter o algoritmo facilmente (ver APÊNDICE, Parte 12).

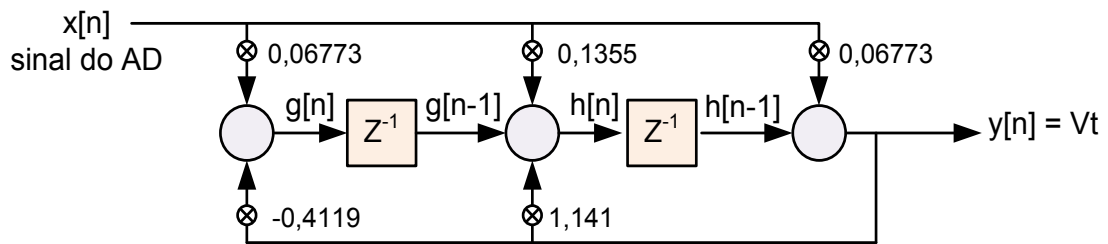


Figura 5.4: Estrutura do FPB digital do sensor de tensão terminal.

5.4 Sensor de Potência Elétrica

O sinal de potência elétrica é uma grandeza muito importante para observação dos efeitos oscilatórios de natureza eletromecânica que normalmente acontecem em sistemas de potência interligados. Uma vez que essas oscilações afetam praticamente todas as grandezas envolvidas (mecânicas, elétricas etc.), a potência elétrica é uma grandeza que normalmente apresenta boa observabilidade em relação aos modos eletromecânicos dominantes. Dentre as componentes que constituem o espectro de frequência do sinal de potência, apenas a componente oscilatória é de interesse para realimentar a malha de controle amortecedor desenvolvida neste trabalho. Portanto, desenvolveu-se um circuito condicionador para obter tanto o valor da potência ativa (monitoramento) quanto o desvio de potência (malha de controle).

O circuito condicionador é constituído de uma etapa analógica e uma digital. A etapa analógica é formada por um filtro passa baixa de segunda ordem (topologia Sallen-Key) e o sinal de saída é amostrado e digitalizado por um conversor A/D. Na etapa digital, o sinal é tratado por dois filtros digitais de segunda ordem em cascata, sendo o primeiro um passa baixa, tendo como saída o sinal tratado de potência ativa (P_e), e o segundo, um passa alta (também chamado de *washout*), tendo como saída o sinal de desvio de potência ativa (ΔP_e).

O transdutor de potência ativa utilizado (ETP30, fabricado pela ABB) realiza o processamento dos sinais de tensão e de corrente na saída do gerador de forma a obter o valor médio da potência elétrica gerada. Os sinais de corrente são obtidos com auxílio de 3 TC's (50/5 A) e os sinais de tensão são conectados diretamente ao transdutor.

A Figura 5.5 ilustra o esquemático elétrico da parte analógica do circuito sensor de potência ativa.

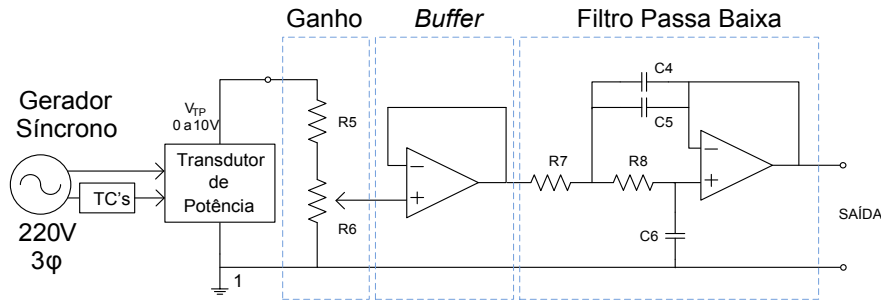


Figura 5.5: Esquema elétrico do sensor analógico de potência ativa.

5.4.1 Ganho de entrada

O sinal de saída do transdutor de potência V_{TP} pode assumir valores entre 0V e 10V e a faixa de tensão de entrada do conversor A/D, entre 0 e 4V. O divisor de tensão é utilizado para diminuir o sinal de saída do ETP30 de modo a atender a faixa de leitura do conversor A/D. Considerando a configuração utilizada no ETP30 (com TC's e sem TP's), tem-se que o valor máximo de potência ativa que pode ser medida equivale a 12,694 kW, ou seja, para este valor de potência, o V_{TP} equivale a 10V. Entretanto, o maior valor de potência ativa gerada no sistema micromáquina é de 10kW e para este valor tem-se $V_{TP} = 7,688V$. Assim, utilizou-se como divisor de tensão, $R_5 = 10k\Omega$ (fixo) e $R_6 = 20k\Omega$ (potenciômetro) ajustado de tal forma a se conseguir obter 4V na saída para $V_{TP} = 7,688V$.

5.4.2 Filtro passa baixa analógico

A etapa de filtragem do tipo passa baixa empregada neste sensor apresenta a mesma topologia do filtro utilizado no circuito sensor de tensão terminal. Considerando-se as mesmas simplificações feitas na seção 5.3.3, adota-se $R_7 = R_8 = R_P$ e $C_4 = C_5 = C_6 = C_P$. Assim, a frequência de corte e a função de transferência assumem a seguinte forma:

$$f_{cP} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}R_P C_P} \quad (5.06)$$

$$H_{fP}(s) = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_P C_P} \right)^2}{s^2 + \left(\frac{1}{R_P C_P} \right) s + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_P C_P} \right)^2}. \quad (5.07)$$

A frequência de corte do filtro passa-baixa escolhido foi $f_{cP} = 4 \text{ Hz}$. Assim, obteve-se o valor de R_P , fixando-se $C_P = 220nF$ e aplicando-se estes valores em (5.06). Desta forma, tem-se: $R_P = 127,88k\Omega$. Adotou-se, portanto, $R_{VT} = 120k\Omega$ e com isso, $f_{cP} = 4,26\text{Hz}$.

5.4.3 Filtro passa baixa digital

Uma vez determinado os valores de R_p e C_p , a função de transferência (5.07) pode ser definida como:

$$H_{fP}(s) = \frac{717,40}{s^2 + 37,88s + 717,40} \quad (5.08)$$

A partir da função de transferência (5.08) procedeu-se com a etapa de projeto de um filtro passa baixa digital de segunda ordem com a mesma frequência de corte do analógico. Utilizou-se o método de discretização *tustin* com o período de amostragem de 15 milissegundos (ver seção 6.3) e obteve-se a seguinte função de transferência discreta:

$$H_{fPd}(z^{-1}) = \frac{0,03047 + 0,06094z^{-1} + 0,03047z^{-2}}{1 - 1,449z^{-1} + 0,571z^{-2}} \quad (5.09)$$

Para a implementação do filtro digital projetado através de linhas de comando no microcontrolador fez-se a realização do filtro digital (5.09) na forma transposta (ver Figura 5.6), da qual se pode obter facilmente o algoritmo (ver APÊNDICE, Parte 12).

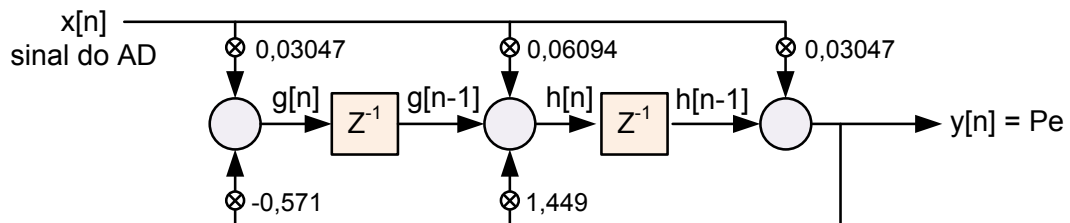


Figura 5.6: Estrutura do FPB digital do sensor de potência elétrica.

5.4.4 Filtro passa alta digital

O filtro passa alta digital implementado neste estágio também é baseado na topologia Sallen-Key de segunda ordem. A função de transferência contínua do filtro pode ser representada da seguinte forma:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_{\Delta P}}{Q}\right)s + \omega_{\Delta P}^2} \quad (5.10)$$

onde $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$, e $\omega_{\Delta P}$ é a frequência de corte, em rad/s .

A frequência de corte adotada para este filtro foi 0,01 Hz (ou $\omega_{\Delta P} = 0,02\pi rad/s$). Com isso, a função de transferência (5.10) pode ser reescrita como:

$$H_{f\Delta P}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 0,08886s + 0,003948} \quad (5.11)$$

Utilizou-se o método de discretização *tustin* com o período de amostragem de 15 milissegundos (ver seção 6.3) e obteve-se a seguinte função de transferência discreta:

$$H_{f\Delta P}(z^{-1}) = \frac{0,9993 - 1,999z^{-1} + 0,9993z^{-2}}{1 - 1,999z^{-1} + 0,9987z^{-2}} \quad (5.12)$$

De forma semelhante à implementação do filtro (5.09), fez-se a realização do filtro digital (5.12) na forma transposta (ver Figura 5.7), da qual também se pode obter o algoritmo facilmente (ver APÊNDICE, Parte 12).

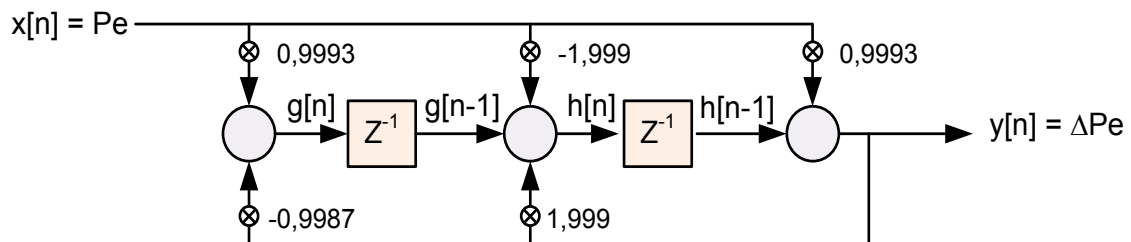


Figura 5.7: Estrutura do FPA digital do sensor de potência elétrica.

5.5 Circuito Atuador

O circuito atuador é um conversor CC-CC do tipo abaixador (conversor *BUCK*). O objetivo deste circuito é implementar o sistema de excitação do gerador síncrono baseado em chaves estáticas de potência. Estas chaves geralmente são compostas de MOSFET ou IGBT, podendo também ser utilizados outros tipos de chaves. Para este trabalho escolheu-se o IGBT devido suas características de tensão no estado de corte e de corrente, na saturação. Uma grande vantagem dos IGBT's é a característica de acionamento semelhante à dos MOSFET's (baixa corrente de disparo) e a característica de condução semelhante à do TBJ (baixas perdas por condução).

A fonte de tensão contínua do conversor CC-CC é constituída por um transformador monofásico de relação de transformação 2:1 (TR3), uma ponte retificadora (RTF3) para converter o sinal de entrada em corrente contínua e um filtro capacitivo (C_{LK2}) para atenuar as variações de tensão no Elo CC. A garantia de desenergização do Elo CC para quando o sistema de geração não estiver em operação é dada pela resistência (R_{LK2}), colocada em paralelo com o Elo CC.

A etapa de chaveamento é formada por um IGBT, controlado por um circuito de comando que recebe um sinal PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*) enviado pelo RAT. O transistor apresenta em seu encapsulamento um diodo de proteção. Além desta proteção, foi adicionado um diodo de roda-livre (D_{RL}) na saída do circuito atuador. Na Figura 5.8, é ilustrado o diagrama esquemático do circuito atuador.

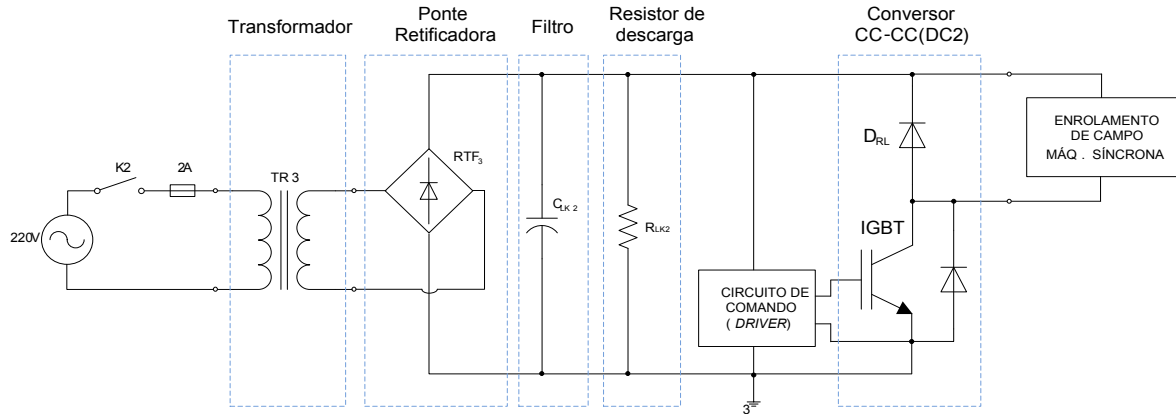


Figura 5.8: Esquema elétrico do circuito de força do atuador.

5.5.1 Dimensionamento do capacitor do Elo CC

O dimensionamento do banco de capacitor que compõe o Elo CC do conversor é feito por meio da equação (5.13) para um retificador monofásico de onda completa (BARBI, 2006).

$$C = \frac{P_{out}/\eta}{f(V_{pk}^2 - V_{Cmin}^2)} \quad (5.13)$$

onde P_{out} é a potência fornecida pelo conversor, η é o rendimento do conversor, f é a frequência da rede, V_{pk} é a tensão de pico e V_{Cmin} é tensão mínima do Elo CC.

Considerando $P_{out} = 150V \times 3,8A \times 0,8 = 456W$, $\eta = 0,7$, $f = 60Hz$, $V_{pk} = 127\sqrt{2}V$, $V_{Cmin} = 140V$, tem-se:

$$C = \frac{456/0,7}{60(180^2 - 140^2)} = 857,72\mu F$$

Utilizou-se a associação de dois capacitores em paralelo de $470\mu F$. Em paralelo com estes capacitores adicionou-se um resistor de alto valor para garantir o descarregamento do Elo CC quando o sistema for desligado.

5.5.2 Circuito de comando do atuador

O circuito responsável pelo comando do IGBT é baseado em um componente que exerce a função de *gate-driver* e acoplador óptico de alta velocidade num mesmo

encapsulamento. Este circuito recebe o sinal de controle na frequência de 5kHz enviado pelo RAT e o adapta de acordo com as características necessárias para o acionamento do IGBT. A alimentação do circuito de comando é derivada da própria tensão do Elo CC através de um regulador zener (R_{10} , Z_1 e C_7). A Figura 5.9 ilustra o esquema eletrônico do circuito de comando do IGBT.

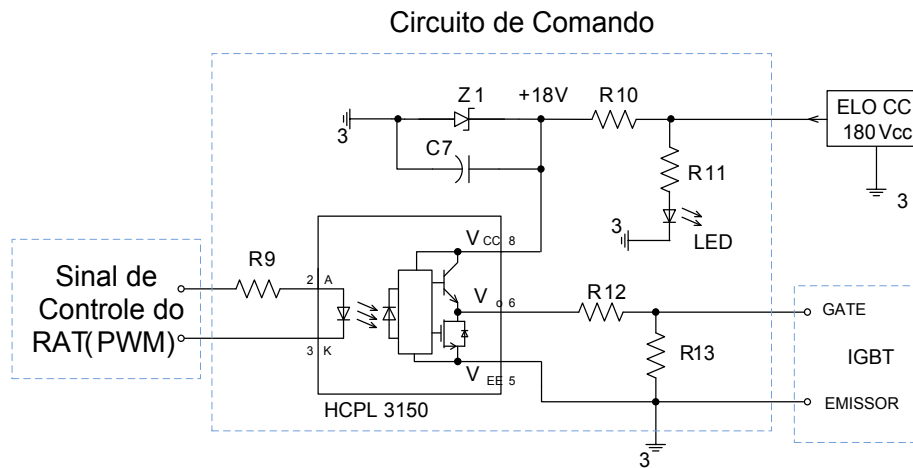


Figura 5.9: Esquema elétrico do circuito de comando do atuador.

Os valores dos componentes utilizados no circuito atuador estão na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Componentes eletrônicos do circuito atuador.

Componente	Valor
RTF_3	KBPC810
C_{LK2}	$2 \times 470\mu F$
R_{LK2}	$47k\Omega$
IGBT	G4BC15UD
D_{RL}	F10F150S
GATE-DRIVER	HCPL3150
R9	330Ω
R10	$8,2k\Omega$
R11	$18k\Omega$
R12	27Ω
R13	$1M\Omega$

5.6 Unidade de Processamento Digital

A unidade de processamento digital (UPD), implementada em um microcontrolador dsPIC30F4013, recebe os sinais dos condicionadores de tensão e de potência ativa e os

processa para gerar um sinal de controle que é aplicado no circuito atuador. Para o gerenciamento da operação desta unidade de processamento utilizou-se uma metodologia baseada em máquinas de estados, onde a operação do sistema de controle foi dividida em cinco estados (Espera, Partida, Auto, Parada e Falha). As transições entre os estados podem ser solicitadas de forma local (teclado) ou remota (PC). Caso não haja qualquer ocorrência de falha, as solicitações são atendidas. Entretanto, se houve falha, a máquina de estado é levada a condição de falha e procede com o desligamento do sistema de geração (relés K_2 e K_p).

Dentre os periféricos presentes no dsPIC, foram utilizados, o conversor A/D de 12 bits com auxílio de um gerador de referência de 4V (MCP1541), o periférico *Output Compare* para gerar o sinal PWM, temporizadores de 16 bits (*TIMER 1* e *TIMER 2*), canal de comunicação serial UART, e portas de entrada e saída digitais. A interface entre o dsPIC e o PC é realizada através de um circuito integrado, o MAX232, que adapta os sinais de comunicação entre dois níveis de tensão (padrão TTL e padrão RS232). O diagrama em blocos da UPD é ilustrado na Figura 5.10.

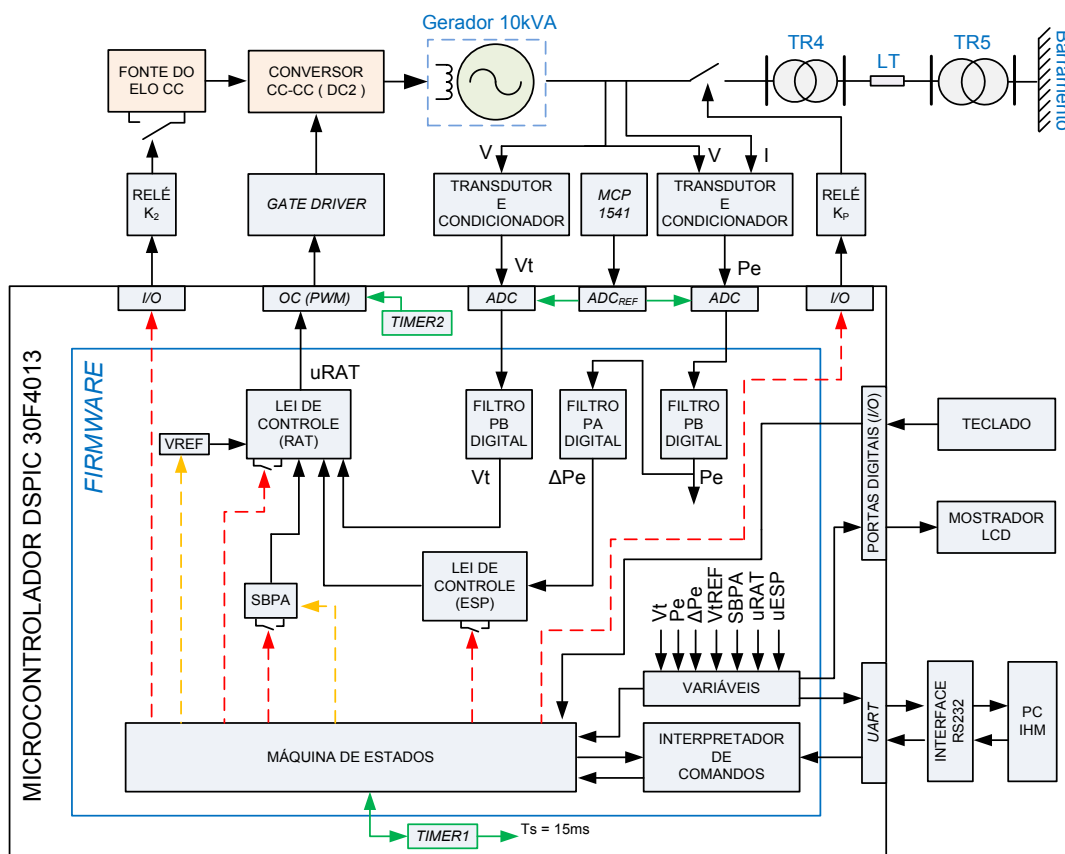


Figura 5.10: Diagrama em blocos da UPD.

Para a edição e compilação do código embarcado no microcontrolador, utilizou-se a ferramenta de desenvolvimento MPLAB IDE v8.53, juntamente com o compilador MPLAB C30, ambos produzidos pela Microchip. Este compilador permite a edição do código em

linguagem C, facilitando o desenvolvimento do projeto. Como interface de gravação, utilizou-se a programadora MicroICDPICKit2, produzida pela MicroGenius, que se comunica com o dsPIC através do modo de gravação ICSP (*In-Circuit Serial Programming*) e permite atualizar o código no próprio circuito. Na Figura 5.11, é ilustrada a MicroICDPICKit2.



Figura 5.11: Programadora MicroICDPICKit2.

Na Figura 5.12, são ilustradas uma fotografia do sistema eletrônico de medição e controle e uma fotografia do circuito atuador.



Figura 5.12: (a) Sistema de medição e controle e (b) Circuito atuador.

5.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado, primeiramente, a etapa de automação do acionamento formado pelos circuitos de comando e de força, projetados para seguir uma sequência segura de acionamento, mostraram bom funcionamento. Em seguida, as etapas de instrumentação eletrônica aplicadas aos circuitos sensores e ao atuador permitiu fechar as malhas de controle, ressaltando-se a grande utilidade dos amplificadores operacionais nos sensores e dos IGBT's no conversor CC-CC. Por fim, a etapa de controle foi embarcada em um microcontrolador de alto desempenho e alta confiabilidade, largamente utilizado nas escolas de engenharia e de eletrônica, o dsPIC.

6 PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO DIGITAL PARA O GRUPO GERADOR DE 10 KVA

6.1 Introdução

O Regulador Automático de Tensão é um controlador utilizado em sistemas de geração de energia com a finalidade de manter o valor eficaz da tensão terminal do gerador dentro de uma faixa de valores permitidos. Neste capítulo, são apresentados o modelo representativo para o gerador síncrono utilizado, o projeto do RAT baseado na técnica de alocação polinomial de polos aplicada em estrutura RST com sua lei de controle embarcada em microcontrolador e os resultados de testes experimentais deste controlador.

6.2 Modelagem da máquina síncrona

Para o projeto do RAT, inicialmente considera-se um modelo simplificado no qual apenas a dinâmica dominante transitória da máquina síncrona é considerada. Tal simplificação facilita o projeto do regulador e é plenamente justificada do ponto de vista teórico. De acordo com KUNDUR (1994), durante o período transitório, a dinâmica do fluxo magnético que enlaça o enrolamento de campo predomina e os efeitos subtransitórios dos enrolamentos amortecedores são considerados devidamente atenuados.

Em seguida, adota-se a condição em que a máquina síncrona opera sem carga, ou seja, as correntes de fase i_a , i_b e i_c são iguais a zero. Com isso, as correntes de eixo-direto i_d e de eixo-quadratura i_q , que estão associadas às correntes de fase, também se anulam ($i_d = 0$ e $i_q = 0$), eliminando-se assim os efeitos das indutâncias síncronas de eixo-direto (L_d) e de eixo-quadratura (L_q) sobre os respectivos fluxos magnéticos (ψ_d e ψ_q). Além disso, as parcelas de fluxo relacionadas ao efeito das correntes nos enrolamentos amortecedores (i_{kd} e i_{kq}) sobre suas indutâncias (L_{akd} e L_{akq}) também são desprezadas.

Desta forma, tem-se que a componente de enlace de fluxo no eixo direto ψ_d , que é função da corrente de campo (i_{fd}) e depende da indutância mútua entre o eixo da fase a e o eixo-direto (L_{afd}) é dado por:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d \cdot i_d + L_{afd} \cdot i_{fd} + L_{akd} \cdot i_{kd} \\ \psi_d &= L_{afd} \cdot i_{fd}\end{aligned}\tag{6.01}$$

A componente ψ_q é nula, pois é uma parcela de fluxo que depende apenas das parcelas relacionadas à indutância mútua e à indutância dos enrolamentos amortecedores.

$$\begin{aligned}\psi_q &= L_q \cdot i_q + L_{akq} \cdot i_{kq} \\ \psi_q &= 0\end{aligned}\quad (6.02)$$

As tensões induzidas no eixo-direto e no eixo-quadratura são funções de uma parcela magnética e uma elétrica. A primeira parcela refere-se aos fluxos ψ_d e ψ_q e a segunda, às correntes i_d e i_q .

$$e_d = -\psi_q \cdot \omega_r - R_a \cdot i_d \quad (6.03)$$

$$e_q = \psi_d \cdot \omega_r - R_a \cdot i_q \quad (6.04)$$

onde R_a é a resistência por fase do enrolamento de armadura.

Considerando-se que a máquina opera em vazio ($i_d = 0$ e $i_q = 0$), as Equações (6.03) e (6.04) tornam-se:

$$e_d = 0 \quad (6.05)$$

$$e_q = \psi_d \cdot \omega_r \quad (6.06)$$

Substituindo-se a Equação (6.01) em (6.06), tem-se (6.07), que relaciona a corrente de campo com a tensão induzida e_q .

$$e_q = L_{afd} \cdot i_{fd} \cdot \omega_r \quad (6.07)$$

A soma vetorial das componentes e_d e e_q equivale à tensão terminal V_t da armadura do gerador síncrono.

$$v_t = \sqrt{e_d^2 + e_q^2} \quad (6.08)$$

Uma vez que $e_d = 0$, então $v_t = e_q$, e substituindo (6.07) em (6.08), tem-se que a tensão terminal v_t é função da corrente de campo i_{fd} .

$$v_t = L_{afd} \cdot i_{fd} \cdot \omega_r \quad (6.09)$$

O fluxo magnético de campo ψ_{fd} produzido pelas passagens das correntes de campo i_{fd} , dos enrolamentos amortecedores de eixo-direto i_{kd} e da corrente de i_d é dado por:

$$\psi_{fd} = L_{ffd} \cdot i_{fd} + L_{fk d} \cdot i_{kd} - \frac{3}{2} L_{afd} \cdot i_d \quad (6.10)$$

Os termos $(L_{fk d} \cdot i_{kd})$ e $(\frac{3}{2} L_{afd} \cdot i_d)$ podem ser desprezados pela mesma razão citada nas simplificações anteriores. Desta forma, a expressão (6.10) torna-se:

$$\psi_{fd} = L_{ffd} \cdot i_{fd} \quad (6.11)$$

onde L_{ffd} é a auto-indutância do circuito de campo.

Considerando-se a simplificação feita para ψ_{fd} , pode-se afirmar, então, que a tensão de campo e_{fd} é formada apenas pela parcela induzida por ψ_{fd} e pela queda de tensão na resistência de campo R_{fd} quando percorrido pela corrente i_{fd} .

$$e_{fd} = \frac{d}{dt} \psi_{fd} + R_{fd} \cdot i_{fd} \quad (6.12)$$

Substituindo (6.11) em (6.12),

$$e_{fd} = L_{ffd} \cdot \frac{di_{fd}}{dt} + R_{fd} \cdot i_{fd} \cdot \quad (6.13)$$

Rearranjando-se (6.13),

$$\left(\frac{L_{ffd}}{R_{fd}} \right) \cdot \frac{di_{fd}}{dt} + i_{fd} = \frac{1}{R_{fd}} e_{fd} \cdot \quad (6.14)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (6.14),

$$\left(\frac{L_{ffd}}{R_{fd}} s + 1 \right) \cdot I_{fd} = \frac{1}{R_{fd}} E_{fd} \cdot \quad (6.15)$$

Arrumando (6.15) na forma de função de transferência,

$$\frac{I_{fd}(s)}{E_{fd}(s)} = \frac{\left(\frac{1}{R_{fd}} \right)}{\left(\frac{L_{ffd}}{R_{fd}} \right) s + 1} \cdot \quad (6.16)$$

Em regime permanente, a função de transferência (6.16) fornece a seguinte relação entre a tensão de campo e a corrente de campo do gerador:

$$I_{fd} = \frac{E_{fd}}{R_{fd}} \quad (6.17)$$

Definindo-se esta última relação (6.17) como a relação entre os valores bases de E_{fd} e I_{fd} , tem-se:

$$I_{fdBASE} = \frac{E_{fdBASE}}{R_{fd}}, \quad (6.18)$$

Dividindo-se (6.14) por (6.18),

$$\left(\frac{L_{ffd}}{R_{fd}} \right) \cdot \frac{d\bar{i}_{fd}}{dt} + \bar{i}_{fd} = \bar{e}_{fd} \cdot \quad (6.19)$$

onde as variáveis com um traço sobrescrito indicam que estão em valor por unidade (pu). Esta notação é válida para todo o trabalho.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (6.19) e substituindo-se o termo $\frac{L_{ffd}}{R_{fd}}$ por T'_{d0} que representa a constante de tempo transitória de eixo direto (KIMBARK, 1968), tem-se (6.20).

$$\bar{I}_{fd}(s) = \frac{\bar{E}_{fd}(s)}{T'_{d0}s + 1} \quad (6.20)$$

Utilizando-se a equação (6.09), que relaciona i_{fd} com v_t , convertida em pu, pode-se encontrar então a equação que relaciona v_t com e_{fd} .

Expressões base:

$$e_{sBASE} = z_{sBASE} \cdot i_{sBASE} \quad (6.21)$$

$$z_{sBASE} = L_{sBASE} \cdot \omega_{sBASE} \quad (6.22)$$

$$i_{sBASE} = \frac{L_{afd}}{L_{ad}} \cdot i_{fdBASE} \quad (6.23)$$

Dividindo-se (6.09) por (6.21),

$$\frac{v_t}{e_{sBASE}} = \frac{L_{afd} \cdot \omega_r \cdot i_{fd}}{z_{sBASE} \cdot i_{sBASE}} \quad (6.24)$$

Substituindo-se (6.22) e (6.23) em (6.24),

$$\begin{aligned} \frac{v_t}{e_{sBASE}} &= \frac{L_{afd} \cdot \omega_r \cdot i_{fd}}{L_{sBASE} \cdot \omega_{sBASE} \cdot \frac{L_{afd}}{L_{ad}} \cdot i_{fdBASE}} \\ \frac{v_t}{e_{sBASE}} &= \frac{L_{ad}}{L_{sBASE}} \cdot \frac{\omega_r}{\omega_{sBASE}} \cdot \frac{i_{fd}}{i_{fdBASE}} \\ \bar{v}_t &= \bar{L}_{ad} \cdot \bar{\omega}_r \cdot \bar{i}_{fd} \end{aligned} \quad (6.25)$$

Transformando-se (6.25) no domínio da frequência,

$$\bar{V}_t(s) = \bar{L}_{ad} \cdot \bar{\omega}_r(s) \cdot \bar{I}_{fd}(s) \quad (6.26)$$

Admitindo-se a condição de velocidade nominal ($\bar{\omega}_r(s) = 1pu$),

$$\bar{V}_t(s) = \bar{L}_{ad} \cdot \bar{I}_{fd}(s) \quad (6.27)$$

Substituindo (6.20) em (6.27) e rearranjando na forma de função de transferência, tem-se a equação que relaciona \bar{V}_t com \bar{E}_{fd} .

$$\frac{\bar{V}_t(s)}{\bar{E}_{fd}(s)} = \frac{\bar{L}_{ad}}{T'_{d0}s + 1} \quad (6.28)$$

A obtenção dos coeficientes \bar{L}_{ad} e T'_{d0} foi realizada experimentalmente, com o gerador em velocidade nominal e em vazio.

Para a obtenção de \bar{L}_{ad} , aplicou-se um sinal de tensão cc E_{fd} no enrolamento de campo e mediu-se a tensão terminal V_t na saída do gerador em regime permanente. O valor deste sinal de tensão E_{fd} para $V_t = 220V$ é de 32V. Logo, em valores pu, considerando-se como base os dados de placa, $\bar{V}_t = 1pu$ (na base 220V) e $\bar{E}_{fd} = 0,2133pu$ (na base 150V). Aplicando-se estes valores em (6.28), obtém-se o valor de $\bar{L}_{ad} = 4,6882pu$. Em seguida,

com o gerador em condições nominais de tensão e velocidade, somou-se um degrau positivo de 10% de \bar{E}_{fd} e registrou-se a curva de resposta ao degrau, ilustrada na Figura 6.1.

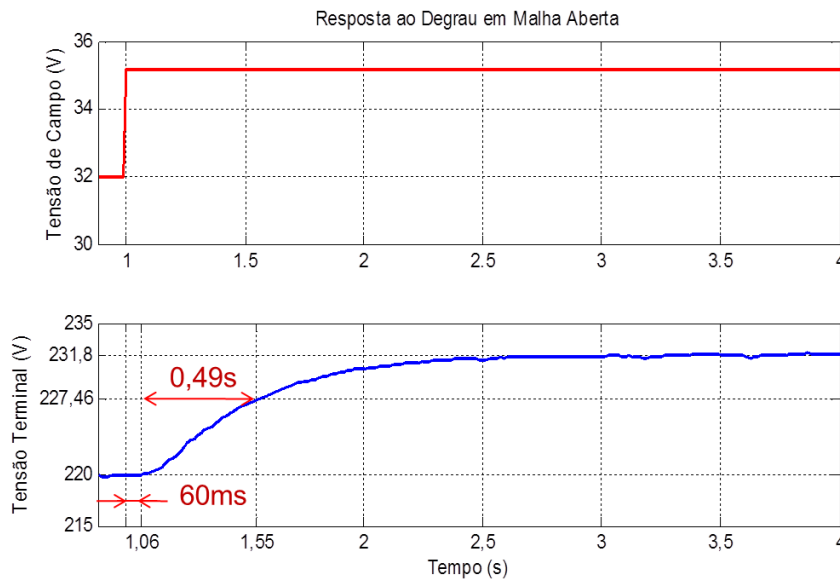


Figura 6.1: Ensaio de resposta ao degrau do gerador em malha aberta.

De acordo com a Figura 6.1, pode-se observar que o degrau foi aplicado em $t = 1\text{s}$ e após 60ms a curva de tensão terminal manifestou a reação ao degrau. Para o projeto do RAT, este intervalo de 60ms será considerado como tempo de atraso. Em $t = 1,55\text{s}$, a tensão terminal atingiu 63,2% do valor de regime permanente. Desta forma, tem-se que a constante de tempo transitória $T'_{d0} = 1,55 - 1,06 = 0,49$ segundos.

Substituindo os valores de \bar{L}_{ad} e T'_{d0} em (6.28), tem-se então o modelo matemático, em valores pu, que representa a máquina síncrona utilizada neste trabalho.

$$\bar{G}(s) = \frac{4,688}{0,49s + 1} \quad (6.29)$$

6.3 Projeto do RAT Digital

A técnica de controle digital utilizada para projetar o RAT é baseada em alocação polinomial de polos e segue os 6 passos descritos nos procedimentos de projeto (seção 4.3.1).

- **Passo1 - Especificação dos polos de malha fechada desejados**

Considerando que a planta (máquina síncrona) a ser controlada pelo RAT é de resposta rápida, escolheu-se o tempo de acomodação t_s igual à própria constante de tempo T'_{d0} , ou seja, $t_s = 0,49\text{s}$. Além disso, adotou-se um valor de máximo sobre-sinal de 5%, ou seja, $M_{SS} = 0,05$. Com isso, calculou-se o amortecimento ξ_n através da Equação (4.37) e a frequência natural (ω_n) do sistema em malha fechada, Equação (4.38), obtendo-se,

$$\begin{aligned}\xi_n &= 0,69 \\ \omega_n &= 8,873 \text{ rad. s}^{-1}.\end{aligned}$$

Os polos de malha fechada desejados foram calculados a partir dos valores de ξ_n e ω_n através da Equação (4.39).

$$s_{1,2} = -6,122 \pm j6,422 \quad (6.30)$$

- **Passo 2 - Especificação do período de amostragem**

A largura de banda desejada do sistema em malha fechada é calculada através da Equação (4.40) e resulta em:

$$\omega_B^{CL} = 9,0876 \text{ rad. s}^{-1}$$

A frequência de amostragem do RAT digital foi escolhida de tal forma que uma segunda lei de controle, a do ESP digital (descrito no Capítulo 7), pudesse ser executada a cada quatro períodos de amostragem. Desta forma, adotou-se um fator multiplicativo de 46 e aplicou-se na Equação (4.41), obtendo:

$$\omega_s = 46(9,0876) = 418,032 \text{ rad. s}^{-1}$$

Substituindo ω_s na Equação (4.42), encontra-se o período de amostragem.

$$T_s = 0,01503 \text{ s}$$

O período de amostragem foi arredondado para $T_s = 15\text{ms}$.

- **Passo 3 - Discretização da planta contínua**

Para a discretização da planta contínua, utilizou-se o método Segurador de Ordem Zero (sigla em inglês, *zoh*). Considerando o atraso de tempo de 60ms, medido durante o ensaio de obtenção da constante de tempo T'_{d0} , nota-se que este atraso corresponde a quatro T_s , sendo, portanto, representado por $d = 4$. A planta discretizada assume a forma da Equação (4.43), como mostrado em (6.31).

$$G(z^{-1}) = \frac{z^{-4} \cdot 0,1413z^{-1}}{1 - 0,9699z^{-1}} \quad (6.31)$$

- **Passo 4 - Polos de malha fechada no domínio z**

Para a discretização dos polos contínuos, utilizou-se a relação $z = e^{s \cdot T_s}$ e obtiveram-se os polos desejados z_1 e z_2 no domínio z.

$$z_{1,2} = e^{s_{1,2} \cdot T_s} = \begin{cases} z_1 = 0,9082 + j0,0853 \\ z_2 = 0,9082 - j0,0853 \end{cases} \quad (6.32)$$

- **Passo 5: Especificação da ordem da matriz M e do número de elementos dos vetores x e p .**

Para a especificação da ordem da matriz Silvestre M, dos vetores que contém os coeficientes do controlador (vetor x) e do polinômio desejado (vetor p), primeiramente considerou-se a inclusão dos seguintes polinômios pré-especificados:

$$H_R = 1 \Rightarrow \text{grau}(H_R) = n_{H_R} = 0$$

$$H_S = 1 - z^{-1} \Rightarrow \text{grau}(H_S) = n_{H_S} = 1$$

De acordo com a Equação (6.31),

$$\text{grau}(A) = n_A = 1$$

$$\text{grau}(B) = n_B = 1$$

Sabendo-se que o polinômio característico é dado pela Equação (4.33) e que os graus n'_A e n'_B são dados por $n_A + n_{H_S}$ e $n_B + n_{H_R}$, respectivamente, a matriz M é formada por $n'_A + n'_B + d - 1$ linhas e $n'_A + n'_B + d$ colunas. Portanto, a matriz M é de ordem 7x7.

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a'_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a'_2 & a'_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a'_2 & a'_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a'_2 & a'_1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a'_2 & a'_1 & b'_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a'_2 & 0 & b'_1 \end{bmatrix}$$

Utilizando as Equações (4.34), (4.35) e (4.36), obtém-se os graus dos polinômios R' , S' e P' , como sendo, $n'_R = 1$, $n'_S = 4$ e $n'_P = 6$.

Os vetores x e p devem apresentar $n'_A + n'_B + d$ elementos cada, ou seja, cada vetor contém 7 elementos. Com base nas representações (4.25) e (4.26), os vetores x e p podem ser expressos por:

$$x = [1 \ s'_1 \ s'_2 \ s'_3 \ s'_4 \ r'_0 \ r'_1]^T$$

$$p = [1 \ p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4 \ p_5 \ p_6]^T$$

- **Passo 6: Especificação dos coeficientes dos polinômios R, S e T.**

Para a especificação dos polinômios do controlador, necessita-se definir os elementos do vetor p .

Utilizando-se a Equação (4.23) para calcular o número de polos auxiliares necessários, obtendo-se $n_F = 4$, e que juntamente com os polos dominantes z_1 e z_2 , definidos em (6.32), formam o vetor p .

Em seguida, escolheram-se os quatro polos auxiliares $\beta_1 = 0,15$, $\beta_2 = 0,20$, $\beta_3 = 0,25$ e $\beta_4 = 0,30$, definindo o vetor p , tem-se:

$$p^T = [1 \quad -2,71650 \quad 2,76456 \quad -1,33214 \quad 0,32748 \quad -0,03966 \quad 0,00187]$$

Substituindo-se os coeficientes dos polinômios da planta discreta, considerando a inclusão de H_R e H_S , A' e B' na matriz M , tem-se:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1,9699 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,9699 & -1,9699 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9699 & -1,9699 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,9699 & -1,9699 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,9699 & -1,9699 & 0,1413 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,9699 & 0 & 0,1413 \end{bmatrix}$$

Resolvendo-se a equação matricial (4.24), tem-se:

$$x^T = [1 \quad -0,74665 \quad 0,32391 \quad 0,03005 \quad 0,07255 \quad 0,52423 \quad -0,48457].$$

Os coeficientes do polinômio do controlador podem ser recuperados do vetor x , considerando as Equações (4.28) e (4.29). Com isso, obtiveram-se os polinômios R , S e T , como segue:

$$R(z^{-1}) = 0,52423 - 0,48457z^{-1}$$

$$S(z^{-1}) = 1 - 1,74665z^{-1} + 1,07056z^{-2} - 0,29385z^{-3} + 0,04249z^{-4} - 0,07255z^{-5}$$

$$T(z^{-1}) = R(1) = 0,03966$$

A Figura 6.2 ilustra a curva de resposta em frequência do sistema em malha fechada, onde se pode verificar que as margens de ganho (8,46dB) e de fase (42,2°) estão dentro do esperado. Em KUNDUR (1994), estabelece-se como margem de bons desempenhos de malha fechada: Margem de Ganho ≥ 6 dB e Margem de Fase $\geq 40^\circ$.

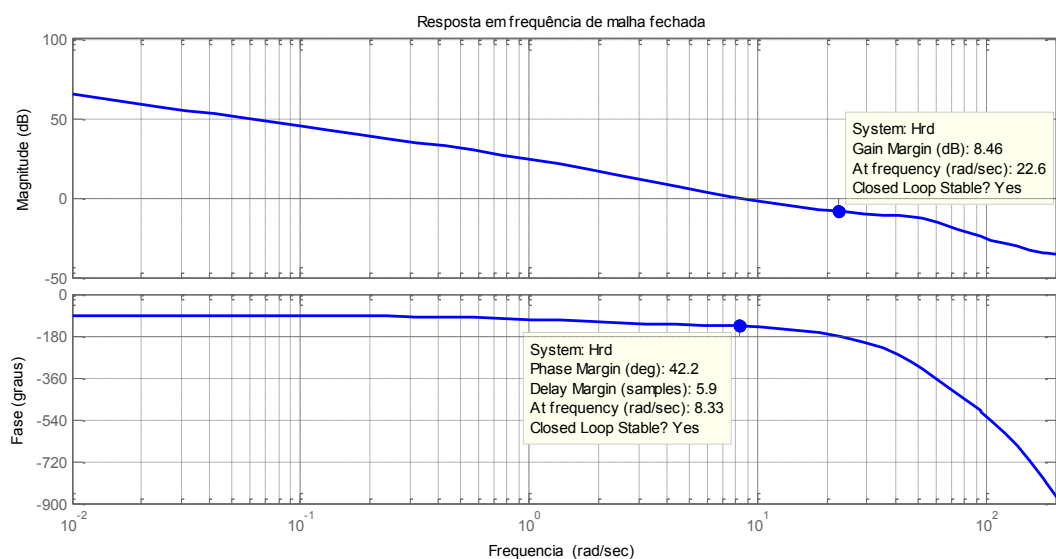


Figura 6.2: Resposta em frequência de malha fechada do RAT.

6.4 Estratégia de compartilhamento de potência reativa

A característica integral adicionada ao projeto do RAT garante um erro de regime nulo para uma entrada do tipo degrau e permite utilizar este controlador em qualquer sistema de geração que opera isoladamente. Entretanto, ao se interligar o grupo-gerador, controlado por este RAT, a um sistema elétrico de maior porte, onde operam outras fontes de energia elétrica, certamente ocorrerão problemas de compartilhamento de potência reativa.

Para uma suposta redução de tensão da rede elétrica, o RAT detectará essa variação, atuando no sentido de corrigir totalmente o erro de tensão. Este procedimento pode ocasionar sérios danos ao gerador, tendo em vista que o RAT aumentará a corrente de excitação rapidamente até que o valor da tensão retorne ao nominal, podendo até não retornar. Portanto, a estratégia de compartilhamento de potência reativa se baseia em adicionar um pequeno erro de regime, também chamado de *droop*, ao projeto do RAT.

Uma forma de introduzir o *droop* no projeto do RAT, utilizando alocação polinomial de polos em estrutura RST, é através de um projeto para os polinômios pré-especificados. Entretanto, como abordado em (ARAGON, 2011), a adição de tal característica por este caminho se mostrou de grande dificuldade, pois este projeto dependeria de elementos desconhecidos, os polinômios R e S. Portanto, adotou-se a técnica desenvolvida em (NASCIMENTO, 2011), onde após a especificação dos polinômios R, S e T, como apresentado na Figura 6.3, é introduzida uma realimentação através de uma constante (*sp*) que provoca um erro de regime e estabelece um ganho constante em baixas frequências.

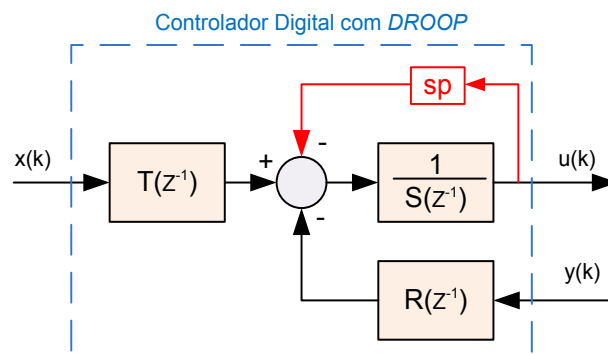


Figura 6.3: Diagrama esquemático do controlador com *droop*.

A especificação da constante *sp* é calculada pela Equação (6.33).

$$sp = R_p R(1), \quad (6.33)$$

onde R_p representa a queda de tensão, dada em pu.

O valor da queda de tensão adotado neste trabalho foi $Rp = 0,05$ pu, ou seja, para uma variação de 5% da tensão terminal, o RAT responde com 100% do sinal de controle. Com isso, $sp = 1,98310 \cdot 10^{-3}$.

Os novos coeficientes do controlador são calculados da seguinte forma:

$$Rd(z^{-1}) = \left(\frac{r_0}{sp + 1}\right) + \left(\frac{r_1}{sp + 1}\right)z^{-1} \quad (6.34)$$

$$Sd(z^{-1}) = 1 + \left(\frac{s_1}{sp + 1}\right)z^{-1} + \left(\frac{s_2}{sp + 1}\right)z^{-2} + \left(\frac{s_3}{sp + 1}\right)z^{-3} \quad (6.35)$$

$$Td(z^{-1}) = Rd(z^{-1}) \text{ ou } Rd(1) \quad (6.36)$$

Portanto, os parâmetros do RAT com a introdução do *droop* são:

$$Rd(z^{-1}) = 0,52319 - 0,48361z^{-1}$$

$$Sd(z^{-1}) = 1 - 1,74319z^{-1} + 1,06844z^{-2} - 0,29327z^{-3} + 0,04240z^{-4} - 0,07240z^{-5}$$

$$Td(z^{-1}) = Rd(1) = 0,03983$$

A Figura 6.4 ilustra a curva resposta em frequência de malha fechada considerando a inserção da característica de queda de tensão (*droop*). Nesta figura, pode-se observar que a curva de magnitude para as baixas frequências apresenta um ganho constante e não mais um ganho tendendo para infinito. Além disso, houve uma pequena melhora nas margens de ganho (8,53dB) e margem de fase (43,6°).

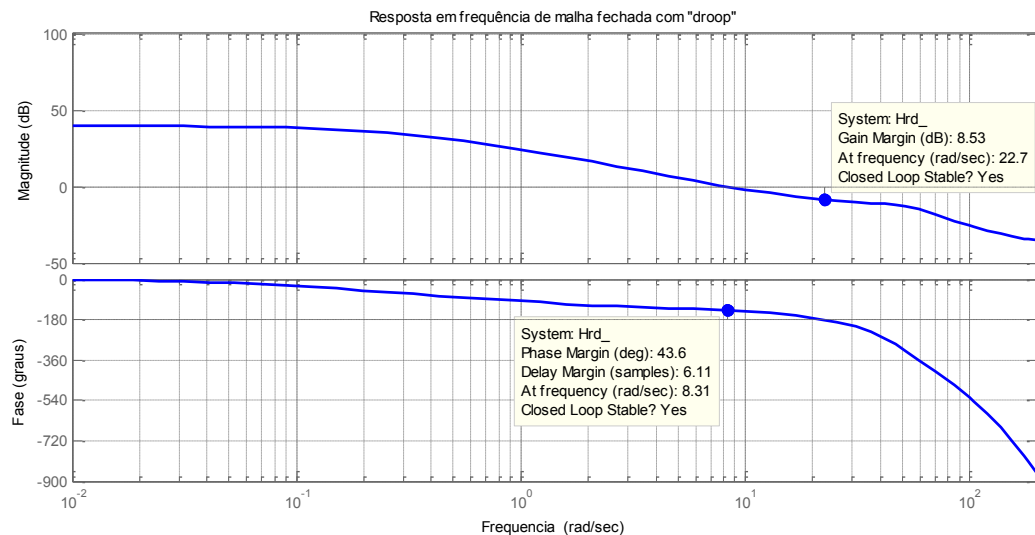


Figura 6.4: Resposta em frequência de malha fechada do RAT com *droop*.

6.5 Implementação da lei de controle do RAT no microcontrolador

O sinal de controle do RAT digital pode ser expresso da seguinte forma:

$$U(k) = \frac{1}{S(z^{-1})} [R(z^{-1})Y(k) + T(z^{-1})X(k)], \quad (6.37)$$

onde $Y(k)$ e $X(k)$ representam a entrada e a referência do RAT, respectivamente.

Transformando-se a equação (6.37) do domínio z para o domínio discreto e, em seguida, foi passando-se para a forma de equação de diferenças, tem-se:

$$u(k) = Tx(k) - s_1u(k-1) - \dots - s_nu(k-n) + r_0y(k) + \dots + r_ny(k-n) \quad (6.38)$$

onde $u(k-1)$, $u(k-2)$, ..., $u(k-n)$ são os sinais de saída do controlador, atrasados respectivamente de 1, 2 até n períodos de amostragem. O mesmo raciocínio é aplicado ao sinal $y(k)$, que é a entrada do controlador. O sinal $x(k)$ é utilizado somente para valores atuais.

A partir da equação de diferenças (6.38) e das equações (6.34), (6.35) e (6.36) tem-se a equação de diferenças que engloba a constante sp abordada na seção 6.4.

$$\begin{aligned} u(k) = & \left[\left(\frac{r_0}{sp+1} \right) + \dots + \left(\frac{r_n}{sp+1} \right) \right] x(k) \\ & - \left[\left(\frac{s_1}{sp+1} \right) u(k-1) - \dots - \left(\frac{s_n}{sp+1} \right) u(k-n) \right] \\ & + \left[\left(\frac{r_0}{sp+1} \right) y(k) + \dots + \left(\frac{r_n}{sp+1} \right) y(k-n) \right] \end{aligned} \quad (6.39)$$

Os coeficientes dos polinômios R , S e T foram aplicados na equação (6.39), a qual representa a lei de controle do RAT digital projetado, e posteriormente foi embarcada no sistema digital microcontrolado discutido na seção 5.6. O código que realiza o cálculo da lei de controle do RAT pode ser encontrado no Apêndice.

6.6 Resultados dos testes experimentais

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos via testes experimentais do RAT operando no sistema micromáquina de 10kVA. Na figura 6.5 é ilustrado um diagrama esquemático do sistema em malha fechada utilizado nos ensaios.

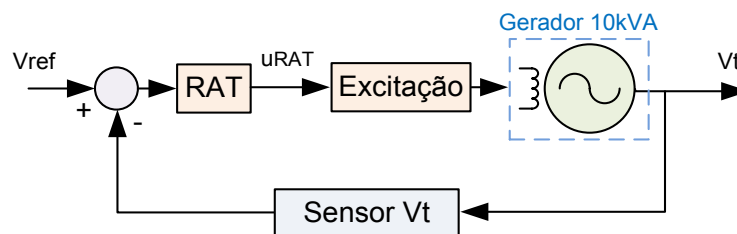


Figura 6.5: Diagrama de ensaio do RAT digital.

O primeiro ensaio refere-se ao procedimento de partida do RAT digital, onde um sinal em rampa com duração de três segundos é aplicado como referência para a malha de controle do RAT. A curva obtida deste ensaio é ilustrada na Figura 6.6.

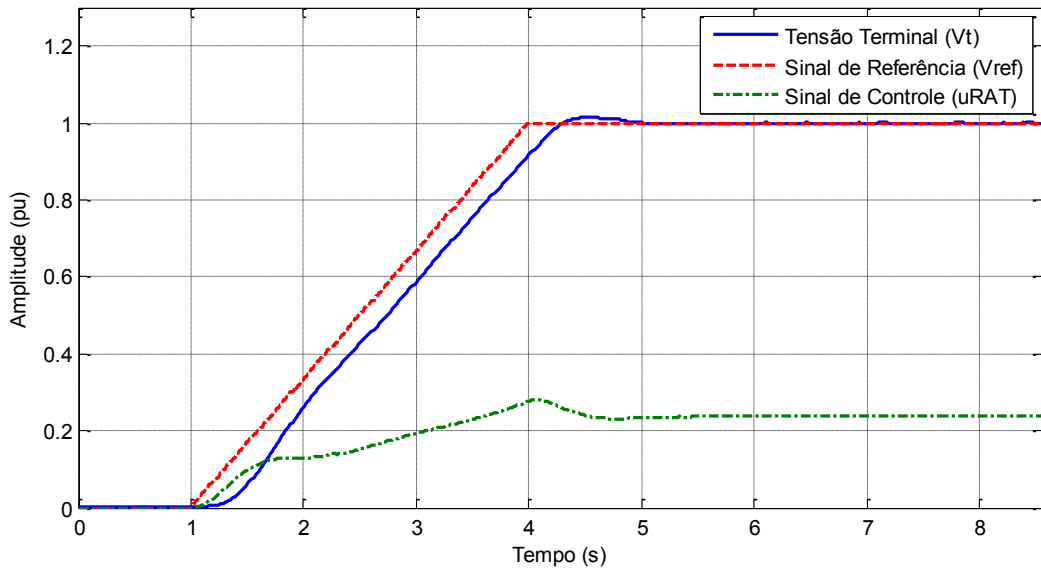


Figura 6.6: Curva de partida em rampa do RAT em malha fechada.

O segundo ensaio refere-se ao teste com o sistema de geração operando em vazio (220V e 60Hz). Para este ensaio, um sinal do tipo degrau de 10% é somado à referência do RAT. A curva de resposta da tensão terminal ao degrau aplicado é ilustrada na Figura 6.7.

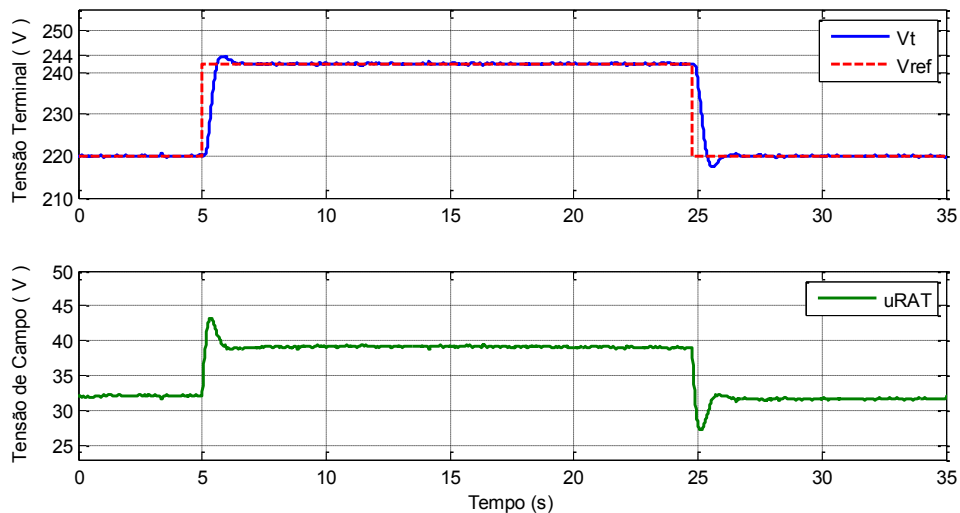


Figura 6.7: Curva de resposta ao degrau em malha fechada (sem *droop*).

O terceiro ensaio refere-se ao teste de carga reativa. Para isto foram utilizados um banco de capacitores (500VAR) e o transformador TR4 (descrito na seção 5.2). Com o sistema operando a vazio, procedeu-se com a aplicação do banco em $t = 15s$ e retirado em $t = 22,5s$. Em seguida, no instante $t = 55s$, conectou-se o transformador com o secundário a vazio e, no instante $t = 108,7s$, desconectou-se o mesmo. A Figura 6.8 ilustra a curva de resposta da tensão terminal e do sinal de controle à essa injeção de carga.

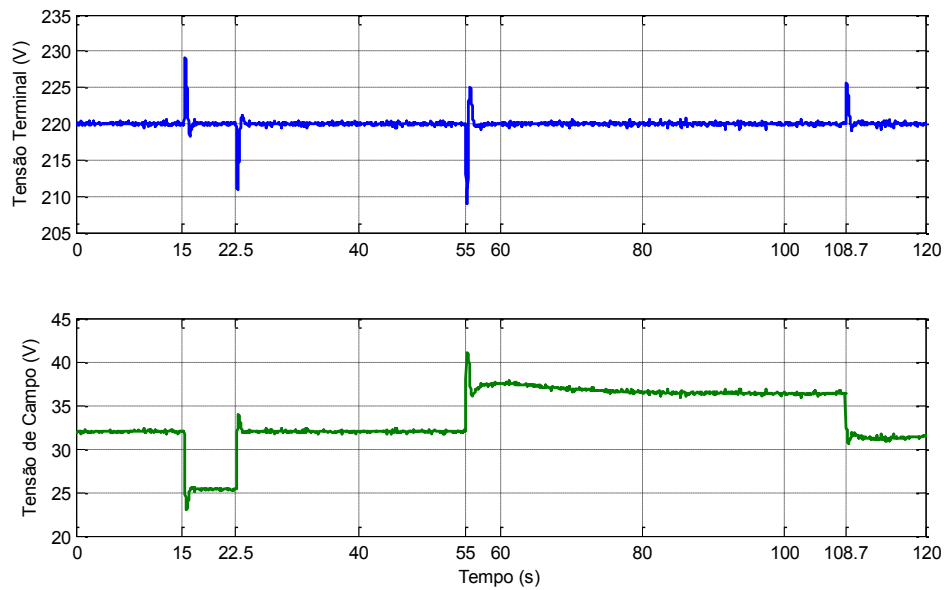


Figura 6.8: Teste de carga reativa (transformador) na saída do gerador.

De acordo com a Figura 6.8, pode-se observar a boa resposta do RAT as variações de carga reativa. Na primeira etapa, a inserção do banco de capacitores provoca um aumento da tensão terminal devido o aumento da potência reativa e, com isso, o RAT detecta a elevação da tensão e atua no sentido de reduzir o sinal de excitação de modo a regular a tensão gerada no valor nominal. A segunda etapa consiste do teste de carga indutiva, onde a reação do RAT à inserção do transformador é a de aumentar a excitação visto que a carga indutiva consome o reativo gerado, provocando redução na tensão terminal e novamente a atuação do regulador.

6.7 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentado um projeto de controladores digitais utilizando a técnica de alocação polinomial de polos para regular a tensão terminal de um grupo-gerador de 10kVA, cujo modelo matemático adotado foi de primeira ordem. Além disso, foi abordada também a necessidade de adicionar um pequeno erro de regime (*droop*) na malha de controle a fim de permitir o compartilhamento de potência reativa do grupo-gerador com a rede elétrica durante os ensaios com o sistema sincronizado. Os resultados dos testes realizados mostraram que o projeto atendeu as características de maneira satisfatória, pois corrigiu os desvios de tensão na saída do gerador.

7 PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM ESTABILIZADOR DIGITAL PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA

7.1 Introdução

Para o projeto do ESP tornou-se necessário obter um modelo matemático que representasse o comportamento dinâmico de um gerador síncrono interligado a um sistema elétrico (simulando um barramento infinito). O comportamento dinâmico desejado no modelo refere-se às oscilações eletromecânicas devido a modos pouco amortecidos. A forma adotada neste trabalho para obter tal modelo foi através de técnicas de identificação paramétrica, onde foi coletado um conjunto de dados durante testes em campo e, com auxílio de ferramentas computacionais, obteve-se o modelo estimado (seção 4.2). Em seguida, projetou-se um ESP para amortecer as oscilações eletromecânicas utilizando a técnica de alocação radial de polos (seção 4.4).

O projeto do controlador amortecedor (ESP) foi elaborado a partir de uma sequência de passos descrita na seção 4.4. Os quatro primeiros passos estão relacionados à obtenção do modelo e o último passo, ao projeto dos polinômios do controlador digital.

7.2 Modelagem matemática

- **Passo1: Estimação experimental do valor da frequência do modo de oscilação eletromecânica (f_{osc}).**

O sinal de teste utilizado para provocar um pequeno distúrbio no sistema de controle com o gerador interligado foi um degrau de baixa amplitude somado ao sinal de referência do RAT. Na Figura 7.1, é ilustrado um diagrama esquemático do sistema micromáquina interligado ao barramento e, na Figura 7.2, a curva com o resultado deste ensaio.

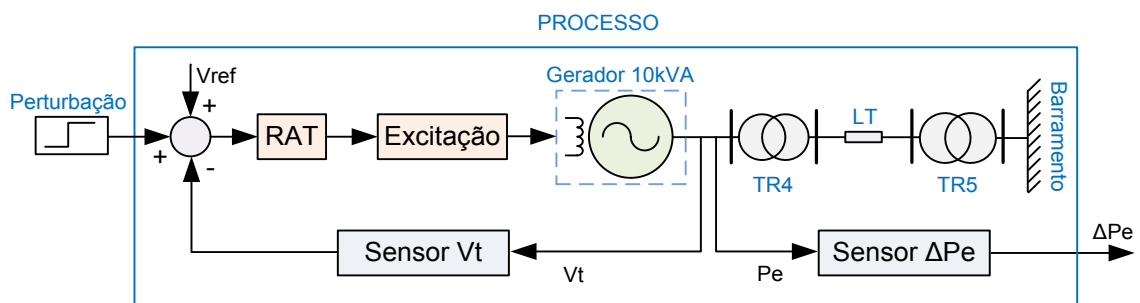


Figura 7.1: Diagrama do ensaio de levantamento da frequência (f_{osc}).

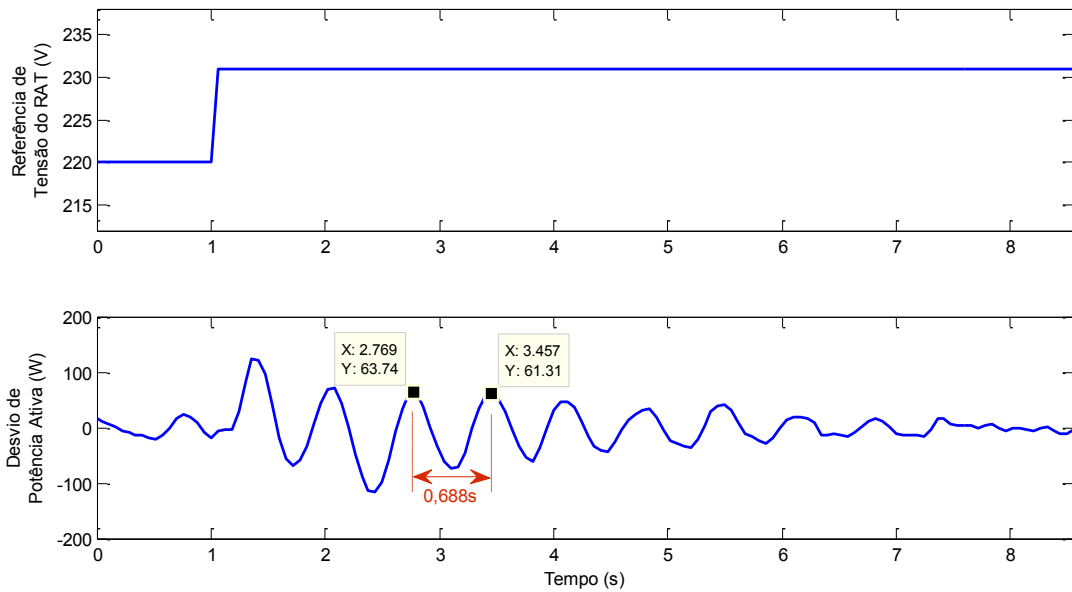


Figura 7.2: Curva do ensaio para encontrar a frequência (f_{osc}).

De acordo com a Figura 7.2, pode-se obter o valor da frequência da oscilação (f_{osc}) através da equação (4.50) utilizando-se o intervalo formado pelos instantes $t_1 = 2,769s$ e $t_2 = 3,457s$. A frequência do modo oscilante é $f_{osc} = 1,45Hz$. Este valor de frequência está associado a característica de oscilação de modo local, definido na seção 3.2, do grupo-gerador de 10kVA contra o barramento de energia da concessionária local.

- **Passo 2: Projeto de uma SBPA adequada para excitar os modos dominantes.**

Para o projeto do sinal SBPA adotou-se uma faixa de frequência suficiente para abranger o modo oscilante. Desta forma, as frequências adotadas foram:

$$f_{MIN} = 0,1Hz \text{ e } f_{MAX} = 3Hz$$

Aplicando-se estes valores de frequência em (4.01), obteve-se:

$$T_{BIT} = 120ms \text{ e } N_{CEL} = 6 \text{ células}$$

- **Passo 3: Estimação de um modelo ARX utilizando técnicas de identificação paramétrica.**

Para a estimação do modelo, realizou-se um ensaio onde o sinal SBPA projetado no passo 2 foi aplicado ao somador de entrada do RAT. Em seguida, coletou-se um conjunto de dados de entrada (SBPA) e de saída (desvio de potência ativa) para o modelo com um intervalo de amostragem de 60ms. O diagrama esquemático do arranjo do ensaio de identificação é ilustrado na Figura 7.3.

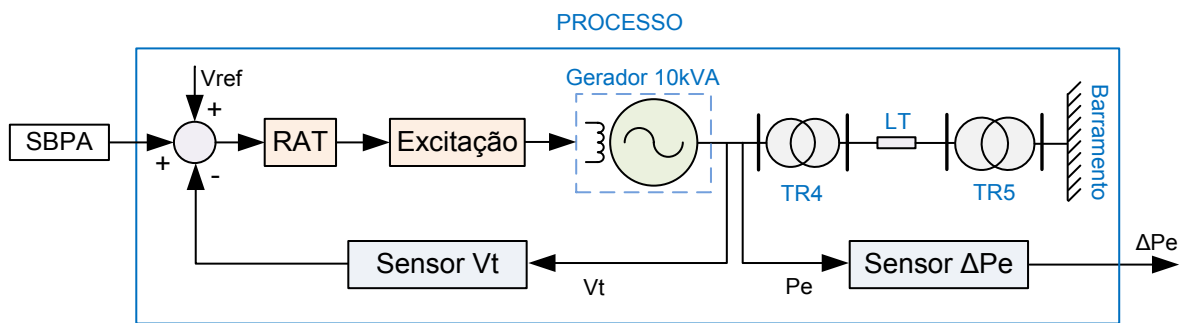


Figura 7.3: Diagrama Esquemático para o ensaio com SBPA.

Os dados de entrada e saída coletados neste ensaio são apresentados na Figura 7.4, onde pode ser observada a repetição dos intervalos dos dois sinais.

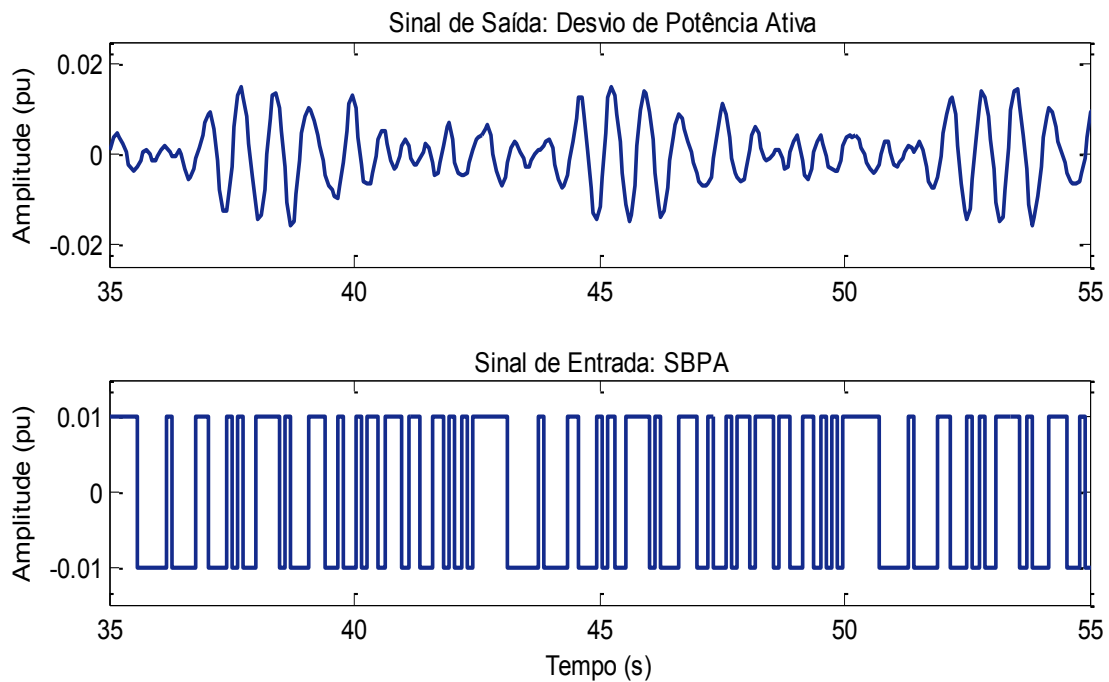


Figura 7.4: Resposta do sistema para uma entrada SBPA.

A partir dos dados coletados, obteve-se o espectro de frequências do sinal da entrada (SBPA) e do sinal da saída (desvio de potência ativa), onde é possível observar a presença do modo pouco amortecido na mesma frequência obtido no primeiro passo (1,45 Hz). O espectro de frequência é ilustrado na Figura 7.5

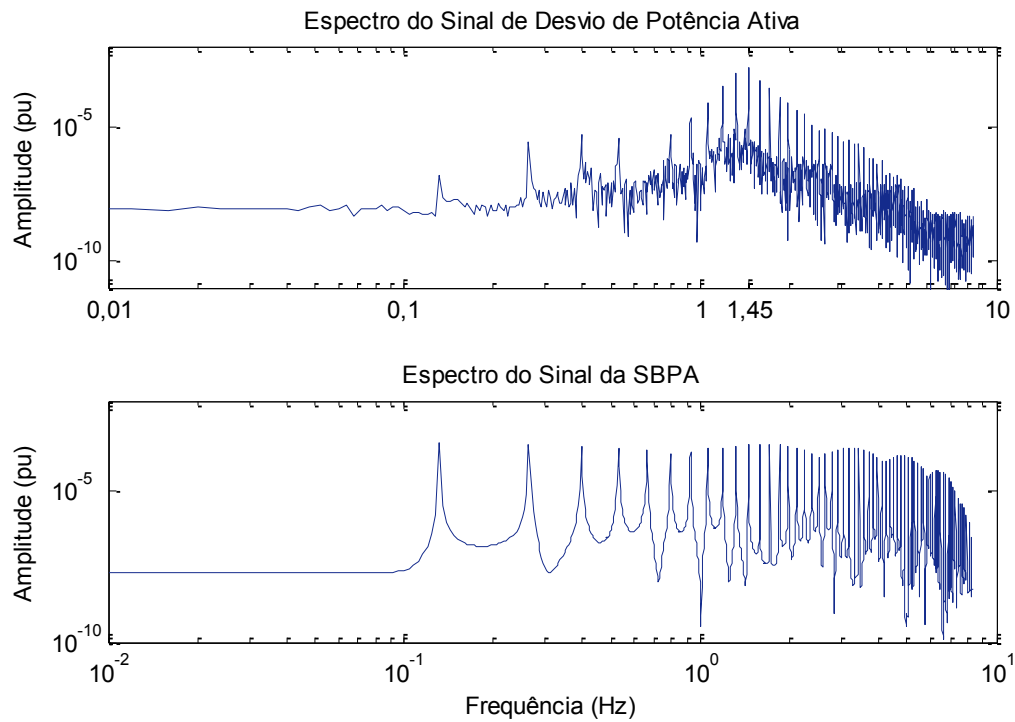


Figura 7.5: Espectros de frequências de entrada e saída dos dados coletados.

O conjunto de dados coletados foi dividido em duas partes. Uma parte foi utilizada na identificação e a outra, na validação do modelo. No caso da identificação, realizou-se de forma *off-line* através de um algoritmo de mínimos quadrados não recursivo discutido na seção 4.2.2. Estimaram-se modelos de até sétima ordem e, dentre estes, escolheu-se um com boa relação custo-benefício, ou seja, modelo de menor complexidade e menor erro quadrático. Na Figura 7.6 é apresentado o gráfico que relaciona o erro quadrático com a ordem do modelo, destacando-se a ordem do modelo selecionado.

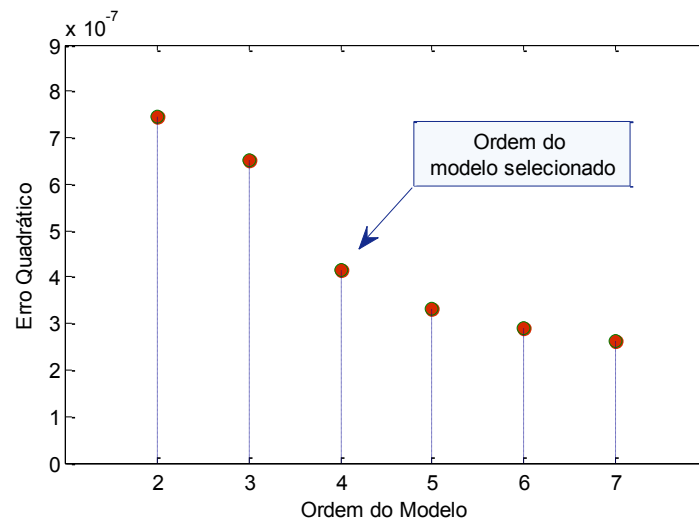


Figura 7.6: Erro quadrático em função da ordem dos modelos estimados.

A escolha de um modelo de menor complexidade e menor erro de estimação resultou no modelo ARX de 4ª ordem, pois os de ordem inferior (2ª e 3ª) apresentavam maiores valores de erro e os de ordem superior (5ª, 6ª e 7ª) apresentavam pouca diferença entre os valores de erro. O modelo ARX441 é formado por quatro parâmetros no numerador $B(z^{-1})$, quatro parâmetros no denominador $A(z^{-1})$ e um atraso de um período de amostragem (60ms). Assim, o modelo estimado assume a forma:

$$A(z^{-1}) = 1 - 2,062046z^{-1} + 1,907579z^{-2} - 0,870322z^{-3} + 0,279227z^{-4}$$

$$B(z^{-1}) = 7,23206 \cdot 10^{-3}z^{-1} + 1,4455 \cdot 10^{-2}z^{-2} + 4,2881 \cdot 10^{-2}z^{-3} - 4,37525 \cdot 10^{-5}z^{-4}$$

Na Figura 7.7, é ilustrado o mapa de polos e zeros do modelo estimado onde é possível observar que os polos dominantes do modelo apresentam baixo amortecimento ξ_n , ficando clara a necessidade de um ESP para melhorar o amortecimento. Na tabela 7.1 são apresentados os polos do modelo estimado.

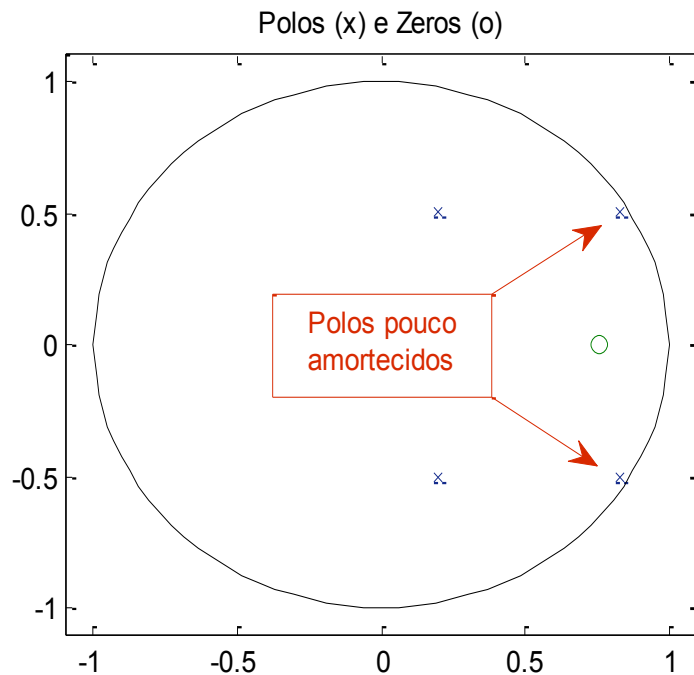


Figura 7.7: Mapa de polos e zeros do modelo ARX441 estimado em malha aberta.

Tabela 7.1: Polos do modelo estimado em malha aberta ($T_s = 60$ ms).

Polos	Magnitude	Frequência ($rad.s^{-1}$)	Amortecimento
$0,830 + 0,506j$	0,97207	9,13332	0,05171
$0,830 - 0,506j$	0,97207	9,13332	0,05171
$0,201 + 0,505j$	0,54353	22,31614	0,45522
$0,201 - 0,505j$	0,54353	22,31614	0,45522

- **Passo 4: Validação do modelo estimado.**

Primeiramente é realizada a comparação, no domínio do tempo, entre os desvios de potência ativa medidos e o sinal de saída do modelo estimado, diante à aplicação da SBPA. Observa-se na Figura 7.8 que o modelo ARX estimado consegue emular de forma satisfatória a dinâmica da planta.

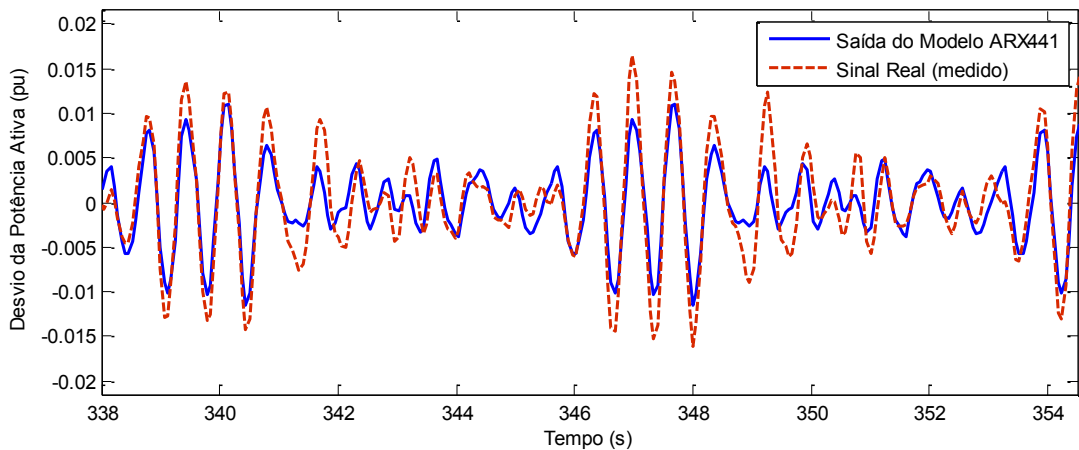


Figura 7.8: Comparação entre os sinais medido e do modelo estimado do sistema.

Como mostrado na seção 4.2.4, uma importante informação acerca do modelo é obtida a partir da análise das funções de autocorrelação dos resíduos, $r_{\xi\xi}(k)$, e sua correlação cruzada com a entrada, $r_{u\xi}(k)$. A Figura 7.9 ilustra gráficos típicos para esta análise, onde a linha tracejada horizontal representa os limites de confiança de 99%.

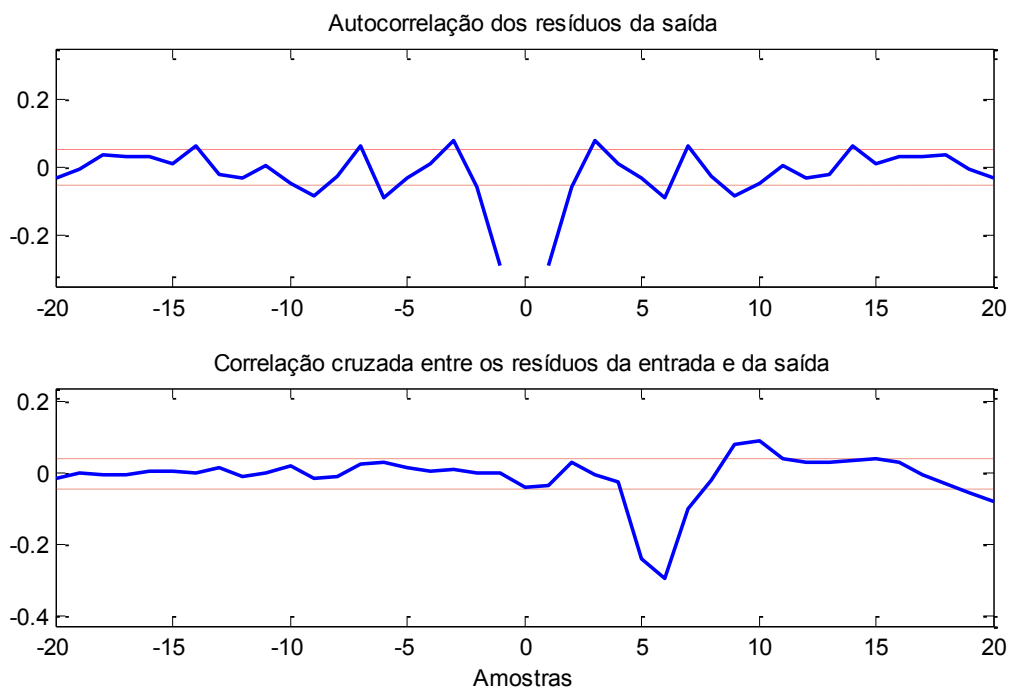


Figura 7.9: Análise de FAC e FCC dos resíduos do modelo ARX.

De acordo com a Figura 7.9, nota-se que a FAC dos resíduos encontra-se dentro ou muito próximos dos limites de confiança (linhas tracejadas) para atrasos diferentes de zero, ao passo que o gráfico da FCC apresenta valores muito pequenos para a maioria dos atrasos e deve-se levar em conta também que o modelo escolhido (ARX441) é de 4ª ordem e, portanto, até quatro amostras passadas são interessantes para o projeto do ESP digital. Tal comportamento aproxima-se ao comportamento do espectro de um ruído branco, mostrando que o modelo consegue extrair satisfatoriamente a informação determinística presente nos dados.

7.3 Projeto do ESP Digital

De posse do modelo estimado e validado nos passos anteriores, parte-se para o projeto do ESP digital via alocação radial de polos.

- **Passo 5: Especificação dos parâmetros R e S do ESP via Alocação Radial de Polos.**

Através da Equação (4.49) é possível obter o fator de contração radial α para qualquer valor de amortecimento desejado ξ_d . Entretanto, na prática, recomenda-se adotar valores de ξ_d em torno de 0,3. Isto se deve ao fato de que a ação de controle do ESP possa afetar outros modos do sistema não identificados para o projeto do ESP. Portanto, adotou-se para este projeto um $\xi_d = 0,3$.

Utilizando-se a Equação (4.49), calcula-se α para $\xi_n = 0,04062$, $\omega_n = 9,13332 \text{ rad. s}^{-1}$, $T_S = 0,06s$ e $\xi_d = 0,3$; e obtém-se:

$$\alpha = 0,87278$$

Aplicando-se α em (4.45), tem-se o polinômio desejado D :

$$D(z^{-1}) = 1 - 1,79973z^{-1} + 1,45311z^{-2} - 0,57863z^{-3} + 0,16203z^{-4}$$

Com base nos polinômios A e B obtidos no passo 3, a matriz silvestre M assume a seguinte forma:

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0,00723 & 0 & 0 & 0 \\ -2,06204 & 1 & 0 & 0,01445 & 0,00723 & 0 & 0 \\ 1,90758 & -2,06204 & 1 & 0,04288 & 0,01445 & 0,00723 & 0 \\ -0,87032 & 1,90758 & -2,06204 & -0,04375 & 0,04288 & 0,01445 & 0,00723 \\ 0,27922 & -0,87032 & 1,90758 & 0 & -0,04375 & 0,04288 & 0,01445 \\ 0 & 0,27922 & -0,87032 & 0 & 0 & -0,04375 & 0,04288 \\ 0 & 0 & 0,27922 & 0 & 0 & 0 & -0,04375 \end{bmatrix}$$

De acordo com a equação (4.26), o vetor p é calculado como:

$$p^T = [0,17540 \quad -0,30613 \quad 0,18366 \quad -0,07659 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

Encontrando-se a solução da equação matricial (4.24), tem-se o vetor x formado pelos coeficientes dos polinômios R e S do controlador, sob a forma (4.25). Como segue:

$$x^T = [0,17318 \quad -0,12949 \quad -0,08971 \quad 0,15827 \quad -0,24346 \quad 0,12155 \quad -0,05552]$$

Portanto, tem-se que:

$$R(z^{-1}) = 0,15827 - 0,24346z^{-1} + 0,12155z^{-2} - 0,05552z^{-3}$$

$$S(z^{-1}) = 1 + 0,17318z^{-1} - 0,12949z^{-2} - 0,08971z^{-3}$$

7.4 Implementação da lei de controle do ESP no microcontrolador

A função de transferência do ESP digital pode ser expressa da seguinte maneira:

$$\frac{U(k)}{Y(k)} = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}, \quad (7.01)$$

onde $U(k)$ e $Y(k)$ representam a saída e a entrada do ESP, respectivamente.

A função (7.01) foi então passada para a forma de equação de diferenças (7.02).

$$u(k) = -s_1u(k-1) - \dots - s_nu(k-n) + r_0y(k) + \dots + r_nu(k-n), \quad (7.02)$$

onde $u(k-1)$, $u(k-2)$, ..., $u(k-n)$ são os sinais de saída do controlador, atrasados respectivamente de 1, 2 até n períodos de amostragem. O mesmo raciocínio é aplicado ao sinal $y(k)$, que é a entrada do controlador.

Os coeficientes dos polinômios R e S foram aplicados na Equação (7.02), a qual representa a lei de controle do ESP digital projetado. Esta lei foi então embarcada no sistema digital microcontrolado discutido na seção 5.6. O código que realiza o cálculo da lei de controle do ESP pode ser encontrado no Apêndice.

7.5 Resultados de simulação e testes experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos via simulação, onde se pode verificar se o projeto atendeu as especificações desejadas. Além disso, são apresentadas curvas obtidas em testes experimentais do ESP digital operando no sistema microgerador de 10kVA.

7.5.1 Resultados de simulação

Para simular o ESP, utilizou-se o sistema representado no diagrama em blocos da Figura 7.10.

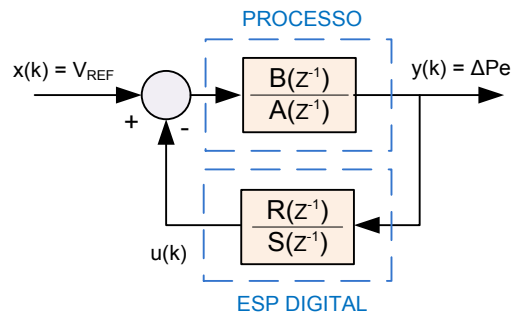


Figura 7.10: Diagrama em blocos do sistema de controle do ESP digital.

A fim de comparar o efeito da inclusão do ESP digital no amortecimento das oscilações eletromecânicas, realizou-se a simulação da resposta a um degrau de 10% na entrada do sistema em malha aberta (sem ESP) e em malha fechada (com ESP). O resultado é ilustrado na Figura 7.11. Nesta figura, pode-se observar que o sistema amorteceu a oscilação mais rapidamente com a inclusão do ESP.

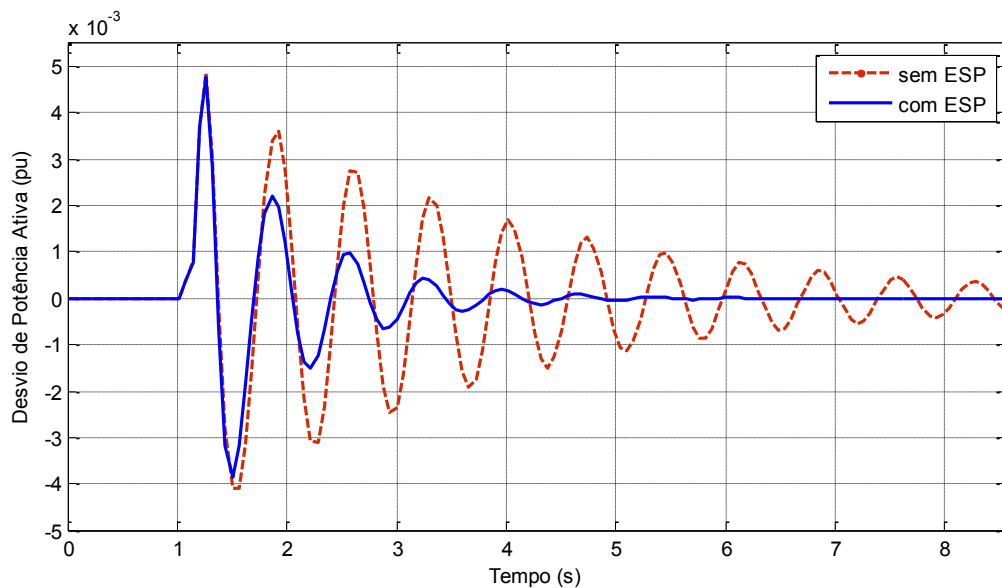


Figura 7.11: Curvas de resposta ao degrau do sistema com ESP e sem ESP.

7.5.2 Resultados de testes experimentais

Para a realização dos testes do ESP digital no sistema microgerador de 10kVA, o sistema de geração foi colocado em operação e, com auxílio do conjunto sincronoscópio, realizou-se o paralelismo do grupo-gerador com a rede elétrica. Foram registradas as curvas de resposta ao degrau aplicado no somador localizado na entrada do RAT para uma situação sem o estabilizador e para uma com o ESP digital. Na Figura 7.12, é ilustrado um diagrama esquemático da conexão do ESP ao processo.

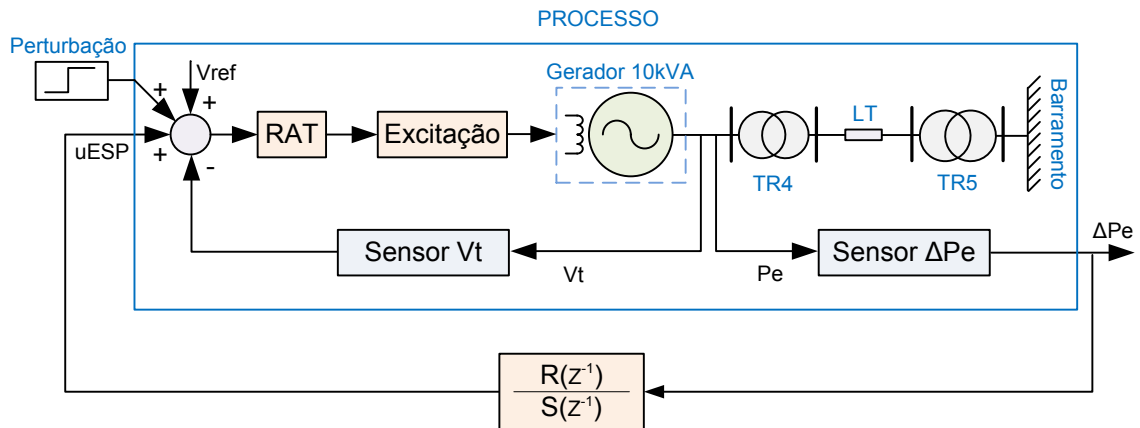


Figura 7.12: Diagrama esquemático do ensaio experimental.

Os ensaios para testar o funcionamento do ESP digital foram realizados para cinco pontos de operação diferentes. O Primeiro ponto foi: Potência Ativa (P) = 0,2pu e Potência Reativa (Q) = 0 e o registro da forma de onda do desvio da potência ativa para um degrau de 5% na entrada de perturbação está ilustrado na Figura 7.13.

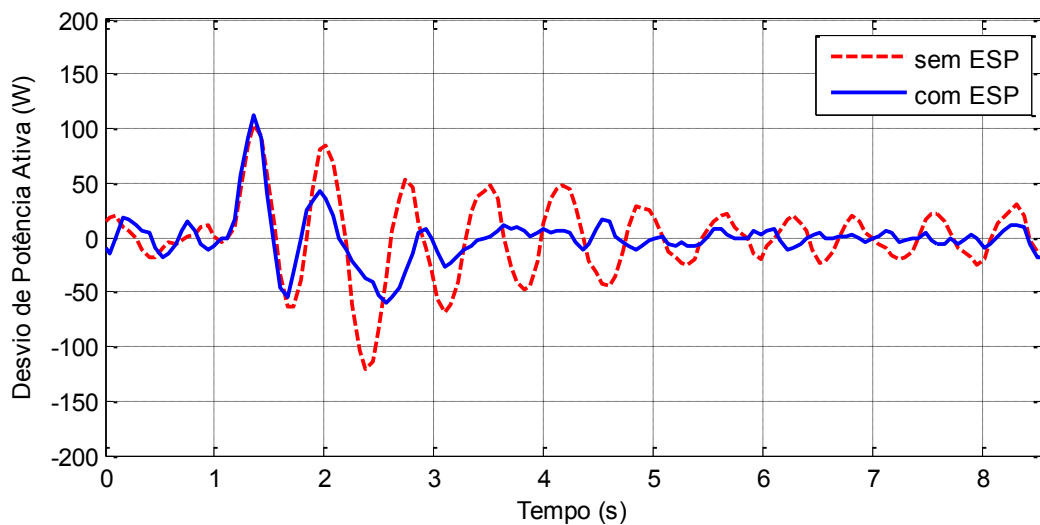


Figura 7.13: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,2pu$ e $Q=0pu$).

Para o segundo ensaio, alterou-se o ponto de operação para ($P = 0,3pu$ e $Q = 0$) e realizou-se a aplicação do degrau de 5% de perturbação, semelhante ao primeiro ensaio. Este ensaio se procedeu da mesma maneira que o ensaio do primeiro ponto de operação. A Figura 7.14 ilustra a resposta ao degrau para este ponto de operação.

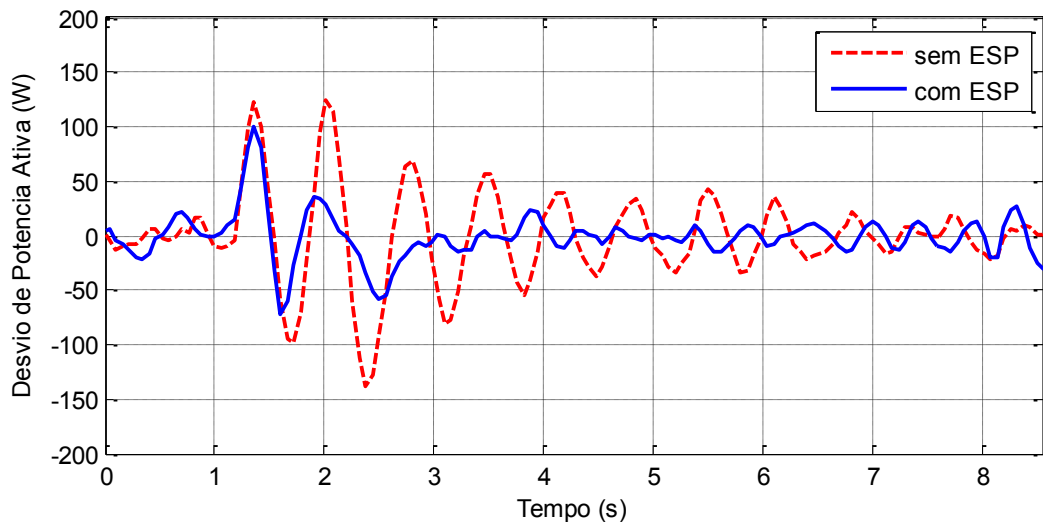


Figura 7.14: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,3pu$ e $Q=0pu$).

Para o terceiro ensaio, alterou-se o ponto de operação para ($P = 0,4pu$ e $Q = 0$) e realizou-se a aplicação do degrau de 5% de perturbação como nos procedimentos anteriores. A Figura 7.15 ilustra a resposta ao degrau para este ponto de operação.

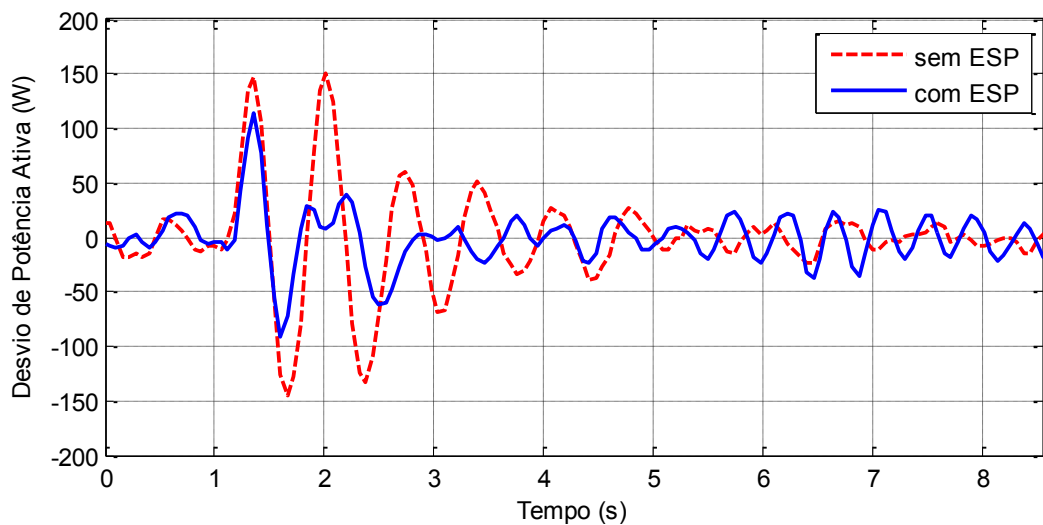


Figura 7.15: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,4pu$ e $Q=0pu$).

Para o quarto ensaio, alterou-se o ponto de operação para: $P = 0,5pu$ e $Q = 0$ e realizou-se a aplicação do degrau de 5% de perturbação como nos demais procedimentos. A Figura 7.16 ilustra a resposta ao degrau para este ponto de operação.

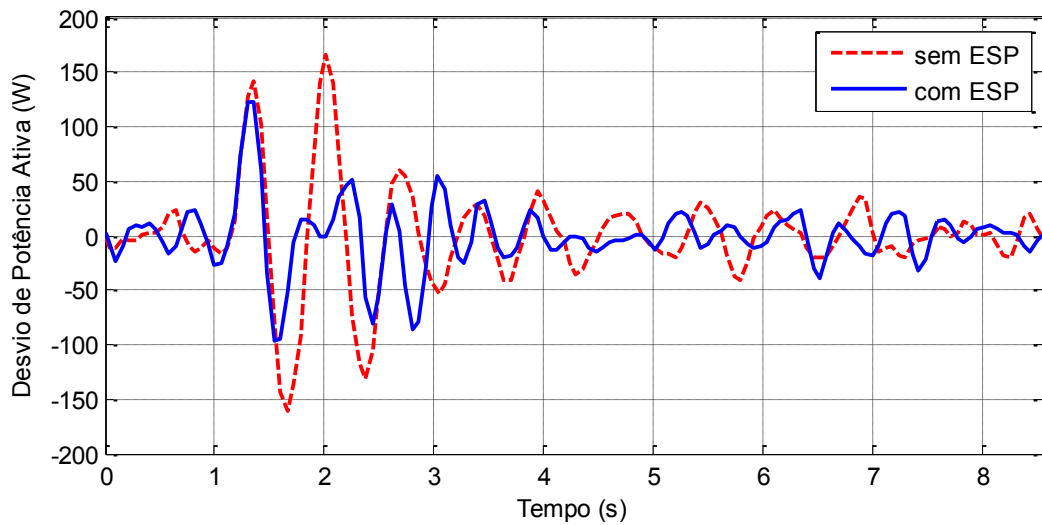


Figura 7.16: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,5pu$ e $Q=0pu$).

Por fim, no quinto ensaio, alterou-se o ponto de operação para: $P = 0,6pu$ e $Q = 0$ e realizou-se a aplicação do degrau de 5% de perturbação como nos quatro procedimentos anteriores. A Figura 7.17 ilustra a resposta ao degrau para este ponto de operação.

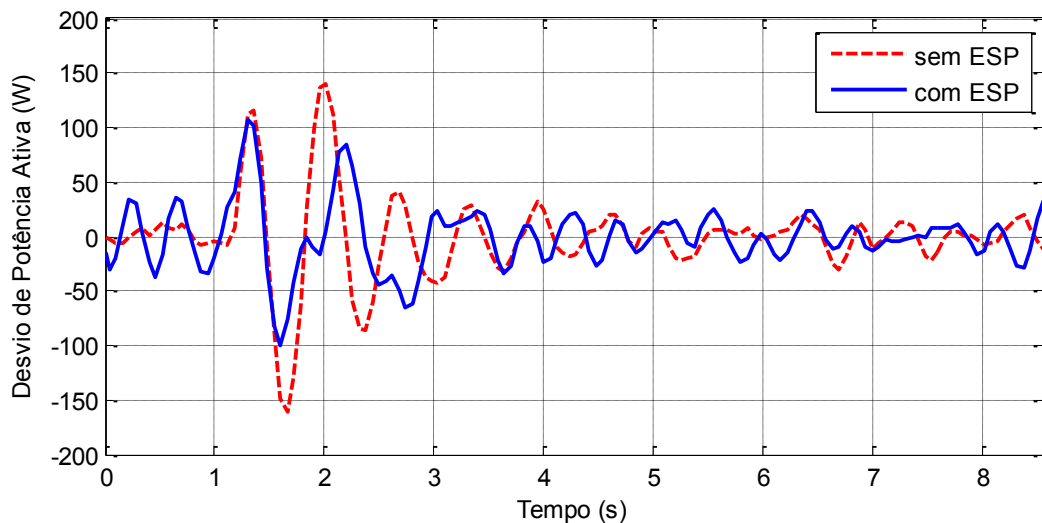


Figura 7.17: Resposta ao degrau de 5% com e sem ESP ($P=0,6pu$ e $Q=0pu$).

7.6 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada uma metodologia de projeto adotada para desenvolver um controlador amortecedor para um processo cujo modelo matemático foi obtido através de técnicas de identificação paramétricas, validação através de comparações e análise dos resíduos. A lei de controle do ESP projetado foi embarcada no microcontrolador para a realização dos testes experimentais. Os resultados de simulação e experimentais se mostraram satisfatórios apesar de ter-se um sistema com amortecimento intrínseco razoável.

8 CONCLUSÃO

8.1 Considerações Finais

Neste trabalho foi apresentado o desenvolvimento de estratégias de controle digital, baseadas na técnica de alocação polinomial de polos, aplicadas na regulação de tensão e no amortecimento de oscilações eletromecânicas de um sistema de potência real, em escala de laboratório. Para a implementação dos controladores neste sistema real, primeiramente, foi necessário elaborar um projeto de automação do acionamento elétrico do grupo gerador de 10kVA, o que facilitou a operação deste grupo gerador e proporcionou mais segurança aos ensaios. Em seguida, foram desenvolvidos os projetos de instrumentação eletrônica para medição, controle e atuação do RAT e do ESP digitais.

Os circuitos de medição, baseados em amplificadores operacionais, permitiram o fechamento das malhas de controle e a aquisição de sinais com boa qualidade. O circuito de controle baseado no dsPIC30F4013 apresentou bom desempenho no processamento dos sinais provenientes dos sensores e nos cálculos das leis de controle do RAT e do ESP embarcadas no dsPIC. O circuito de atuação é um conversor estático CC-CC, baseado em chaves de potência do tipo IGBT, que amplifica o sinal de controle fornecido pelo dsPIC e aplica-o no enrolamento de campo do gerador síncrono.

Os resultados obtidos nos ensaios demonstraram o bom funcionamento dos dois controladores projetados. O RAT atribui uma dinâmica de malha fechada mais rápida, e regulou a tensão terminal mantendo-a em níveis aceitáveis de operação. A inserção da característica de queda de tensão (*droop*) no projeto do controlador permite a realização dos ensaios de estabilidade (sistema interligado) sem o risco de saturação do sistema de excitação na tentativa de corrigir totalmente a diferença entre a tensão terminal e a referência do regulador. No caso do ESP, foi demonstrado através dos resultados que o sinal de controle do ESP proporcionou o amortecimento das oscilações eletromecânicas, melhorando com isso a capacidade de geração deste sistema em escala reduzida.

8.2 Proposta para trabalhos futuros

Como proposta para trabalho futuro, é sugerida:

- Dimensionar um sistema de proteção, baseado em relés específicos, de modo a proporcionar mais segurança aos ensaios no sistema de geração do LACSPOT;

- Desenvolver circuitos sensores para a medição do ângulo de carga do gerador síncrono interligado ao barramento;
- Desenvolver um sistema supervisor para integrar os procedimentos de partida, parada, injeção e rejeição de carga, paralelismo, e outras funcionalidades do grupo gerador; e
- Investigar técnicas avançadas de controle robusto e adaptativo aplicadas à melhoria da estabilidade de sistema de potência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGUIRRE, L.A. **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 2.ed. Belo Horizonte: UFMG, 2004.
- ANDERSON, P. M.; FOUAD, A.A. **Power System Control and Stability**. 2.ed. IEEE Series on Power Engineering, 2003.
- ARAGON, L.D.G. **Proposta de um Regulador de Velocidade Digital para a Usina Hidroelétrica de Curúá-Una**. Dissertação de Mestrado, UFPA, Brasil, 2011.
- ARAÚJO, G.A.L. **Desenvolvimento e Implementação de Reguladores Digitais de Tensão e de Velocidade em um Gerador Síncrono**. Dissertação de Mestrado, UFPA, Brasil, 2001.
- ARRILAGA, J.; ARNOLD, C. P.; HARKER, B.J. **Computer Modeling of Electrical Power Systems**. John Wiley & Sons Ltd, 1983.
- ÄSTROM, K.J.; WITENMARK, B. **Computer Controlled Systems: Theory and Design**. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1997.
- BARRA, W. **Estratégias Neuro-Fuzzy Adaptativas aplicadas ao Controle de Sistemas de Potência**. Tese de Doutorado, UFPA, Brasil, 2001.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6.ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- BARREIROS, J.A.L. **A Pole-Shifting Self Tuning Power System Stabilizer**. MSc Thesis, UMIST, Manchester, 1989.
- BIN, E. **Máquinas Elétricas e Acionamento**. Rio de Janeiro: Elsevier, 2009.

- CAMPOS, B.M. **Controle Digital e Fuzzy do Regulador de Tensão de um Sistema Micro- Gerador de Energia Elétrica**. Trabalho de Conclusão de Curso, UFPA, Brasil, 2003.
- CAMPOS, B.M.; COSTA JR., C.T.; BARRA JR., W.; SILVA, K.C.F.; BARREIROS, J.A.L. **Estratégias de Controle PI Digital e Fuzzy Aplicadas a um Sistema Micro- Gerador de Energia Elétrica**. CBA, Gramado-RS, Brasil, 2004.
- CHENG, S.; CHOW, Y.S.; MALIK, O.P.; HOPE, G.S. **An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer**. IEEE Transactions on Power Systems, v. PWRS-1, n. 3, 1986.
- COELHO, A.A.R.; COELHO, L.S. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. Florianópolis: da UFSC, 2004.
- DANDENO, P.L.; KARAS, A.N.; MCCLYMONT, K.R.; WATSON, W. **Effect of High-Speed Rectifier Excitation Systems on Generator Stability Limits**. IEEE Transactions, v. PAS-87, pp. 190-201, 1968.
- FADALI, M. S.; VISIOLI, A. **Digital Control Engineering: Analysis and Design**. Academic Press, 2009.
- GOMES, M.C.M. **Implementação e Testes de Campo de um ESP Digital**. Dissertação de Mestrado, UFPA, Brasil, 2010.
- HOROWITZ, P.; HILL, W. **The Art of Electronics**. 2.ed. New York: Cambridge University Press, 1989.
- KIMBARK, E. W. **Power System Stability: Synchronous Machines**. New York: Dover Publications, Inc, 1968.
- KLEIN, M.; ROGERS, G.J.; KUNDUR, P. **A Fundamental Study of Inter-area Oscillations in Power Systems**. IEEE Transactions on Power Systems, v.6, n.3, 1991.
- KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. New York: McGraw-Hill, Inc, 1994.

- LANDAU, I.D.; ZITO, G. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**. Germany: Springer, 2006.
- MAMEDE FILHO, J. **Instalações Elétricas Industriais**. 7.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2007.
- MORAES, A.R.B.; DA SILVA, E.N.V. **Modernização do Sistema de Regulação de Tensão e de Velocidade de um Grupo Gerador de 10kVA**. Trabalho de Conclusão de Curso, UFPA, Brasil, 2008.
- MORAES, A.R.B; GOMES, M.C.M; NOGUEIRA, F.G.; BARRA JR, W.; COSTA JR C.T.; BARREIROS, J.A.L.; NASCIMENTO FILHO, P.S. **Projeto e Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Digital Aplicado em uma Unidade Geradora da Usina Hidrelétrica de Tucuruí**. SBSE, Belém-Pará, 2010.
- MOUTINHO, M. N; COSTA JR, C. T; BARRA JR., W; BARREIROS, J. A. L. **Identification, Digital Control and Fuzzy Logic Techniques Applied to a Synchronous Generator**. IEEE Trans. Journals & Magazines, Pages: 141–150, 2009.
- NASCIMENTO FILHO, P. S. **Investigação de Estratégias de Controle Digital para Regulação de Velocidade e Emulação da Dinâmica de Turbinas Hidráulicas, com Implementação e Testes Experimentais em uma Micromáquina de 10kVA**. Dissertação de Mestrado, UFPA, Brasil, 2011.
- NATALE, F. **Automação Industrial**. 10.ed. São Paulo: Érica, 2005.
- NISE, N.S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 3.ed. São Paulo: LTC, 2002.
- NOGUEIRA, F.G. **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, Brasil, 2008.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4.ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.

- PARASKEVOPOULOS, P.N. **Digital Control Systems**. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 1996.
- PERTENCE JÚNIOR, A. **Amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório**. 2.ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1988.
- 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, UFPA, Brasil, 2005.
- ROGERS, G.J. **Power System Oscillations**. Kluwer Academic Publishers Group, 2000.
- ROGERS, G.J. **The Application of Power System Stabilizers to a Multigenerator Plant**. IEEE Transactions on Power Systems, v. 15, v. 1, 2000.
- SAUER, P.W.; PAI, M.A. **Power System Dynamics and Stability**. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 1998.
- SAADAT, H. **Power System Analysis**. McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2002.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K.C. **Microeletrônica**. 5.ed. São Paulo: Prentice Hall, 2007.
- VENAYAGAMOORTHY, G.K.; HARLEY, R.G.; WUNSCH, D.C. **Implementation of Adaptive Critic-Based Neurocontrollers for Turbogenerators in a Multimachine Power System**. IEEE Transactions, Vol. 14, N° 5, 2003.
- WATSON, W.; MANCHUR, G. **Experience With Supplementary Damping Signals for Generator Static Excitation Systems**. IEEE Transactions, vol. PAS-92, pp. 199-203, 1973.

APENDICE

Nesta seção é apresentado todo o código, em linguagem C, embarcado no microcontrolador dsPIC30F4013. O código foi subdividido em 14 partes a fim de organizar e facilitar compreensão.

Parte 1: Protótipos das funções utilizadas no código

```
#ifndef PROTOTIPO_H
#define PROTOTIPO_H
#include <adc12.h>
#include <outcompare.h>
#include <timer.h>
#include <uart.h>
#include <string.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "estruturas.h"
void ad_init();
void pwm_init(unsigned int Fpwm);
void timer_init(int t);
void uart_init();
void carregar_RST(CONTROLE *f, float y, float u);
float calc_RST(CONTROLE *f, float y, float x);
void carregar(FILTRO *f, float y, float u);
float calcular(FILTRO *f, float u);
void exec_comando(char *ptr);
void lcd_line1(void);
void lcd_line2(void);
void lcd_cmd(int);
void lcd_char(int);
void e_togg(void);
void lcd_init(void);
void lcd_string(char *);
void carregar_sbpa(SBPA *psbpa);
int calc_sbpa(SBPA *psbpa);
void carregar_estruturas(void);
#endif
```

Parte 2: Definições utilizadas no código

```
#define LED_RUN          LATFbits.LATF6
#define LED_RUN_TrисBit TRISFbits.TRISF6
#define avancar         PORTFbits.RF0
#define avancar_TrисBit TRISFbits.TRISF0
#define retornar        PORTFbits.RF1
#define retornar_TrисBit TRISFbits.TRISF1
#define ReleCampo       LATFbits.LATF4
#define RL_Campo_TrисBit TRISFbits.TRISF4
#define ReleArmadura    LATFbits.LATF5
#define RL_Armad_TrисBit TRISFbits.TRISF5
#define PWM_TrисBit     TRISDbits.TRISD2
#define FALHA           0
#define STAND_RAT       1
#define PARTIDA_RAT     2
#define AUTO_RAT        3
#define PARADA_RAT      4
#define TENSAO_NOMINAL  1.0
#define NOMINAL         0
#define SOBRETENSAO    1
#define SUBTENSAO       2
#define ZERO            3
#define DESLIGADO       0
#define LIGADO          1
#define Vtmax           +1.5
#define Vtmin           -0.0
#define Vtdmax          0x0fff
```

```

#define Vtdmin                0x0000
#define Vt_a                  ((Vtmax - Vtmin)/(Vtdmax - Vtdmin))
#define _VtUI2pu(digVt)      (float)(Vt_a * digVt)
#define Pmax                  +0.1
#define Pmin                  -0.0
#define Pdmax                 0x0fff
#define Pdmin                 0x0000
#define Pe_a                  ((Pmax - Pmin)/(Pdmax - Pdmin))
#define Pe_b                  (-(Pmax - Pmin)/(Pdmax - Pdmin)*Pdmin + Pmin)
#define _PeUI2pu(digPe)      ((float)(Pe_a * digPe + Pe_b))
#define Umax                  +1.2
#define Umin                  -0.0
#define Udmax                 Fcy / Fs           // PR2+1 -> valor correspondente p/ Fs = 5KHz
#define Udmin                 0
#define u_a                   ((Udmax - Udmin)/(Umax - Umin))
#define u_b                   (-(Udmax - Udmin)/(Umax - Umin)*Umin + Udmin)
#define _pu2UnIn(ana)        ((unsigned int)(u_a*ana + u_b))
#define tamanho_quadro       11
#define PRONTO                1
#define AGUARDANDO           0
#define LIDO                   0
#define Vref_min              0.8
#define Vref_max              1.2
#define adj_u_min             -0.5
#define adj_u_max             +0.5
#define Fcy                   29491200          //Hz
#define Fs                    5000            //Frequência de chaveamento do PWM [Hz]
#define E                     LATDbits.LATD1
#define RS                    LATDbits.LATD0
#define D7_TrисBit            TRISBbits.TRISB12
#define D6_TrисBit            TRISBbits.TRISB11
#define D5_TrисBit            TRISBbits.TRISB10
#define D4_TrисBit            TRISBbits.TRISB9
#define E_TrисBit             TRISDbits.TRISD1
#define RS_TrисBit            TRISDbits.TRISD0
#define LCD_DATA              LATB

```

Parte 3: Estruturas utilizadas no código

```

#ifndef ESTRUTURAS_H
#define ESTRUTURAS_H
typedef struct {
    int    clock, periodo;
    float  T, r0, r1, r2, r3, s1, s2, s3, s4, s5, sp, y[4], u[6], uMax, uMin; // y->realimentação u->controle;
} CONTROLE;
typedef struct {
    float  a1, a2, b0, b1, b2, y, u, g[2], h[2];
} FILTRO;
typedef struct {
    int on, clock;
    int Tbit, Ncel, celulas, saida, p2[15], Ndesl[15], entrada[15];
} SBPA;
#endif

```

Parte 4: Principal

```

#include <p30f4013.h>
#include "definicoes.h"
#include "prototipos.h"
#include "estruturas.h"
_FOSC(XT_PLL16)           // Oscilador externo com PLL
_FWDT(WDT_OFF)           // Watchdog Timer desligado
_FBORPOR(MCLR_EN & PWRT_OFF) // MCLR ativado & Power-up Timer desligado.
_FGS(CODE_PROT_OFF)      // Code Protection desligado
// -----
//                               Variáveis globais
// -----
SBPA SbpA;                // uma estrutura de SBPA
CONTROLE RAT, ESP;        // duas estruturas de CONTROLE
FILTRO filtroVt, filtroPe, filtroDPe; // três estruturas de FILTRO

float Vref = 0, Manual = 0, adj_u = 0;
float sbpa_Vref = 0, sbpa_K = 0.01;
unsigned int rem_Av = 0, rem_Rt = 0;
int Estado_RAT = 0, Estado_ESP = 0, estado_maquina = STAND_RAT;

```

```

char Buf_Uart[25];
int Count = 0, Comando_Valido = AGUARDANDO;
// -----
//                                     Interrupção do canal serial
// -----
void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _U1RXInterrupt(void){
    char dado;
    while(DataRdyUART1()) {
        Comando_Valido = AGUARDANDO;
        dado = ReadUART1();
        if(dado!='!'){
            if(Count >= tamanho_quadro){
                Comando_Valido = PRONTO;
                Buf_Uart[Count] = 0;
                Count = 0;
            }break;
        }
        Buf_Uart[Count] = dado;
        Count++;
        if(Count >= sizeof(Buf_Uart)) Count = 0;
    }
    IFS0bits.U1RXIF = 0;
}
int main(void){
    LED_RUN_TriseBit = 0; // bit de saída do LED RUN
    PWM_TriseBit = 0; // bit de saída do PWM RAT
    avancar_TriseBit = 1; // bit de entrada do botão avançar
    retornar_TriseBit = 1; // bit de entrada do botão retornar
    RL_Campo_TriseBit = 0; // bit de saída do Relé de Campo
    RL_Armadura_TriseBit = 0; // bit de saída do Relé de Armadura

    char dado[30], label1[]="xxxxxxxxxxxxxxxxxxxx",label2[]="xxxxxxxxxxxxxxxxxxxx";
    float Vt_filt = 0, dPe = 0, Pe_filt = 0;
    float u_RAT, u_RAT2, u_ESP, adj_Vref = 0;
    int debounce, diag_tensao;
    unsigned int nRAT = 0, z = 0, w = 0, rampa = 0, ch1, ch0;
    unsigned int v_ihm, p_ihm, Vref_ihm, u2_ihm, t, dpe_ihm, uesp_ihm;

    carregar_estruturas(); // configuração das estruturas RAT, ESP, filtroVt, filtroDPe, SbpA.

    // configuração dos dispositivos
    uart_init();
    lcd_init();
    timer_init(15); // Período de Amostragem = 15ms
    ad_init();
    pwm_init(Fs); // Frequência de chaveamento = 5KHz

    ReleCampo = DESLIGADO;

    while(1){
        if(!(t%10))LED_RUN ^= 1; //sinalizador de execução do laço
        t++;

        //-----
        //                                     Comandos Recebidos via UART
        //-----
        if(Comando_Valido){
            Comando_Valido = LIDO; // ao recebe um comando, testar se é válido
            // se sim, limpa esta variável de status de comando
            exec_comando(Buf_Uart); // chama a função que executa o comando recebido
        }

        //-----
        //                                     Temporização
        //-----
        while(!IFS0bits.T1IF);
        WriteTimer1(0);
        IFS0bits.T1IF = 0;

        //-----
        //                                     Atualização das entradas analógicas
        //-----
        IFS0bits.ADIF = 0;
        ADCON1bits.ASAM = 1;
        while(!IFS0bits.ADIF);
        ch0 = ADCBUF0;
        ch1 = ADCBUF1;
        ADCON1bits.ASAM = 0;
        Vt_filt = calcular(&filtroVt, _VtUI2pu(ch0));
    }
}

```

```

if (Vt_filt <= 0.0) Vt_filt = 0.0; // Limitador: valores + ou 0
Pe_filt = calcular(&filtroPe , _PeUI2pu(ch1));
if (Pe_filt <= 0.0) Pe_filt = 0.0; // Limitador: valores + ou 0
dPe = calcular(&filtroDPe, Pe_filt);
//-----
// Diagnostico de Falhas
//-----
diag_tensao = NOMINAL;
if (Vt_filt > TENSÃO_NOMINAL*1.4) diag_tensao = SOBRETENSÃO;
if (Vt_filt < TENSÃO_NOMINAL*0.5){
    if (Vt_filt <= TENSÃO_NOMINAL*0.02) diag_tensao = ZERO;
    else diag_tensao = SUBTENSÃO; }
//-----
// Máquina de estado
//-----
switch(estado_maquina){
case STAND_RAT :
    strcpy(label1,"ANDERSON MORAES ");
    if((rem_Av | avancar)&(!debounce)){
        estado_maquina = PARTIDA_RAT;
        rem_Av = 0;
    }
    if(avancar) debounce = 30; // recarrega contador de debounce.
    rampa = 0; // rampa de excitação nula.
    Vref = 0; // referencia nula
    adj_Vref = 0; // ajuste de referencia nula
    Manual = 0; // cópia de referência nula
    Estado_RAT = DESLIGADO;
    Estado_ESP = DESLIGADO;
    ReleArmadura = DESLIGADO;
    break;

case PARTIDA_RAT :
    strcpy(label1,"PARTINDO ");
    ReleArmadura = DESLIGADO;
    if(diag_tensao == SOBRETENSÃO) estado_maquina = FALHA;
    if((rem_Rt|retornar)&(!debounce)){
        estado_maquina = PARADA_RAT;
        rem_Rt = 0;
    }
    if(retornar) debounce = 30;
    if((diag_tensao == NOMINAL)&((Vt_filt >= 0.99)&(Vt_filt <= 1.3))){
        estado_maquina = AUTO_RAT;
        Manual = u_RAT;
        Vref = 1.0;
        adj_Vref = 0.0;
    }
    if(Estado_RAT != LIGADO){
        Estado_RAT = LIGADO;
        carregar_RST(&RAT,0,0);
        carregar_RST(&ESP,0,0);
    }
    if(Vt_filt < 1.45){
        if(!(nRAT%2)){ // a cada 30ms, soma 1% ao Vref -> total = 3 segundos
            if(rampa >= 100) rampa = 100; //limitador de rampa
            else{
                rampa++;
                Vref = rampa*0.01;
            }
            nRAT = 0;
        }
        nRAT++;
    }
    break;

case AUTO_RAT :
    strcpy(label1,"RAT LIGADO ");
    if(diag_tensao != NOMINAL) estado_maquina = FALHA;
    if((rem_Rt|retornar)&(!debounce)){
        estado_maquina = PARADA_RAT;
        rem_Rt = 0;
    }
    if(retornar) debounce = 30;
    if(Sbpa.on){
        calc_sbpa(&Sbpa);
        sbpa_Vref = Vref*((Sbpa.saida*2.0 - 1.0)*sbpa_K);
    }
}

```



```

        }else sbpa_Vref = 0;
        break;

    case PARADA_RAT :
        strcpy(label1,"GERADOR OFF ");
        Estado_ESP      = DESLIGADO;
        Estado_RAT      = DESLIGADO;
        Manual          = 0;
        Vref            = 0;
        adj_u           = 0;
        estado_maquina  = STAND_RAT;
        break;

    case FALHA:
        strcpy(label1,"FALHA ");
        if((rem_Av | avancar)&(!debounce)){
            estado_maquina = STAND_RAT;
            rem_Av = 0;
        }
        Estado_ESP      = DESLIGADO;
        Estado_RAT      = DESLIGADO;
        Manual          = 0;
        Vref            = 0;
        adj_Vref        = 0;
        rampa           = 0;
        break;
} // fim do switch da máquina de estado
//-----
//                                     ESP
//-----
if (Estado_ESP) u_ESP = calc_RST(&ESP, dPe, 0);
else u_ESP = 0;
//-----
//                                     RAT
//-----
Vref += adj_Vref;
if (Estado_RAT){
    u_RAT = calc_RST(&RAT,Vt_filt,Vref + sbpa_Vref + u_ESP);
    Manual = u_RAT;
}else u_RAT = Manual ;
//-----
//                                     ATUAÇÃO
//-----
u_RAT2 = u_RAT + adj_u;
SetDCOC3PWM(_pu2UnIn(u_RAT2)); // aplica o sinal de controle como ciclo de trabalho do PWM
//-----
//                                     INTERFACE
//-----
u2_ihm = _pu2UnIn(u_RAT2); // converte de p.u (float) para inteiro não sinalizado.
Vref_ihm = (int)(Vref*10000.0);
v_ihm = (int)(Vt_filt*10000.0);
p_ihm = (int)(Pe_filt*10000.0);
dpe_ihm = (int)((dPe+2.0)*12000.0);
uesp_ihm = (int)((u_ESP+2.0)*12000.0);

if(!(w%1)){ // Enviar dados para o canal serial a cada 15ms (1*Ts)
    sprintf(dado,"%04x%04x%04x%04x%04x%04x%01d%01d%01d",
        v_ihm,p_ihm,u2_ihm,Vref_ihm,dpe_ihm,Sbpa.saida,uesp_ihm,
        Estado_RAT, Estado_ESP, Sbpa.on);
    putsUART1(dado);
}w++;
if(!(z%30)){ // Enviar dados para LCD a cada 450ms (30*Ts)
    lcd_line1();
    lcd_string(label1);
    sprintf(label2, "Vt:%01.2f Pe:%01.2f", Vt_filt,Pe_filt);
    lcd_line2();
    lcd_string(label2);
}z++;

if(debounce > 0) debounce--; // decremeta a contagem de debounce até zerar
}
}

```

Parte 5: Configuração das Estruturas RAT, ESP, Filtros e SBPA

```

#include "estruturas.h"
#include "prototipos.h"
extern SBPA          Sbpa;
extern CONTROLE     RAT, ESP;
extern FILTRO       filtroVt, filtroPe, filtroDPe;

void carregar_estruturas(void){
    RAT.r0           = 0.524235054069684;
    RAT.r1           = -0.484572990495059;
    RAT.r2           = 0;
    RAT.r3           = 0;
    RAT.s1           = -1.746653103320109;
    RAT.s2           = 1.070567456354147;
    RAT.s3           = -0.293855366411193;
    RAT.s4           = 0.042491219011559;
    RAT.s5           = -0.072550205634403;
    RAT.T            = 0.039662063574625;
    RAT.sp           = 0; // inicia sem DROOP
    RAT.periodo      = 1; // período de amostragem do RAT = 15ms
    RAT.uMax         = 1.0;
    RAT.uMin         = 0;
    carregar_RST(&RAT, 0, 0);

    ESP.r0           = 4.554114148281024;
    ESP.r1           = -6.975073560390254;
    ESP.r2           = 3.560262921718429;
    ESP.r3           = -1.656766760833645;
    ESP.s1           = 0.2293811779477022;
    ESP.s2           = 0.0031454354757142;
    ESP.s3           = -0.2596006013192098;
    ESP.s4           = 0;
    ESP.s5           = 0;
    ESP.T            = 0;
    ESP.sp           = 0;
    ESP.periodo      = 4; // período de amostragem do ESP = 60ms
    ESP.uMax         = 0.075;
    ESP.uMin         = -0.075;
    carregar_RST(&ESP, 0, 0);

    filtroVt.a1      = -1.141109473383089;
    filtroVt.a2      = 0.411975817393630;
    filtroVt.b0      = 0.067716586002635;
    filtroVt.b1      = 0.135433172005271;
    filtroVt.b2      = 0.067716586002635;
    carregar(&filtroVt, 0, 0); // Carrega FPB de 7.01Hz

    filtroPe.a1      = -1.449479556579462;
    filtroPe.a2      = 0.571212439290293;
    filtroPe.b0      = 0.030433220677708;
    filtroPe.b1      = 0.060866441355416;
    filtroPe.b2      = 0.030433220677708;
    carregar(&filtroPe, 0, 0); // Carrega FPB de 4Hz

    filtroDPe.a1     = -1.913441622439142;
    filtroDPe.a2     = 0.917035488176175;
    filtroDPe.b0     = 0.957619277653829;
    filtroDPe.b1     = -1.915238555307658;
    filtroDPe.b2     = 0.957619277653829;
    carregar(&filtroDPe, 0, 0); // Carrega FPA de 0.65Hz

    Sbpa.on          = 0;
    Sbpa.clock       = 0;
    Sbpa.celulas     = 0b1010101010101010;
    Sbpa.Tbit        = 8;
    Sbpa.Ncel        = 3;
    carregar_sbpa(&Sbpa);
}

```

Parte 6: Configuração da comunicação serial

```
#include "prototipos.h"
void uart_init(){
    unsigned int ubrg;
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;

    CloseUART1(); // Desliga a UART1
    ubrg = 15; // Taxa de transmissão 115200bps
    ConfigIntUART1( UART_RX_INT_EN & // Habilita a Interrupção de Recepção da UART.
                   UART_RX_INT_PRI & // Define a Prioridade da Interrupção de Recepção como 1.
                   UART_TX_INT_DIS ); // Desabilita a Interrupção de Transmissão da UART.

    config1 = UART_EN & //Habilita UART1.
             UART_IDLE_CON & //UART1 funciona no modo IDLE.
             UART_DIS_WAKE &
             UART_DIS_LOOPBACK & //Desabilita o modo Loop Back.
             UART_DIS_ABAUD & //Desabilita o modo autobaud.
             UART_NO_PAR_8BIT & //Define o dado com 8 bits e sem bit de paridade.
             UART_1STOPBIT & //Define o stop bit como 1
             UART_RX_TX; //Define o uso dos pinos normais RX e TX

    config2 = UART_INT_TX_BUF_EMPTY & //Interrupção TX quando o buffer estiver vazio.
             UART_TX_PIN_NORMAL & //Define o bit TX break como normal.
             UART_TX_ENABLE & //Habilita a transmissão da UART.
             UART_INT_RX_CHAR & //Define a Interrupção RX quando o buffer tiver 1 caracteres.
             UART_ADR_DETECT_DIS & //Desabilita o modo de address detect.
             UART_RX_OVERRUN_CLEAR; //Limpa o flag de overrun.

    OpenUART1(config1 , config2, ubrg); //Configura a UART1.
    while(BusyUART1()); //Aguarda até desocupar a UART.
}

```

Parte 7: Configuração do LCD 16x2

```
#include "prototipos.h"
#include "definicoes.h"

void lcd_string(char *senpoint) // OBS: Este código funciona apenas se forem utilizados as portas (RB9,RB10,RB11 e RB12)
{ // como bits de dados do LCD.
    while(*senpoint != '\0')
    {
        lcd_char(*senpoint);
        senpoint++;
    }
}

void lcd_line1(void){
    lcd_cmd(0x80); // cursor na inicio da linha 1
}

void lcd_line2(void){
    lcd_cmd(0xc0); // cursor na inicio da linha 2
}

void lcd_cmd(int letter){ // função que executa instruções do LCD
    unsigned int t ;
    letter = letter << 5; // desloca p/ os bits coincidir com os pinos do LCD (RB9,RB10,RB11 e RB12).
    LCD_DATA &= ~0x1e00; // prepara p/ receber a 'parte alta' dos dados.
    LCD_DATA |= letter; // escreve os bits de dado nos pinos do LCD
    RS = 0; // informa para o LCD que é uma instrução.
    Nop( );
    e_togg( ); // executa a 'parte alta' do comando no LCD.
    letter = letter << 4; // prepara a 'parte baixa' dos dados.
    LCD_DATA &= ~0x1e00;
    LCD_DATA |= letter;
    e_togg( ); // executa a 'parte baixa' do comando no LCD.
    for( t = 0 ; t >= 2950 ; t++ );
}

void lcd_char(int letter) // função que executa a escrita no LCD
{
    unsigned int t, letter2;
}

```

```

letter2 = (letter << 5)&(0x1e00);
LCD_DATA &= ~0x1e00;
LCD_DATA |= letter2;
RS = 1; // informa para o LCD que é um caracter.
e_togg(); // executa a 'parte alta' do comando no LCD.
letter2 = letter << 9;
LCD_DATA &= ~0x1e00;
LCD_DATA |= letter2;
RS = 1;
e_togg(); // executa a 'parte alta' do comando no LCD.
for( t = 0 ; t >= 2950 ; t++ );
}

void lcd_init(void)
{
    unsigned int t, ms ;
    ADPCFG |= 0x1e00; //configura pinos do PortB como I/O digitais

    //configuração dos bits de saída para conectar o LCD.
    D7_TrisBit = 0;
    D6_TrisBit = 0;
    D5_TrisBit = 0;
    D4_TrisBit = 0;
    E_TrisBit = 0;
    RS_TrisBit = 0;

    E = 0;

    for( ms = 0 ; ms >= 100 ; ms++ )
        for( t = 0 ; t >= 29500 ; t++);

    // Envia a instrução 4-bits e 2-linhas para o LCD
    LCD_DATA &= ~0x0400;
    LCD_DATA |= 0x0400;
    e_togg();
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    LCD_DATA &= ~0x1000;
    LCD_DATA |= 0x1000;
    e_togg();
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    lcd_cmd(0x28); //Modo 4-bit e 2 linhas
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    lcd_cmd(0x10); //Cursor move para a esquerda
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    lcd_cmd(0x06); //Modo incremento
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    lcd_cmd(0x0d); //Liga o display - piscar cursor
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
    lcd_cmd(0x01); //Limpa o display
    for( t = 0 ; t >= 5900 ; t++ );
}

void e_togg(void)
{
    E = 1;
    Nop();
    E = 0;
}

```

Parte 8: Configuração do temporizador TIMER1

```
#include "prototipos.h"
```

```

void timer_init(int t){
    unsigned int tmr1_reg;

    ConfigIntTimer1(T1_INT_OFF);
    tmr1_reg = T1_ON & T1_PS_1_256 & T1_GATE_OFF &
              T1_IDLE_CON & T1_SOURCE_INT;

    WriteTimer1(0);
    int tt = (int)((t*29491.1)/256.0);
    OpenTimer1(tmr1_reg, tt);
}

```

Parte 9: Configuração do conversor AD de 12bits

```
#include "prototipos.h"
void ad_init(){
    unsigned int PinConfig, Scansselect;
    unsigned int Adcon3_reg, Adcon2_reg, Adcon1_reg;

    ADCON1bits.ADON = 0; // desliga ADC
    ConfigIntADC12(ADC_INT_DISABLE);
    PinConfig = ENABLER_AN0_ANA &
                ENABLE_AN1_ANA &
                ENABLE_AN2_ANA ;
    Scansselect = SCAN_NONE |
                 ~SKIP_SCAN_AN1 |
                 ~SKIP_SCAN_AN2 ;
    Adcon3_reg = ADC_SAMPLE_TIME_31 &
                 ADC_CONV_CLK_SYSTEM &
                 ADC_CONV_CLK_10Tcy;
    Adcon2_reg = ADC_VREF_EXT_AVSS &
                 ADC_SCAN_ON &
                 ADC_ALT_BUF_OFF &
                 ADC_ALT_INPUT_OFF &
                 ADC_SAMPLES_PER_INT_2;
    Adcon1_reg = ADC_MODULE_ON &
                 ADC_IDLE_CONTINUE &
                 ADC_FORMAT_INTG &
                 ADC_CLK_AUTO &
                 ADC_AUTO_SAMPLING_OFF;
    OpenADC12(Adcon1_reg, Adcon2_reg, Adcon3_reg, PinConfig, Scansselect);
}
}
```

Parte 10: Configuração do PWM

```
#include "definicoes.h"
#include "prototipos.h"
void pwm_init(unsigned int Fpwm){
    CloseOC3();
    ConfigIntOC3(OC_INT_OFF);
    PR2 = (int)((Fcy/Fpwm) - 1);
    TMR2 = 0x0000;
    T2CON = 0x8000; // Liga o timer2, Clock interno, prescale = 1:1
    SetDCOC3PWM(0);
    OpenOC3(OC_IDLE_CON & OC_TIMER2_SRC & OC_PWM_FAULT_PIN_DISABLE, 0, 0);
}
}
```

Parte 11: Funções de inicialização e cálculo dos controladores

```
#include "estruturas.h"
#include "prototipos.h"
void carregar_RST(CONTROLE *f, float y, float u){
    // Carregar atrasos da saída
    f->u[0] = u;
    f->u[1] = u;
    f->u[2] = u;
    f->u[3] = u;
    f->u[4] = u;
    f->u[5] = u;

    // Carregar atrasos da entrada
    f->y[0] = y;
    f->y[1] = y;
    f->y[2] = y;
    f->y[3] = y;

    f->clock = 0;
}

float calc_RST(CONTROLE *f, float y, float x){
    if(!(f->clock%f->periodo)){
        // Atualizar os atrasos da entrada
        f->y[3] = f->y[2];
        f->y[2] = f->y[1];
        f->y[1] = f->y[0];
    }
}
```

```

// Atualizar os atrasos da saída
f->u[5] = f->u[4];
f->u[4] = f->u[3];
f->u[3] = f->u[2];
f->u[2] = f->u[1];
f->u[1] = f->u[0];

// Carrega variável a ser controlada
f->y[0] = y;

// Calcular saída do controlador
// u(k) = T*sp-(r0*y(k)+r1*y(k-1)+r2*y(k-2)+r3*y(k-3))- (s1*u(k-1)+s2*u(k-2)+s3*u(k-3)+s4*u(k-4)+s5*u(k-5))
f->u[0] = ((f->r0/(f->sp+1))      +
          (f->r1/(f->sp+1))      +
          (f->r2/(f->sp+1))      +
          (f->r3/(f->sp+1))      ) * x
          ((f->r0/(f->sp+1))*f->y[0] +
          (f->r1/(f->sp+1))*f->y[1] +
          (f->r2/(f->sp+1))*f->y[2] +
          (f->r3/(f->sp+1))*f->y[3] )
          ((f->s1/(f->sp+1))*f->u[1] +
          (f->s2/(f->sp+1))*f->u[2] +
          (f->s3/(f->sp+1))*f->u[3] +
          (f->s4/(f->sp+1))*f->u[4] +
          (f->s5/(f->sp+1))*f->u[5] );

// Limitador da saída
if (f->u[0]>f->uMax) f->u[0]=f->uMax;
if (f->u[0]<f->uMin) f->u[0]=f->uMin;
}
f->clock++;
return f->u[0]; // Retornar a saída
}

```

Parte 12: Funções de inicialização e cálculo dos filtros digitais

```

#include "estruturas.h"
#include "prototipos.h"
void carregar(FILTRO *f, float g, float h){ // Carregar atrasos da memória do filtro
    f->g[0] = g;
    f->g[1] = g;
    f->h[0] = h;
    f->h[1] = h;
}

float calcular(FILTRO *f, float u){
    // Calcular saída do filtro
    f->u    = u;
    f->y    = f->b0*f->u + f->h[1];
    f->h[0] = f->b1*f->u - f->a1*f->y + f->g[1];
    f->g[0] = f->b2*f->u - f->a2*f->y;

    // Atualizar os atrasos das memórias g e h
    f->h[1] = f->h[0];
    f->g[1] = f->g[0];

    return f->y; // Retornar a saída
}

```

Parte 13: Funções de inicialização e cálculo da SBPA

```

#include "prototipos.h"
#include "estruturas.h"
void carregar_sbpa(SBPA *psbpa){
    int p2init[11] = {2,2,2,2,2, 4, 2, 8, 16, 16, 8}; // p2init = bits utilizáveis na 2a entrada da XOR
    // ex.: Ncel=5 => p2init[5]=4 => 0b000000000000 00100 & células
    int Ndinit[11] = {1,1,1,1,1, 2, 1, 3, 4, 4, 3}; // Ndinit = deslocamentos de p2 até o nível de p1;
    int entrada[11] = {2,2,2,4,8,16,32,64, 128,256,512};
}

```

```

memcpy(&psbpa->p2, &p2init, 22);
memcpy(&psbpa->Ndesl, &Ndinit, 22);
memcpy(&psbpa->entrada, &entrada, 22);
}
int calc_sbpa(SBPA *psbpa){
    int Ncel = psbpa->Ncel;
    int ent, p1, p2;
    if(!(psbpa->clock%psbpa->Tbit)){           // testa Tbit
        p1 = psbpa->celulas & 0x0001;         // copia o bit de saída: p1
        p2 = (psbpa->celulas & psbpa->p2[Ncel]) >> psbpa->Ndesl[Ncel]; // copia o bit intermediário: p2
        psbpa->celulas >>= 1;                 // atualiza as células (deslocamento)
        ent = psbpa->entrada[Ncel];          // carrega o valor de entrada de acordo o Ncel
        if(p1 ^ p2) psbpa->celulas |= ent;    // atribui '1' a célula de entrada
        else psbpa->celulas &= ~ent;        // atribui '0' a célula de entrada
        psbpa->saida = p1;                   // atualiza a saída do SBPA
    }
    psbpa->clock++;
    return psbpa->saida;
}

```

Parte 14: Rotina do interpretador de comandos recebidos via UART

```

#include "estruturas.h"
#include "prototipos.h"
#include "definicoes.h"
extern float Manual, Vref, adj_u;
extern float sbpa_Vref, sbpa_K;
extern SBPA Sbpas;
extern CONTROLE RAT,ESP;
extern unsigned int rem_Av,rem_Rt;
extern int estado_maquina,Estado_RAT,Estado_ESP,Local_Sbpa;
void exec_comando(char *ptr){
    char aux[10], sinal = 0; float auxf;

    switch(*ptr){
        case 'A': // 'AVNNN000000!' : para (V=I)inc/(V=D)dec Vref de N.NN.
            ptr++;
            sinal = 0;
            if(*ptr == 'I') sinal = 1;
            if(*ptr == 'D') sinal = -1;
            ptr++;
            if(sinal){
                strncpy(aux, ptr, 3);
                aux[3] = '\0';
                auxf = atoi(aux)/1000.0;
                Vref += sinal*auxf;
                if(Vref>Vref_max) Vref = Vref_max; // limite Max Vref
                if(Vref<Vref_min) Vref = Vref_min; // limite Min Vref
            }
            break;

        case 'B': // "BAR00000000!": para (A=1)avançar/(R=1)retornar
            ptr++;
            if(*ptr=='1') rem_Av = 1;
            ptr++;
            if(*ptr=='1') rem_Rt = 1;
            break;

        case 'C': // 'CANNN000000!': para (A=I)inc/(A=D)dec adj_uRAT de N.NN.
            ptr++;
            sinal = 0;
            if(*ptr == 'I') sinal = 1;
            if(*ptr == 'D') sinal = -1;
            ptr++;
    }
}

```

```

if(sinal){
    strncpy(aux, ptr, 3);
    aux[3] = '\0';
    auxf = atoi(aux)/100.0;
    adj_u = sinal*auxf*Manual;
    if(adj_u > adj_u_max) adj_u = adj_u_max; // limite Max adj_uRAT
    if(adj_u < adj_u_min) adj_u = adj_u_min; // limite Min adj_uRAT
}
break;

case 'D': // 'DXNTPP00000!': (X=1)liga / (X=0)desliga o sbpa
// (N=[2 9] células, (2x)Tempo de bit T e P*0.01 de amplitude
ptr++;
if(*ptr == '1') Sbpa.on = 1;
else{
    Sbpa.on = 0;
    sbpa_Vref = 0;
}
if(Sbpa.on){
    ptr++;
    if(*ptr >= '2') & (*ptr <= '9') Sbpa.Ncel = *ptr - '0';
    ptr++;
    if(*ptr >= '4') & (*ptr <= '9') Sbpa.Tbit = (*ptr - '0');
    ptr++;
    strncpy(aux, ptr, 2);
    aux[2] = '\0';
    auxf = atoi(aux)/100.0;
    sbpa_K = auxf;
}
break;

case 'E': // 'ERE00000000!': (R=1)liga RAT (E=1)liga ESP.(desl.=> 0).
ptr++;
if(*ptr == '1') Estado_RAT = 1;
else{
    Estado_RAT = 0;
    Estado_ESP = 0;
}
ptr++;
if(*ptr == '1') & (Estado_RAT) Estado_ESP = 1;
else Estado_ESP = 0;
break;

case 'F': // 'F000D000000!': D = droop [0 5] (%).
ptr++; ptr++; ptr++;
if(*ptr >= '0') & (*ptr <= '5')
    RAT.sp = ((float)(*ptr - '0')/100.0)*(RAT.r0+RAT.r1+RAT.r2+RAT.r3);
break;

case 'G': // 'GXYZW000000!': X=A liga, Y=B desliga relé de campo
// Z=C liga, W=D desliga relé de armadura
ptr++;
if(estados_maquina == STAND_RAT) {
    if(*ptr == 'A') ReleCampo = LIGADO;
}
ptr++;
if(estados_maquina != AUTO_RAT){
    if(*ptr == 'B'){
        ReleCampo = DESLIGADO;
        ReleArmadura = DESLIGADO;
    }
}
ptr++;
if(estados_maquina == AUTO_RAT){
    if(*ptr == 'C') ReleArmadura = LIGADO;
}
ptr++;
if(*ptr == 'D') ReleArmadura = DESLIGADO;
break;
}
}
}

```