

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

**MONITORIZAÇÃO E CONTROLE EM TEMPO  
REAL BASEADOS EM MICROCOMPUTADOR  
PARA UM MICROGERADOR SÍNCRONO E  
MOTOR CC**

**LUIS REYES ROSALES MONTERO**

Tese apresentada à Coodenação dos Cursos de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Ciências.

**ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: PROCESSAMENTO DA ENERGIA**

**CURSINO BRANDÃO JACOBINA (Dr. Ing. - Orientador)**

**WELLINGTON SANTOS MOTA (Ph.D. - Orientador)**

**Campina Grande-PB  
22 de setembro de 1995**

42000  
621.51577(63)  
1995m



M778m      Montero, Luís Reyes Rosales.  
Monitorização e controle em tempo real baseados em  
microcomputador para um microgerador síncrono e motor CC /  
Luís Reyes Rosales Montero. - Campina Grande, 1995.  
101 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade  
Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1995.  
Referências.  
"Orientação : Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof.  
Dr. Wellington Santos Mota".  
Referências.

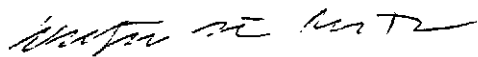
1. Processamento de Energia - Computadores. 2.  
Microgerador. 3. Motor CC. 4. Tese - Engenharia Elétrica.  
I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Mota, Wellington Santos.  
III. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB).  
IV. Título

CDU 621.315:004(043)

**MONITORIZAÇÃO E CONTROLE EM TEMPO REAL BASEADOS EM  
MICROCOMPUTADOR PARA UM MICROGERADOR  
SÍNCRONO E MOTOR CC**

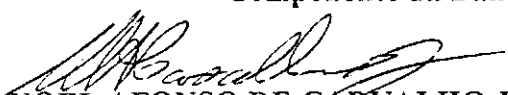
**LUIS REYES ROSALES MONTERO**

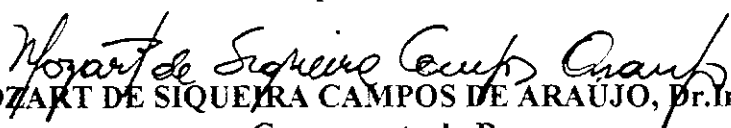
Tese Aprovada em 22.09.1995

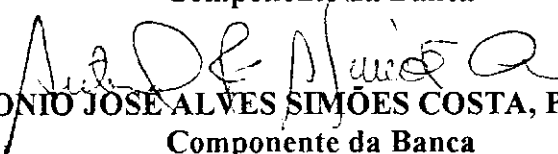
  
**WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFPB**  
Orientador

  
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.-Ing., UFPB**  
Orientador

  
**MISAEEL ELIAS DE MORAIS, Dr.-Ing., UFPB**  
Componente da Banca

  
**MANOEL AFONSO DE CARVALHO JÚNIOR, Ph.D., UFPE**  
Componente da Banca

  
**MOZART DE SIQUEIRA CAMPOS DE ARAÚJO, Dr. Ing., UFPE**  
Componente da Banca

  
**ANTONIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA, Ph.D., UFSC**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB  
Setembro - 1995

## DEDICATÓRIA

A Deus

A meus irmãos

A minha esposa Edilene

A meus sogros Hermes e Iluminata

Aos meus filhos Berman, Vanessa e Priscila

Aos meus pais Santa Cruz (em memória) e Laida

## AGRADECIMENTOS

Aos professores Wellington Santos Mota e Cursino Brandão Jacobina, pela orientação deste trabalho.

Aos meus colegas, Luciano, Nazareno, Homero, Lourenço, Epaminondas e Gehlot, aos estudantes de engenharia elétrica Gustavo, Frederico, Eloi, Lazaro, Raphael, aos engenheiros Sebastião e Alexandre pela colaboração na realização deste trabalho.

Ao professor Francisco das Chagas Fernandes Guerra (responsável pelo laboratório de Proteção e Simulação de Sistemas de Potência) pelas constantes discussões e intensa colaboração na realização deste trabalho.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba por ter facilitado o uso dos instrumentos, máquinas e espaços dos laboratórios de Máquinas Elétricas, Proteção e Simulação de Sistemas de Potência e o laboratório de sistemas de potência.

Ao Deutsche Gesellschaft für Technische Zusammenarbeit (GTZ), órgão de cooperação técnica internacional da República Federal da Alemanha, por todo o suporte necessário a construção das microlinhas de transmissão e aquisição de instrumentos de laboratório.

Ao Departamento de Desenvolvimento Tecnológico da Eletrobrás pela doação de alguns instrumentos de medição eletromecânicos utilizado neste trabalho.

## RESUMO

Este trabalho tem como principal contribuição a criação de um ambiente para implementação real de controladores em sistemas de potência. Também traz contribuições ao estudo de estabilidade dinâmica em sistemas de potência, bem como ao desenvolvimento de instrumentos de medição baseados em microcomputadores e controladores digitais para geradores e turbina.

Para realizar este estudo foi utilizado um conjunto de micromáquinas constituída por um microgerador síncrono de 3 KVA e um motor de corrente contínua de 5,5 kW. Eles foram construídos em escala reduzida para representar um turbo gerador e uma turbina de grande porte.

Para controlar as micromáquinas foi implementado um painel de sensores de grandezas elétricas eletromecânicos, proteção e acionamento. O painel possui também um sistema de sincronismo com a rede local através de transformadores e microlinhas de transmissão, formando assim um sistema reduzido de potência que permite realizar estudos de estabilidade em tempo real.

Utilizando-se um microcomputador IBM-386, desenvolveu-se um programa destinado ao controle do sistema de excitação e velocidade com a visualização e registro de grandezas elétricas em tempo real chamado SISMOCON. Para operar as micromáquinas através do teclado do microcomputador desenvolveu-se uma interface homem máquina.

Foram implementados: um controlador PI para controlar a tensão terminal do microgerador, dois controladores PI que operam em cascata para controlar corrente e velocidade do motor cc. O critério para sintonizar os controladores PI digitais foi o de amortecimento ótimo e cancelamento de pólos dominantes.

Desenvolveram-se instrumentos dedicados e de precisão baseados em microprocessador que auxiliam no processo de avaliar o desempenho dinâmico do microgerador. Estes instrumentos são: sensor de ângulo de carga, sensor de frequência elétrica, sensor de ângulo de fase e sensor de fator de potência.

Para melhorar a estabilidade do microgerador e controlar o fornecimento de energia ativa e reativa à rede de energia local, foram desenvolvidos limitadores de potência ativa e reativa que permitem que o micro gerador e o motor cc operem com segurança e dentro da região limitada pela curva de capacidade.

Finalmente, desenvolveu-se uma técnica de compensação através do sistema de excitação para a melhoria da estabilidade da máquina.

## ABSTRACT

The main contribution of this study is the creation of a environment for real implementation of power system controllers. Also, it contributes to dynamic stability studies as well to the development of measurement instruments based on microcomputers and digital controllers for generator and turbine.

To realize this work, a set of micromachines composed of a 3 KVA microgenerator and a 5,5 KW DC motor have been used. They were constructed in reduced scale to represent a realistic generator/turbine system.

To run up the micromachine a control, measurement and protection panel has been implemented. The panel has a synchronizing system with a distribution energy system through transformer and microtransmission line. In this way, one has a reduced model which allows real time stability studies.

Using a IBM -386 microcomputer, a software called "SISMOCON" for excitation and speed control has been developed. The software allows line recording and visualization of electric variables. To operate the micromachines through the keyboard, a man-machine interface has also been developed.

The following digital controllers have been implemented: A PI controller for the microgenerator terminal voltage control and two PI controllers with cascade operation for DC motor speed and current control. The criterion for tuning the digital PI controllers is based on optimal damping and dominant pole cancelation.

To help the microgenerator dynamic process evaluation, accurate and dedicated transducers based on microcomputer have been developed. These transducers are: Load angle, electric frequency, phase angle, power factor.

To improve the microgenerator stability and to control the local network energy supply, active and reative power limiters were developed. These limiters allow the micromachines to work with security within a limited region of the machine capability curve.

Finally a compensation technique to improve the machine stability through the excitation system has been developed.

## **INTRODUÇÃO GERAL**

Introdução	01
Modelos reduzidos de sistemas de potência	01
Estabilidade dinâmica da máquina síncrona	01
Sensores de grandezas elétricas para geradores síncronos	02
Motivação da pesquisa	02
Contribuição da pesquisa	02

## **CAPÍTULO 1 - CONTROLADORES CONTÍNUOS E MODELO REDUZIDO DE POTÊNCIA**

1.1 INTRODUÇÃO	05
1.2 SISTEMA DE EXCITAÇÃO PARA O MICROGERADOR	05
1.2.1 Modelo da máquina síncrona	07
1.2.2 Filtro de medição da tensão terminal	07
1.2.3 Ponte trifásica simétrica do microgerador	07
1.2.4 Controlador proporcional integral	08
1.2.5 Critério de sintonia dos parâmetros do controlador PI de tensão	08
1.3 ACIONAMENTO DA MICROTURBINA (MOTOR CC)	09
1.3.1 Motor CC	11
1.3.2 Filtro de corrente	11
1.3.3 Filtro de velocidade	11
1.3.4 Ponte trifásica simétrica do motor CC	12
1.3.5 Sintonia dos parâmetros do controlador de corrente de armadura do motor CC	12
1.3.6 Sintonia dos parâmetros do controlador de velocidade	13



1.4 MODELO REDUZIDO DE POTÊNCIA	15
1.5 MICROMÁQUINAS	15
1.6 MEDIÇÃO DA VELOCIDADE ANGULAR	16
1.7 MEDIÇÃO DA CORRENTE CONTÍNUA DO MOTOR CC	16
1.8 PONTE TRIFÁSICA SIMÉTRICA CONTROLADA	16
1.9 MICROTRANSFORMADOR DE POTÊNCIA	19
1.10 MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO	20
1.11 PAINEL DE SINCRONIZAÇÃO DO MICROGERADOR COM A REDE	22
1.12 CONCLUSÃO	23

## **CAPÍTULO 2 SISTEMA DE MONITORIZAÇÃO E CONTROLE EM TEMPO REAL PARA UM MICROGERADOR**

2.1 INTRODUÇÃO	25
2.2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS	26
2.3 AQUISIÇÃO DE DADOS	27
2.4 SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL	24
2.5 UNIDADE DE PROCESSAMENTO	29
2.5.1 Programa	29
2.5.2 Rotina de controle e inicialização a placa aquisição de dados	31
2.5.3 Rotina de visualização dos sinais na tela	31
2.5.4 Rotina de interface com o usuário	31
2.5.5 Rotina de partida, sincronização e controle automático da micro unidade	31
2.5.6 Rotina de finalização do programa	32
2.6 COMPARAÇÃO DO SISTEMA SISMOCON COM SIMILARES	32
2.7 CONCLUSÃO	34

## **CAPÍTULO 3 - CONTROLADORES DIGITAIS**

3.1. INTRODUÇÃO	35
3.2 SISTEMA DE EXCITAÇÃO DO GERADOR SÍNCRONO CONTROLADO POR COMPUTADOR	35
3.3 SINTONIA DO CONTROLADOR DE TENSÃO DISCRETO	36
3.3.1 Influência do período de amostragem nos parâmetro do controlador	37

3.3.2	Algoritmo do controlador PI discreto de tensão	38
3.3.3	Período de amostragem da tensão terminal	38
3.4	ACIONAMENTO DIGITAL DO MOTOR CC (MICROTURBINA)	39
3.4.1	Sintonia do controlador discreto PI de corrente de armadura do motor CC	40
3.4.2	Algoritmo do controlador PI discreto de corrente	40
3.4.3	Período de amostragem da corrente	41
3.4.4	Sintonia do controlador discreto PI de velocidade do motor CC	41
3.4.5	Algoritmo do controlador PI discreto de velocidade	42
3.4.6	Período de amostragem da velocidade	42
3.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	42
3.6	CONCLUSÃO	44

## **CAPÍTULO 4 - SENSORES DE GRANDEZAS ELÉTRICAS**

4.1	INTRODUÇÃO	45
4.2	SENSOR DE FREQUÊNCIA ELÉTRICA	45
4.2.1	Descrição do sensor de frequência elétrica	46
4.2.2	Algoritmo para obter a frequência elétrica de um sinal senoidal	47
4.2.3	Resultados experimentais do sensor de frequência	47
4.2.4	Comparação do sensor de frequência com similares	48
4.2.5	Aplicações do sensor de frequência	49
4.3	ÂNGULO DE CARGA	49
4.3.1	Descrição do transdutor de ângulo de carga para máquinas síncronas	50
4.3.2	Algoritmo para obter o ângulo de carga de uma máquina síncrona	53
4.3.3	Comparação do sensor de ângulo de carga com similares	53
4.3.3	Resultados experimentais do ângulo de carga	54
4.3.5	Aplicações do sensor de ângulo de carga	55
4.4	SENSOR DE ÂNGULO DE FASE ENTRE DOIS SINAIS SENOIDAIS	56
4.4.1	Descrição do transdutor de ângulo de fase	57
4.4.2	Algoritmo para obter o ângulo de fase	58
4.4.3	Resultados experimentais do sensor de fase entre dois sinais senoidais	58
4.4.4	Aplicações do sensor de ângulo de fase	58
4.5	FATOR DE POTÊNCIA	58
4.5.1	Algoritmo para obter o fator de potência	59
4.5.2	Aplicações do medidor de fator de potência	59
4.6	CONCLUSÃO	59

## **CAPÍTULO 5 - CONTROLE DE POTÊNCIA E CONTROLADOR DIGITAL PI DE TENSÃO COMPENSADO**

5.1 INTRODUÇÃO	61
5.2 CURVA DE CAPACIDADE DO GERADOR SÍNCRONO	61
5.3 GERAÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA DO MICROGERADOR	63
5.4 GERAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA DO MICROGERADOR	67
5.5 EFEITOS NA ESTABILIDADE DO MICROGERADOR SUBEXCITADO	69
5.6 COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA REAÇÃO DA ARMADURA	72
5.7 CONTROLADOR DE TENSÃO TERMINAL COMPENSADO	73
5.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONTROLADOR DIGITAL PI COMPENSADO	75
5.9 CONCLUSÃO	77

## **CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

6.1 INTRODUÇÃO	79
6.2 CONCLUSÕES GERAIS	79
6.3 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	83

### **ANEXOS**

A.1 MODELO DE PARK DA MÁQUINA SÍNCRONA	85
A.2 MODELO REATÂNCIAS OPERACIONAIS	86
A.3 MODELO LINEARIZADO DA MÁQUINA SÍNCRONA PARA CONTROLE	88
B.1 MODELO DO MOTOR CC	90
B.2 CRITÉRIO DE AMORTECIMENTO	92
C.1 MAPA DE ENDEREÇAMENTO DA PLACA 386-DX-40 Mhz	95
C.2 REGISTROS INTERNOS DA PLACA DE "INTERFACE"	96

<b>BIBLIOGRAFIA</b>	97
---------------------	----

A/D : Conversor analógico digital

B : Constante de atrito do motor CC

BIOS: "Basic input/output system"

BYTE : Valor numérico de 8 bits que pode assumir valores entre 0 e 255

Bits : Representação binária (bit 0 é o mais à direita e bit 7 o mais à esquerda do Byte)

CA/CC : Conversor de tensão alternada para tensão contínua

CC : Corrente contínua

CPU : Unidade de processamento central

D: Constante mecânica de amortecimento normalizada

D: constante mecânica de amortecimento normalizada

D/A : Conversor digital analógico

DMA : Acesso direto a memória

$e(k)$  : Erro da tensão do controlador proporcional integral discreto

$e_{ai}(k)$  : Erro de corrente do controlador proporcional integral discreto

$E_f$  : Tensão gerada ou induzida pelo campo do gerador

$e_{fma}(k)$  : Força contraeletromotriz do motor CC

$e_{fma}$  : Força contraeletromotriz

$e_w(k)$  : Erro de velocidade

E/S : Entrada e saída de dados

$f$  : Frequência da rede de energia elétrica

$f_c$  : Frequência mínima de "clock" do contador programável

$f_m$  : Frequência máxima de "clock" do contador programável

FP : Fator de potência

$G_{cv}(s)$  : Função de transferência de malha aberta do controlador e planta

$G_f(s)$  : Função de transferência do filtro de medição  
 $G_{ff}(s)$  : Função de transferência do filtro de corrente do motor CC  
 $G_{fw}(s)$  : Função de transferência do filtro de velocidade  
 $G_m(s)$  : Função de transferência do gerador síncrono  
 $G_{mi}(s)$  : Função transferência entre a tensão e corrente de armadura  
 $G_{mv}(s)$  : Função transferência do gerador síncrono  
 $G_{mw}(s)$  : Função de transferência entre a corrente de armadura e a velocidade  
 $G_o(s)$  : Função de transferência de malha aberta do sistema gerador-controlador  
 $G_p(s)$  : Função de transferência da ponte trifásica simétrica que alimenta o campo do gerador  
 $G_{pa}(s)$  : Função de transferência da ponte que alimenta a armadura do motor CC  
 $G_r(s)$  : Função de transferência do controlador proporcional integral  
 $G_{rvc}(z)$  : Função de transferência discreta do controlador PI  
 $H$  : Constante de inércia em (kWs/kVA)  
 $I$  : Módulo da corrente estatórica do gerador  
 $i$  : Corrente instantânea  
 $i_a^*(k)$  : Corrente de referência do controlador discreto  
 $i_a(k)$  : Amostra do sinal de corrente de armadura do motor CC  
 $i_d$  : Componente de corrente estatórica de eixo d do gerador  
 $i_q$  : Componente de corrente estatórica de eixo q do gerador  
 $i_t$  : Corrente de fase-neutro do gerador síncrono  
 $J$  : Momento de inercia do eixo do motor CC  
 $K_d$  : Fator de amortecimento mecânico devido ao atrito  
 $K$  : Constante da função de transferência  $G_o(s)$   
 $K_e$  : Constante de torque do motor CC  
 $K_f$  : Ganho do filtro de tensão terminal do gerador  
 $K_{ff}$  : Ganho do filtro de corrente de armadura do motor CC  
 $K_{fw}$  : Ganho do filtro de velocidade do motor CC

$K_m$  : Ganho do gerador  
 $K_i, K_p$  : Constantes do controlador de tensão proporcional integral discreto  
 $K_{pv}$  : Ganho da ponte trifásica do microgerador  
 $K_{pa}$  : Ganho da ponte do motor CC  
 $K_{ii}, K_{pi}$  : Constantes do controlador PI discreto de corrente de armadura  
 $K_{iw}, K_{pw}$  : Parâmetros do controlador discreto de velocidade  
kHz : Kiloherzt  
kVA : Unidade de potência aparente  
kW : Kilowatts  
N : Número de furos disco do sensor do ângulo de carga  
MHz : Megahertz  
ms : Milsegundos  
 $M_e$  : Conjugado eletromagnético do motor CC  
 $M_l$  : Conjugado mecânico aplicado ao eixo do motor CC  
 $p$  : Operador diferencial ( $d/dt$ )  
 $P$  : Potência elétrica ativa do gerador  
PC : Computador pessoal  
PI : Controlador proporcional integral  
 $Q$  : Potência elétrica reativa do microgerador  
 $q_v$  : Taxa de variação (kVA/V)  
 $R_a$  : Resistência de armadura do motor CC  
 $r_a$  : Resistência do estator do gerador  
RAM : Memória de escrita e leitura  
ROM : Memória de leitura  
RATD : Controlador automático de tensão discreto  
 $r_{fd}$  : Resistência de campo eixo d do gerador  
 $r_{kd}$  : Resistência amortecedor eixo d do gerador

$r_{kq}$  : Resistência amortecedor eixo q do gerador  
 $r_{ps}$  : Revolução por segundo  
 S/H : Amostragem e retenção ("Sample and Hold ")  
 SISMOCON : Sistema de monitoração e controle em tempo real  
 $s_p$  : Taxa de variação (kW/w)  
 $T''_d$  : Constante de tempo de curto-circuito sub-transitória eixo d  
 $T''_{d0}$  : Constante de tempo de circuito aberto sub-transitória eixo d  
 $T''_q$  : Constante de tempo de curto-circuito sub-transitória eixo q  
 $T''_{q0}$  : Constante de tempo de circuito aberto sub-transitória eixo q  
 $T'_d$  : Constante de tempo de curto-circuito transitória eixo d  
 $T'_{d0}$  : Constante de tempo de circuito aberto transitória eixo d  
 $T$  : Tempo contido em um meio ciclo do sinal senoidal  
 $T_a$  : Constante de tempo da armadura do motor CC  
 $T_{ai}$  : Período de amostragem da corrente  
 $T_{av}$  : Período do tempo de amostragem da tensão terminal do gerador  
 $T_{aw}$  : Período de amostragem da velocidade  
 $T_e$  : Torque mecânico no eixo da turbina.  
 $T_{el}$  : Torque eletromagnético da máquina síncrona  
 $T_f$  : Constante de tempo do filtro de tensão  
 $T_{ff}$  : Constante de tempo do filtro de corrente do motor CC  
 $T_{fw}$  : Constante de tempo do filtro de velocidade do motor CC  
 $T_{pf}$  : Constante de tempo da função de transferência  $G_O(s)$   
 $T_i, T_n$  : Parâmetros do controlador de tensão contínuo  
 $T_{iw}, T_{nw}$  : Constantes de tempo do controlador PI de corrente  
 $T_{kd}$  : Constante de tempo do circuito amortecedor eixo d  
 $T_m$  : Constante de tempo mecânica do eixo do motor CC  
 $t_m$  : Tempo de subida

$T_{ni}, T_{ij}$  : Constantes de tempo do controlador PI de corrente  
 $T_p$  : Constante de tempo da ponte trifásica simétrica  
 $T_1$  : Constante de tempo da função de transferência  $G_0(s)$   
 $v'_a(k)$  : Tensão de saída do controlador PI de corrente do motor CC  
 $V'_m(k)$  : Saída do controlador PI discreto de corrente de armadura não compensado  
 $V_m(k)$  : Saída do controlador PI discreto de corrente de armadura compensado  
 $V(k)$  : Amostra do sinal de tensão terminal do gerador  
 $V^*(k)$  : Tensão de referência discreta do gerador  
 $V^*(t)$  : Tensão de referência contínua do gerador  
 $V_a(k)$  : Saída do controlador PI de tensão discreto  
 $V_a(z)$  : Resposta do controlador PI no domínio de  $z$   
 $V_a(t)$  : Resposta no tempo do controlador PI contínuo  
 $V_{cc}(t)$  : Tensão de armadura do motor CC  
 $V_d$  : Tensão estatórica do eixo  $d$  do gerador  
 $V_t$  : Tensão fase-nuetro da terminal do gerador  
 $V_{fd}$  : Tensão de excitação nominal do gerador síncrono em p.u.  
 $V_f$  : Tensão nominal de campo do gerador síncrono  
 $V_q$  : Tensão estatórica do eixo  $q$  do gerador  
 $V_r$  : Tensão da rede de energia elétrica  
 $V_{ref}$  : Tensão de referência do gerador  
 $w$  : Velocidade do rotor normalizada na velocidade síncrona  
 $w_m$  : Velocidade do rotor do motor CC  
 $w(k)$  : Amostra da velocidade do motor CC  
 $w^*(k)$  : Velocidade de referência do controlador discreto do motor CC  
 $w^*_{ref}(t)$  : velocidade de referência do motor CC com controlador PI contínuo  
 $w_s$  : Velocidade síncrona 377(rad/s)  
 $X_a$  : Reatância de dispersão do gerador síncrono



$X_d$  : Reatância magnetização eixo d  
 $X_{mfd}$  : Reatância mútua entre o campo e o amortecedor eixo d  
 $X_{md}, X_{mq}$  : Reatâncias magnetização eixos d e q  
 $X_s$  : Reatância síncrona do gerador síncrono pólos lisos  
 $X_d(p)$  : Reatância operacional do eixo d =  $X_a + X_{md}$   
 $X_q$  : Reatância própria do eixo q =  $X_a + X_{mq}$   
 $X_q(p)$  : Reatância operacional do eixo q  
 $X_{fd}$  : Reatância própria do campo eixo d  
 $X_{kd}, X_{kq}$  : Reatâncias próprias dos amortecedores nos eixos d e q  
 $\phi\tau$  : Tempo fornecido pelo transdutor de ângulo de fase  
 $\delta\tau$  : Tempo fornecido pelo transdutor de ângulo de carga  
 $\delta$  : Ângulo de carga da máquina síncrona  
 $\phi$  : Ângulo entre a tensão e corrente de um sistema elétrico  
 $\Phi_d, \Phi_q$  : Fluxos concatenados do estator nos eixos d e q  
 $\Phi_{fd}$  : Fluxo concatenado do campo no eixo d  
 $\Phi_{kd}$  : Fluxo concatenado do amortecedor do eixo d  
 $\Phi_{kq}$  : Fluxo concatenado do amortecedor no eixo q  
 $\Delta V$  : Pequeno incremento de tensão terminal  
 $\Delta w$  : Pequeno incremento de velocidade do motor CC  
 $\Delta\gamma'_{max}$  : "Overshoot" máximo  
 $\mu s$  : Microsegundo  
 $\alpha$  : Ângulo de disparo dos tiristores da ponte trifásica simétrica  
 $\varphi_M$  : Ângulo de fase de  $G_O$

## FIGURAS E TABELAS

<b>Figura 1.1</b> <i>Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do microgeradores síncrono</i>	06
<b>Figura 1.2</b> <i>Diagrama de blocos do sistema de excitação do microgerador</i>	06
<b>Figura 1.3</b> <i>Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade do motor CC</i>	10
<b>Figura 1.4</b> <i>Diagrama de blocos do sistema de acionamento do motor CC</i>	10
<b>Figura 1.5</b> <i>Controle contínuo de velocidade do motor CC, com variação lenta da referência (curva 1 = referência, curva 2 = corrente de armadura, curva 3 = velocidade)</i>	13
<b>Figura 1.6</b> <i>Controle contínuo de velocidade do motor CC, com variação rápida da referência (curva 1 = referência, curva 2 = corrente de armadura, curva 3 = velocidade)</i>	14
<b>Figura 1.7</b> <i>Diagrama esquemático do sistema de controle de uma micro unidade de geração</i>	15
<b>Figura 1.8</b> <i>Circuito sensor de corrente contínua da armadura do motor CC</i>	17
<b>Figura 1.9</b> <i>Forma de onda da tensão saída da ponte trifásica simétrica</i>	18
<b>Figura 1.10</b> <i>Circuito de gatilho da ponte trifásica simétrica</i>	19
<b>Figura 1.11</b> <i>Microtransformador de potência</i>	20
<b>Figura 1.12</b> <i>Microlinhas de transmissão (parte traseira)</i>	21
<b>Figura 1.13</b> <i>Microlinhas de transmissão (parte frontal)</i>	22
<b>Figura 1.14</b> <i>Painel de medição proteção e sincronização do microgerador com a rede</i>	23
<b>Figura 2.1</b> <i>Elementos básicos de um processo de monitorização</i>	25
<b>Figura 2.2</b> <i>Diagrama esquemático do sistema de medição simultânea</i>	26
<b>Figura 2.3</b> <i>Diagrama de blocos da placa de aquisição de dados</i>	27
<b>Figura 2.4</b> <i>Diagrama de blocos dos sistemas de controle digital</i>	29
<b>Figura 2.5</b> <i>Fluxograma do programa de monitorização e controle</i>	30
<b>Figura 2.6</b> <i>Diagrama de blocos das micromáquinas e o sistema digital implementado</i>	33
<b>Figura 3.1</b> <i>Sistema de excitação com controlador de tensão PI discreto do microgerador</i>	36
<b>Figura 3.2</b> <i>Controladores PI de corrente e velocidade do motor CC</i>	39

<b>Figura 3.3</b> <i>Controle digital (controlador PI) da tensão terminal do microgerador: tensão terminal (curva 1) e tensão de referência (curva 2)</i>	42
<b>Figura 3.4</b> <i>Controle digital (controlador PI) da velocidade do motor CC: velocidade do motor CC (curva 1) velocidade de referência (curva 2)</i>	43
<b>Figura 4.1</b> <i>Diagrama de blocos do sensor de frequência</i>	46
<b>Figura 4.2</b> <i>Frequência elétrica do microgerador interlinado com a rede</i>	48
<b>Figura 4.3</b> (a) <i>Circuito equivalente da máquina síncrona pólos lisos</i> (b) <i>Diagrama fasorial</i>	49
<b>Figura 4.4</b> <i>Sensor de ângulo de carga de uma máquina síncrona</i>	50
<b>Figura 4.5</b> <i>Circuito transdutor ângulo de carga para máquinas síncronas</i>	50
<b>Figura 4.6</b> <i>Sinais do circuito transdutor do ângulo de carga da máquina síncrona</i>	52
<b>Figura 4.7</b> <i>Transitório do ângulo de carga do microgerador com carga</i>	54
<b>Figura 4.8</b> <i>Ângulo de carga do microgerador em regime permanente</i>	55
<b>Figura 4.9</b> <i>Diagrama de blocos do sensor de ângulo de fase</i>	56
<b>Figura 4.10</b> <i>Circuito transdutor de ângulo de fase entre dois sinais senoidais</i>	57
<b>Figura 4.11</b> <i>Ângulo de fase entre tensão e corrente do microgerador</i>	58
<b>Figura 5.1</b> <i>Curva de capacidade do gerador síncrono pólos lisos</i>	64
<b>Figura 5.2</b> <i>Diagrama esquemático de controle da geração de potência ativa do microgerador</i>	64
<b>Figura 5.3</b> <i>Controle da potência ativa, regime transitório (ajuste de 15 % da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa</i>	65
<b>Figura 5.4</b> <i>Controle da potência ativa, regime permanente (ajuste de 47% da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa</i>	66
<b>Figura 5.5</b> <i>Controle da potência ativa, regime permanente (ajuste de 53% da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa</i>	67
<b>Figura 5.6</b> <i>Diagrama esquemático de controle de potência reativa do microgerador</i>	68
<b>Figura 5.7</b> <i>Controle de potência reativa (ajuste de 20 % da potência reativa máxima) potência reativa = curva 1, potência ativa = curva 2</i>	69
<b>Figura 5.8</b> <i>Perda de estabilidade do microgerador (potência ativa = curva 1, potência</i>	

<i>reativa = curva 2)</i>	71
<b>Figura 5.9</b> <i>Oscilações de potência ativa e reativa com perda de sincronismo de vários ciclos (potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2)</i>	71
<b>Figura 5.10</b> (a) <i>Circuito equivalente simplificado da máquina síncrona pólos lisos (gerador)</i> (b) <i>Diagrama fasorial simplificado de regime permanente da máquina pólos lisos</i>	72
<b>Figura 5.11</b> <i>Diagrama fasorial simplificado da máquina síncrona pólos lisos para <math>i_d = 0</math></i>	73
<b>Figura 5.12</b> <i>Controlador de tensão do gerador síncrono compensado</i>	75
<b>Figura 5.13</b> <i>Controle de potência ativa com controlador de tensão compensado (ajuste de 55 % da potência máxima), potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2</i>	76
<b>Figura 5.14</b> <i>Perturbação (retirada brusca do fornecimento de potência ativa do microgerador à rede) com controlador de tensão compensado, potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2</i>	77
<b>Tabela A.1</b> <i>Resistências e reatâncias do microgerador</i>	89
<b>Tabela A.2</b> <i>Constantes de tempo microgerador</i>	89
<b>Figura B.1</b> <i>Diagrama de blocos do modelo linearizado do motor CC com excitação independente</i>	90
<b>Figura B.2</b> <i>Módulo e fase da resposta harmônica em malha aberta de <math>G_O</math></i>	92
<b>Figura B.3</b> <i>Margem de fase para a resposta harmônica da Figura B.2</i>	93
<b>Figura B.4</b> <i>Resposta ao degrau em malha fechada de <math>G_O</math></i>	93
<b>Figura B.5</b> <i>"Overshoot" máximo (<math>\Delta\gamma'_{max}</math>) em função de <math>T_{pf}/T_I</math></i>	94
<b>Figura B.6</b> <i>Tempo de subida em função de <math>T_{pf}/T_I</math></i>	94
<b>Tabela B.1</b> <i>Características do motor CC</i>	91
<b>Tabela B.2</b> <i>Parâmetros do motor CC</i>	92
<b>Tabela C.1</b> <i>Mapa de endereço das portas de entrada/saída</i>	95
<b>Tabela C.2</b> <i>Mapa de endereço da memória de dados</i>	96
<b>Tabela C.3</b> <i>Mapa de endereçamento das portas de E/S da placa de "interface"</i>	96

## **Introdução**

Para resolver problemas complexos sobre comportamento de sistemas de potência em tempo real e reproduzir o desempenho de grandes geradores síncronos e turbinas utilizam-se modelos reduzidos compostos de micromáquinas e microlinhas de transmissão ligados à rede de energia local. Tais modelos são constituídos de microgeradores e máquina de corrente contínua construídos em escala reduzida. Devido às suas características de poder representar geradores de alguns MVA, elas permitem o desenvolvimento de novos reguladores de tensão e reguladores de velocidade, bem como realizar estudos de estabilidade dinâmica.

## **Modelos reduzidos de sistemas de potência**

A história dos microgeradores para estudos de sistemas de potência teve início na década de 50, com o engenheiro francês ROBERTS (1954), e na URSS com KOSTENKO (1959). No início dos anos 70, HAMMONS & PARSONS (1971) descreveram um projeto de um microgerador trifásico 3 KVA para representar geradores de até 3 MVA para estudos de estabilidade dinâmica.

O projeto do sistemas de acionamento do motor CC e o sistema de excitação para o microgerador foi reportado por HAMMONS (1974), e a empresa inglesa MAWDSLEY'S passou a fabricar o sistema de micromáquinas com seus respectivos sistemas de acionamento. Isto permitiu que várias universidades de renome internacional adquirissem as micromáquinas e seus sistemas de acionamento. A Universidade Federal da Paraíba adquiriu apenas as micromáquinas.

## **Estabilidade dinâmica da máquina síncrona**

Os reguladores automáticos de tensão (RAT) para geradores síncronos, bem como a influência destes sobre a estabilidade da máquina tem sido objeto de estudo nas últimas décadas. HEFFRON & PHILLIPS (1954), apresentaram alguns estudos sobre os efeitos dos reguladores de tensão, tipo proporcional com amplidínamo, na estabilidade de geradores. Neste trabalho foi mostrado que a resposta destes sistemas de excitação eram muito lentas. Entretanto, com o aparecimento do tiristor na década de 60, surgiram as excitatrizes estáticas (pontes trifásica simétricas controladas). A resposta deste novo sistema de excitação, cuja resposta de tempo é da ordem de algum milisegundos, é bem mais rápida que o sistema anterior (amplidínamo). Os efeitos na estabilidade do gerador síncrono com este novo sistema de excitação foram reportados por DEMELLO & CONCORDIA (1969). Estes estudos foram realizados através de simulações digitais.

Para melhorar a estabilidade da máquina síncrona, centenas de trabalhos foram realizados a partir dos novos conceitos de estabilidade reportados por DEMELLO & CONCORDIA (1969), no sentido da concepção de técnicas mais aprimoradas no desenvolvimento de sinais estabilizadores. Isto nos mostra a importância do estudo da estabilidade da máquina. Alguns destes trabalhos foram implementados experimentalmente através de modelo reduzidos de sistemas de potência.

MAO *et alii* (1990), desenvolveram um sistema digital de monitoração e controle com o objetivo de produzir um sinal estabilizador de potência adaptativo, que é introduzido no gerador através do regulador de tensão do tipo proporcional (P) contínuo, utilizando-se a teoria de controle ótimo.

CHANDRA *et alii* (1991), utilizaram a mesma estrutura do modelo reduzido de MAO *et alii* (1990), com o objetivo de produzir um sinal estabilizador de potência adaptativo, utilizando-se a teoria de controle adaptativo generalizado auto ajustável.

### **Sensores de grandezas elétricas para geradores síncronos**

Os sensores de ângulo de carga, fator de potência e frequência utilizados na geração de energia elétrica tem um papel muito importante quando se deseja avaliar a estabilidade e desempenho de máquinas síncronas em tempo real.

Nesta última década, técnicas de medição de grandezas elétricas baseadas em microprocessadores têm se tornado rivais das técnicas convencionais de medição, pelas vantagens que oferecem as técnicas digitais. As antigas técnicas de medição poderão ser brevemente substituídas (MALIK *et alii*, 1991).

### **Motivação da pesquisa**

O interesse em desenvolver um modelo reduzido a partir das micromáquinas para realizar estudos de estabilidade dinâmica em tempo real e desenvolver novos controladores e sensores motivou o início deste trabalho em 1991. Estudos realizados por MONTERO (1991A), sobre reguladores de tensão contínuo para um microgerador de 3 KVA (tese de mestrado).

### **Contribuição da pesquisa**

A principal contribuição deste trabalho é a criação de um ambiente digital para controle e monitorização em tempo real de geradores e turbinas.

Para acionar as micromáquinas foi implementado um painel de medição de grandezas elétricas, proteção e acionamento. O painel possui também um sistema de sincronismo com a rede local através de transformadores e microlinhas de transmissão (veja Capítulo 1).

Para implementar os diferentes controladores digitais e visualizar as diferentes grandezas envolvidas no processo de geração de energia, desenvolveu-se com o auxílio de um microcomputador

IBM-386, um programa destinado ao controle do sistema de excitação e velocidade com a visualização e registro de grandezas elétricas em tempo real chamado SISMOCON (veja Capítulo 2).

Para operar as micromáquinas através do teclado do microcomputador, desenvolveu-se uma interface homem-máquina. A interface permite a partida e ajustes prévios à sincronização do microgerador bem como os ajustes desejados de tensão terminal e velocidade do motor CC. O programa também permite o ajuste das potências ativas e reativas que o microgerador fornece à rede. Todos estes ajustes são realizados em tempo real (veja Capítulo 2).

Para realizar a aquisição de sinais e controle digital desenvolveram-se circuitos de interface entre o computador e o painel. Os reguladores digitais implementados foram: um regulador PI para controlar a tensão terminal do microgerador e dois reguladores PI que operam em cascata para controlar corrente e velocidade do motor CC. O critério para sintonizar os reguladores PI digitais foi o de amortecimento ótimo e cancelamento de pólos dominantes (veja Capítulo 3).

Desenvolveram-se instrumentos dedicados e de precisão baseados no microcomputador microprocessador, que auxiliam no processo de avaliação do desempenho dinâmico do microgerador durante o processo de geração de energia elétrica. Estes instrumentos são: sensor de posição de campo, ou ângulo de carga, sensor de frequência elétrica, sensor de ângulo de fase e fator de potência (veja Capítulo 4).

Para implementar os reguladores de potência ativa e reativa, foram desenvolvidos limitadores de potência ativa e reativa. Isto permite que o microgerador e o motor CC operem com segurança e dentro da região limitada pela curva de capacidade. Desta forma assegura-se que o gerador trabalhe com máxima eficiência, quando está interligado com a rede de energia local (veja Capítulo 5). Os limitadores implementados são:

Limitador de potência reativa positiva máxima, atuando através do sistema de excitação do microgerador visando protegê-lo de operar sobre-excitado por grandes períodos de tempo, o que origina sobre-aquecimento excessivo no enrolamento do rotor.

Limitador de potência reativa negativa máxima, atuando através do sistema de excitação no sentido de limitar a excitação mínima para evitar que o microgerador opere sub-excitado. Isto está associado às altas correntes indutivas que circulam no estator e que dão origem a sobre aquecimento no núcleo do estator devido às correntes parasitas oriundas do fluxo de dispersão.

Limitador de potência ativa máxima atuando através do sistema de controle de velocidade do motor CC, evitando que o microgerador opere com sobre correntes que possam danificar os enrolamentos do estator e levar a perda de estabilidade.

Limitador de potência ativa mínima, atuando através do sistema de controle de velocidade do motor CC evitando que microgerador opere como motor síncrono, isto é, evitando a motorização.

Verificou-se através de vários ensaios o desempenho dos reguladores para vários tipos de carregamento. Dos ensaios experimentais, verificou-se que em alguns casos a estabilidade da máquina é comprometida quando o microgerador opera subexcitado.

Foi desenvolvido um modelo matemático do gerador síncrono para controle de tensão no qual se considera o efeito do deslocamento angular (ângulo de carga) do campo devido ao fornecimento de potência ativa. Finalmente, é implementado um regulador de tensão que compensa o efeito do deslocamento angular do campo devido ao fornecimento de potência ativa. Os resultados experimentais mostram que o regulador de tensão compensado atua no sentido de compensar o efeito desmagnetizante da reação da armadura. Com isto, as oscilações de potência desaparecem e a estabilidade do microgerador é garantida mesmo com o fornecimento de altas potências ativas ou variações bruscas de potência.



IBM-386, um programa destinado ao controle do sistema de excitação e velocidade com a visualização e registro de grandezas elétricas em tempo real chamado SISMOCON (veja Capítulo 2).

Para operar as micromáquinas através do teclado do microcomputador, desenvolveu-se uma interface homem-máquina. A interface permite a partida e ajustes prévios à sincronização do microgerador bem como os ajustes desejados de tensão terminal e velocidade do motor CC. O programa também permite o ajuste das potências ativas e reativas que o microgerador fornece à rede. Todos estes ajustes são realizados em tempo real (veja Capítulo 2).

Para realizar a aquisição de sinais e controle digital desenvolveram-se circuitos de interface entre o computador e o painel. Os reguladores digitais implementados foram: um regulador PI para controlar a tensão terminal do microgerador e dois reguladores PI que operam em cascata para controlar corrente e velocidade do motor CC. O critério para sintonizar os reguladores PI digitais foi o de amortecimento ótimo e cancelamento de pólos dominantes (veja Capítulo 3).

Desenvolveram-se instrumentos dedicados e de precisão baseados no microcomputador microprocessador, que auxiliam no processo de avaliação do desempenho dinâmico do microgerador durante o processo de geração de energia elétrica. Estes instrumentos são: sensor de posição de campo, ou ângulo de carga, sensor de frequência elétrica, sensor de ângulo de fase e fator de potência (veja Capítulo 4).

Para implementar os reguladores de potência ativa e reativa, foram desenvolvidos limitadores de potência ativa e reativa. Isto permite que o microgerador e o motor CC operem com segurança e dentro da região limitada pela curva de capacidade. Desta forma assegura-se que o gerador trabalhe com máxima eficiência, quando está interligado com a rede de energia local (veja Capítulo 5). Os limitadores implementados são:

Limitador de potência reativa positiva máxima, atuando através do sistema de excitação do microgerador visando protegê-lo de operar sobre-excitado por grandes períodos de tempo, o que origina sobre-aquecimento excessivo no enrolamento do rotor.

Limitador de potência reativa negativa máxima, atuando através do sistema de excitação no sentido de limitar a excitação mínima para evitar que o microgerador opere sub-excitado. Isto está associado às altas correntes indutivas que circulam no estator e que dão origem a sobre aquecimento no núcleo do estator devido às correntes parasitas oriundas do fluxo de dispersão.

Limitador de potência ativa máxima atuando através do sistema de controle de velocidade do motor CC, evitando que o microgerador opere com sobre correntes que possam danificar os enrolamentos do estator e levar a perda de estabilidade.

Limitador de potência ativa mínima, atuando através do sistema de controle de velocidade do motor CC evitando que microgerador opere como motor síncrono, isto é, evitando a motorização.

Verificou-se através de vários ensaios o desempenho dos reguladores para vários tipos de carregamento. Dos ensaios experimentais, verificou-se que em alguns casos a estabilidade da máquina é comprometida quando o microgerador opera subexcitado.

Foi desenvolvido um modelo matemático do gerador síncrono para controle de tensão no qual se considera o efeito do deslocamento angular (ângulo de carga) do campo devido ao fornecimento de potência ativa. Finalmente, é implementado um regulador de tensão que compensa o efeito do deslocamento angular do campo devido ao fornecimento de potência ativa. Os resultados experimentais mostram que o regulador de tensão compensado atua no sentido de compensar o efeito desmagnetizante da reação da armadura. Com isto, as oscilações de potência desaparecem e a estabilidade do microgerador é garantida mesmo com o fornecimento de altas potências ativas ou variações bruscas de potência.

## CONTROLADORES CONTÍNUOS E MODELO REDUZIDO DE POTÊNCIA

### 1.1 INTRODUÇÃO

Um dos objetivos deste capítulo é desenvolver um estudo sobre os controladores contínuos das micromáquinas. Os resultados serão utilizados na implementação prática do sistema de excitação, com o controle da tensão terminal de um microgerador e do sistema de acionamento de um motor CC.

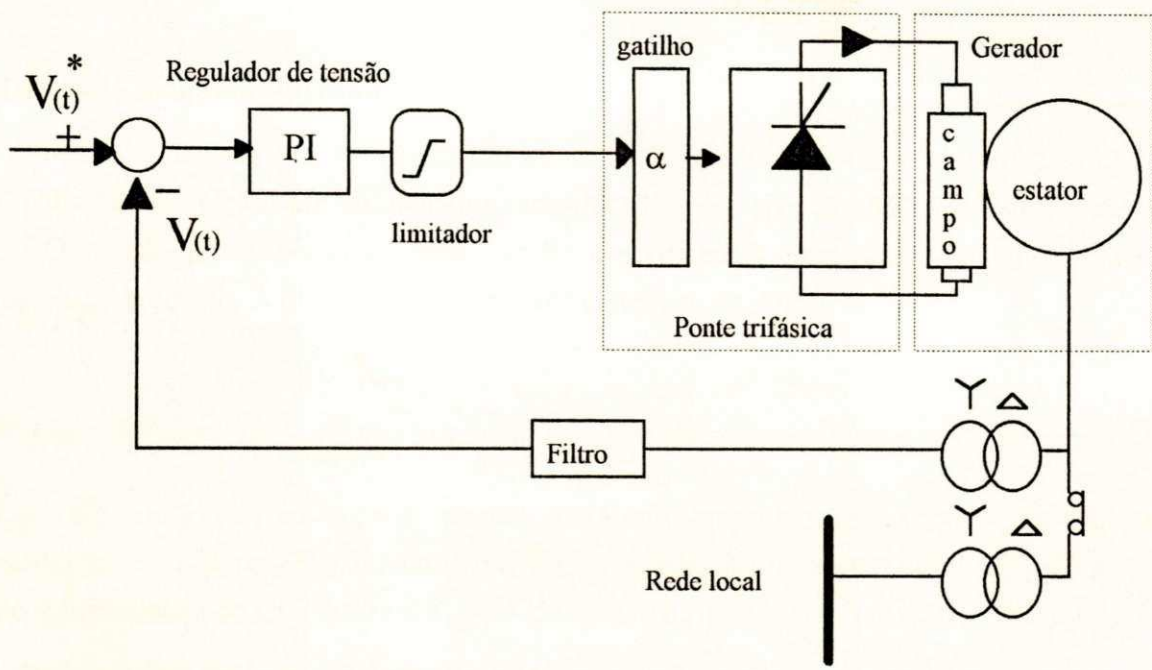
Este capítulo também trata da implementação de um modelo físico reduzido elementar formado por um painel de paralelismo com sistema de medição e proteção, microlinhas de transmissão, transformador de potência e sensores analógicos de velocidade e corrente.

### 1.2 SISTEMA DE EXCITAÇÃO PARA O MICROGERADOR

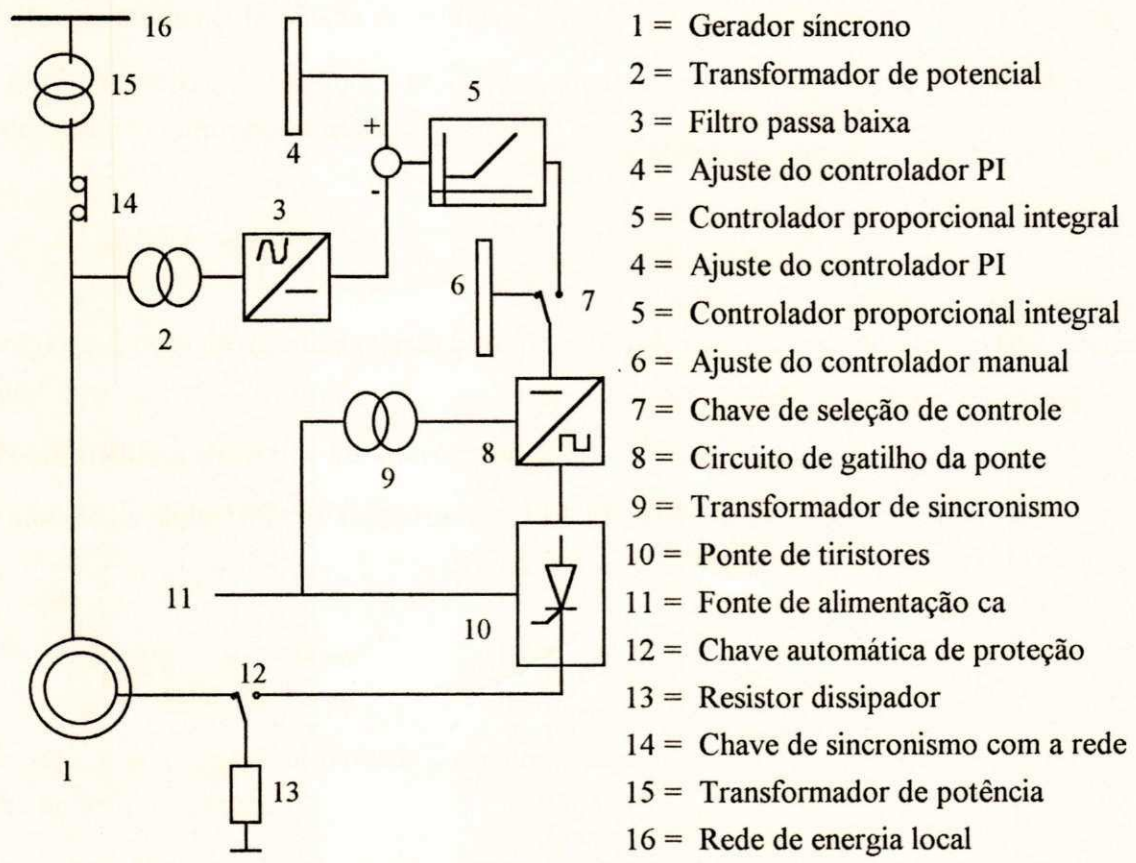
O modelo básico do sistema de excitação do microgerador para controle da tensão terminal é descrito em diagrama de blocos na Figura 1.1. Para realizar este controle é necessário obter um sinal que forneça a amplitude da tensão, através de um filtro de medição, para ser comparado com um outro sinal, denominado de referência. Da comparação destes dois sinais é originado um erro, que é processado pelo controlador PI. O controlador de tensão proporcional integral tem como função manter constante a tensão terminal do gerador, gerando o ângulo de comando da ponte trifásica simétrica que alimenta o campo do microgerador.

O diagrama de blocos do sistema de excitação para o micro gerador é apresentado na Figura 1.2. O sistema de excitação é totalmente estático e pode ser utilizado para operar o microgerador como gerador ou compensador síncrono.

A ponte trifásica simétrica é formada por um conjunto retificador a tiristor, equipado com um circuito de gatilho, acionado por um controlador manual ou automático do tipo PI. O controlador de tensão PI eletrônico controla diretamente a excitação da máquina síncrona. A energia utilizada para a excitação é independente. Este sistema tem a mesma configuração básica do sistema de excitação Thyripol (CARPI, 1989), largamente utilizado em grandes hidrogeradores e turbogeradores.



**Figura 1.1** Diagrama de blocos do sistema de controle de tensão do microgerador síncrono



**Figura 1.2** Diagrama de blocos do sistema de excitação do microgerador

### 1.2.1 Modelo da máquina síncrona

O modelo da máquina síncrona operando como compensador síncrono é descrito em (1.1). Este modelo considera o efeito do enrolamento amortecedor do eixo d (MONTERO *et alli*, 1992; MONTERO *et alli*, 1994). Neste modelo o efeito das correntes estatóricas são consideradas como perturbações do processo. A obtenção deste modelo é descrita no Anexo A.

$$G_m(s) = \frac{K_m}{(1 + T'_{d0}s)(1 + T''_{d0}s)} \quad (1.1)$$

onde  $G_m(s)$  é a função de transferência entre a tensão de campo e tensão terminal, considerando os enrolamentos amortecedores.  $T'_{d0}$  é a constante de tempo transitória de eixo direto;  $T''_{d0}$  é a constante de tempo subtransitória do eixo direto e  $K_m$  é o ganho entre a tensão de excitação e tensão terminal.

Normalmente os modelos utilizados para representar o gerador síncrono não levam em conta os enrolamentos amortecedores (GHANDAKLY, 1987; KOESSLER, 1988; ULA & HASAN, 1992).

### 1.2.2 Filtro de medição da tensão terminal

O filtro de medição de tensão é formado por um transformador de potencial trifásico, uma ponte a diodos de sinal e um filtro passa baixa, cujo modelo é:

$$G_f(s) = \frac{K_f}{1 + T_f s} \quad (1.2)$$

onde  $G_f(s)$  é a função de transferência do filtro de medição,  $K_f$  é o ganho do filtro e  $T_f$  é a constante de tempo do filtro.

### 1.2.3 Ponte trifásica simétrica do microgerador

O modelo da ponte trifásica simétrica (BÜLLHER, 1979) é dado por:

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + T_p s} \quad (1.3)$$

onde:  $G_p(s)$  é a função de transferência da ponte trifásica simétrica,  $K_p$  é o ganho da ponte e  $T_p$  é a constante de tempo da ponte.

A constante de tempo  $T_p$  representa o intervalo de tempo máximo para que o ângulo de gatilho da ponte possa ser modificado. Este tempo é 2,77 ms. para uma alimentação de 60 Hz.

### 1.2.4 Controlador proporcional integral

O modelo de um controlador proporcional integral contínuo (BÜLLHER, 1979) é dado em (1.4).

$$G_r(s) = \frac{(1 + T_n s)}{T_i s} \quad (1.4)$$

onde,  $G_r(s)$  é a função de transferência do controlador PI,  $T_i$  e  $T_n$  são os parâmetros do controlador.

### 1.2.5 Critério de sintonia dos parâmetros do controlador PI de tensão

O critério de sintonia dos parâmetros do controlador PI segue os princípios da teoria clássica de controle (BÜLLHER, 1979).

Considere a função de transferência de malha aberta  $G_o(s)$  do sistema e do controlador PI, isto é :

$$G_o(s) = G_r(s)G_f(s)G_p(s)G_m(s)$$

$$G_o(s) = \frac{K_f K_p K_m (1 + T_n s)}{T_i s (1 + T'_{d0} s) (1 + T_f s) (1 + T_p s) (1 + T''_{d0} s)}$$

$$G_o(s) = \frac{K (1 + T_n s)}{T_i s (1 + T'_{d0} s) (1 + T_{pf} s)} \quad (1.5)$$

onde  $K = K_f K_p K_m$  e a constante  $T_{pf}$  é a soma das pequenas constantes de tempo envolvidas no processo, isto é,  $T_{pf} = (T_f + T_p + T''_{d0})$ . Esta aproximação é somente válida para pequenas constantes de tempo constante (BÜLLHER, 1979).

Ajustando-se o controlador PI para compensar a constante de tempo dominante, tem-se:

$$T_n = T'_{d0} \quad (1.6)$$

Substituindo-se (1.6) em (1.5) tem-se:

$$G_o(s) = \frac{K}{T_i s (1 + T_{pf} s)} = \frac{1}{T_1 s (1 + T_{pf} s)} \quad (1.7)$$

onde,

$$T_1 = \frac{T_i}{K}$$

O critério de ajuste do parâmetro  $T_i$  do controlador em (1.7) é descrito em BÜLLHER (1979). O princípio deste critério baseia-se no ajuste ótimo do parâmetro  $T_i$  em função do resposta do controlador ao tempo de subida e "overshoot". Este critério é denominado amortecimento ótimo. Ele é baseado na escolha ótima da relação  $T_{pf}/T_1$ .

No Anexo B são mostradas as relações entre: margem de ganho e  $T_{pf}/T_1$ ; "overshoot" e  $T_{pf}/T_1$  e o tempo de subida e  $T_{pf}/T_1$ , obtidas de BÜLLHER (1979). A razão ótima escolhida é :

$$\frac{T_{pf}}{T_1} = 0.5 \tag{1.8}$$

Por outro lado aplicando-se o critério de amortecimento por margem de fase na função de transferência (1.7) e considerando-se a razão (1.8), obtém-se uma margem de fase de  $63^\circ$  BÜLLHER (1979).

Substituindo-se (1.8) em (1.7) tem-se:

$$T_i = 2T_{pf}K = 2(T_f + T_p + T''_{d0})K_f K_p K_m \tag{1.9}$$

Obtidos os parâmetros do controlador, a implementação prática do controlador PI é relativamente simples, utilizando-se para isto amplificadores operacionais e arranjos de capacitores e resistores. Em MONTERO (1991) são discutidos os aspectos práticos da implementação do controlador de tensão PI contínuo para o microgerador.

### 1.3 ACIONAMENTO DA MICROTURBINA (MOTOR CC)

Para controlar a velocidade e o conjugado do motor CC foi implementado um sistema de acionamento. A Figura 1.3 mostra em diagrama de blocos a estrutura básica de controle em cascata utilizado para controlar a velocidade do motor CC. No controle automático da velocidade do motor CC são utilizados dois controladores analógicos PI em cascata, onde a malha interna de realimentação é a de corrente de armadura.

A implementação do sistema de acionamento para o motor de corrente contínua com excitação independente de 5,5 kW é amplamente discutido em MONTERO (1991B), cuja representação simplificada em diagrama é descrita na Figura 1.4. A estrutura implementada permite que a velocidade angular do motor CC seja controlada na faixa de 0 a 1800 rpm. O controle neste caso é realizado através de controladores eletrônicos contínuos.

A velocidade do motor CC pode ser ajustada de vários modos (veja Figura 1.4): 1) Ajuste automático da velocidade do motor CC através do controlador de velocidade. 2) Ajuste manual da

velocidade do motor através da ponte trifásica simétrica. 3) Ajuste manual da velocidade do motor através da ponte retificadora a diodos com auto transformador.

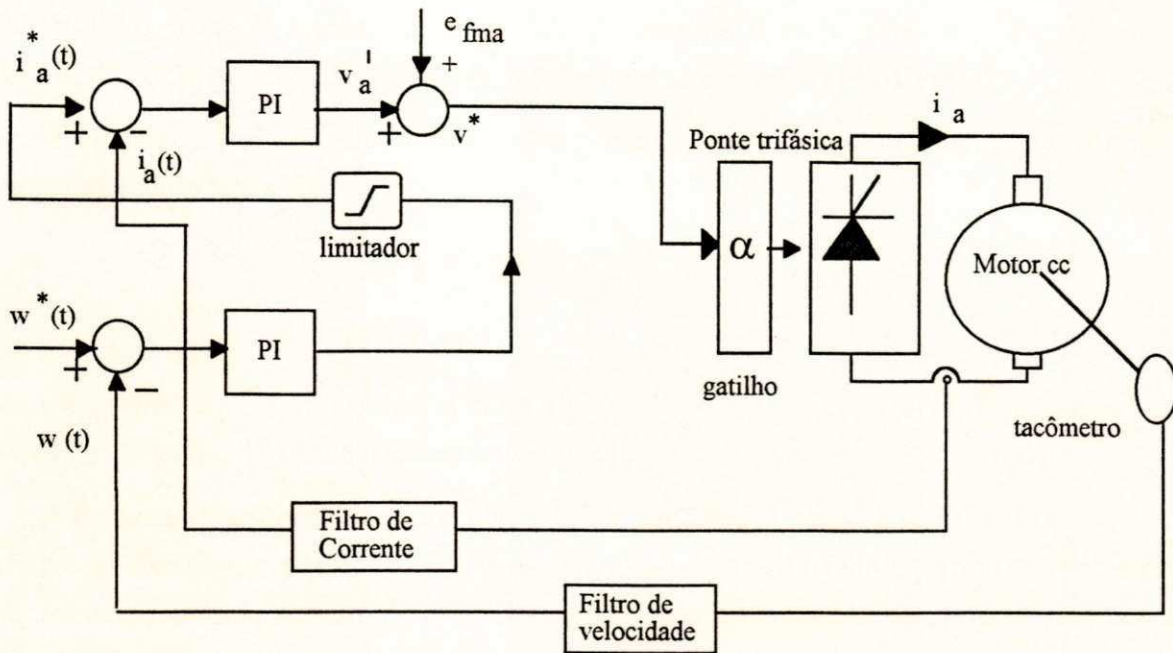
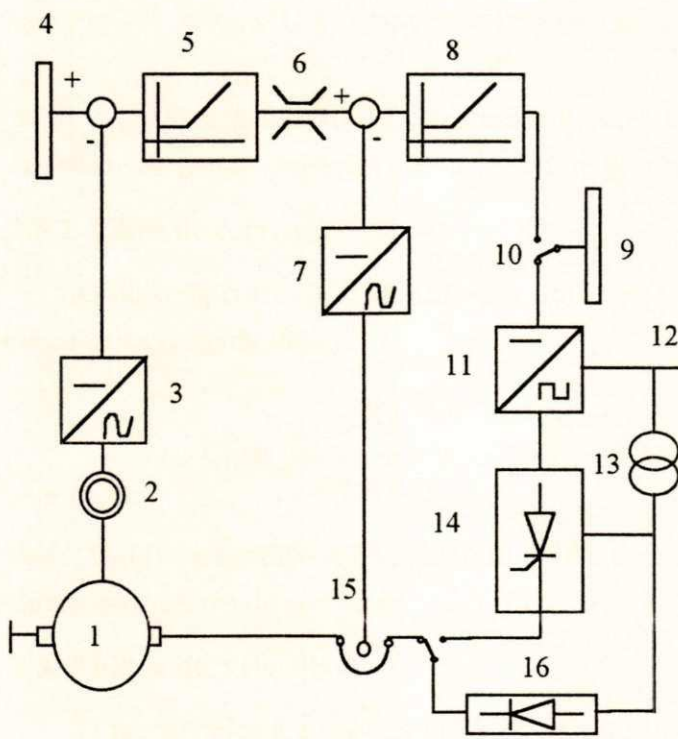


Figura 1.3 Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade do motor CC



- 1 = Motor CC
- 2 = Tacômetro
- 3 = Retificador e filtro passa baixa
- 4 = Ajuste do controlador de velocidade
- 5 = Controlador proporcional integral
- 6 = Limitador de corrente de armadura
- 7 = Filtro passa baixa
- 8 = Controlador proporcional integral
- 9 = Ajuste manual da velocidade
- 10 = Chave manual/automático
- 11 = Circuito de gatilho da ponte
- 12 = Fonte de alimentação ca
- 13 = Autotransformador
- 14 = Ponte de tiristores
- 15 = Sensor de corrente contínua
- 16 = Retificador a diodos

Figura 1.4 Diagrama de blocos do sistema de acionamento do motor CC



### 1.3.1 Motor CC

A obtenção do modelo do motor CC é relativamente simples comparado com o da máquina síncrona. No anexo B é mostrado o modelo do motor CC com excitação independente. O modelo linearizado é formado de duas partes, como mostram as equações (1.10) e (1.11).

Para uma variação da tensão contínua na ponte trifásica, a variação da corrente de armadura segue a seguinte função transferência :

$$G_{mi}(s) = \frac{1/R_a}{(1 + T_a s)} \quad (1.10)$$

onde  $G_{mi}(s)$  é a função transferência entre a tensão e corrente de armadura,  $R_a$  é a resistência e  $T_a$  a constante de tempo da armadura, respectivamente.

Para uma variação da corrente contínua na armadura do motor CC, a variação da velocidade relativa no eixo do motor CC é obtida considerando-se que conjugado electromagnético é proporcional a corrente de armadura. Considera-se, neste caso, que o conjugado de carga é uma perturbação do processo. Logo, obtem-se a seguinte função transferência.

$$G_{mw}(s) = \frac{1/B}{1 + T_m s} \quad (1.11)$$

onde  $G_{mw}(s)$  é a função de transferência entre a corrente de armadura e a velocidade,  $T_m$  é a constante de tempo mecânica e  $B$  a constante de atrito do motor CC, respectivamente.

### 1.3.2 Filtro de corrente

O filtro de corrente é formado por um sensor de corrente de armadura do motor CC e um filtro passa baixa, cujo modelo é:

$$G_{fi}(s) = \frac{K_{fi}}{1 + T_{fi} s} \quad (1.12)$$

onde,  $G_{fi}(s)$  é a função de transferência do filtro de corrente,  $K_{fi}$  é o ganho do filtro e  $T_{fi}$  é a constante de tempo do filtro de corrente.

### 1.3.3 Filtro de velocidade

O tacogerador e a ponte a díodos de sinal são modelados simplesmente pelos ganhos  $K_{tw}$  e  $K_{rw}$ , respectivamente. O filtro passa baixa utilizado para filtrar o sinal proveniente da retificação é de primeira ordem, cujo modelo é:

$$G_{fw}(s) = \frac{K_{fw}}{1 + T_{fw}s} \quad (1.13)$$

onde,  $G_{fw}(s)$  é a função de transferência do filtro de velocidade,  $K_{fw}$  é o ganho e  $T_{fw}$  é a constante de tempo do filtro.

### 1.3.4 Ponte trifásica simétrica do motor CC

A ponte trifásica simétrica do motor CC é semelhante ao do microgerador com a diferença do ganho. Logo:

$$G_{pa}(s) = \frac{K_{pa}}{1 + T_p s} \quad (1.14)$$

onde,  $G_{pa}(s)$  é a função de transferência da ponte que alimenta a armadura,  $K_{pa}$  é o ganho da ponte e  $T_p$  é a constante de tempo.

### 1.3.5 Sintonia dos parâmetros do controlador de corrente de armadura do motor CC

A escolha do controlador depende da função de transferência do sistema em malha aberta. Para a malha de corrente tem-se:

$$G_{ai}(s) = G_{pa}(s)G_{fi}(s)G_{mi}(s) \quad (1.15)$$

$$G_{ai}(s) = \frac{1/R_a K_{fi} K_{pa}}{(1+T_a s)(1+T_p s)(1+T_{fi} s)} \quad (1.16)$$

As pequenas constantes de tempo que estão envolvidas no circuito de regulação,  $T_{fi}$  e  $T_p$ , são da ordem de alguns milissegundos. Considerando-se o critério adotado em BÜLLHER (1979), as duas constantes pequenas podem ser aproximadas por uma única constante dada por:

$$T_{pfi} = T_{fi} + T_p \quad (1.17)$$

assim:

$$G_{ai}(s) = \frac{K_i}{(1+T_a s)(1+T_{pfi} s)} \quad (1.18)$$

onde,  $K_i = 1/R_a K_{fi} K_{pa}$

Analisando-se a função transferência do sistema em malha aberta  $G_{ai}(s)$  nota-se a presença de uma constante de tempo dominante ( $T_a$ ). O controlador escolhido de forma a compensar a constante de tempo dominante é o proporcional integral.

Para sintonizar os parâmetros do controlador PI de corrente segue-se o mesmo critério adotado para o controlador de tensão. Logo, os parâmetros do controlador PI de corrente para o caso em estudo são:

$$T_{ni} = T_a \tag{1.19}$$

$$T_{ii} = 2T_{pfi}K_i \tag{1.20}$$

### 1.3.6 Sintonia dos parâmetros do controlador de velocidade

A função de transferência do sistema em malha aberta para a malha de velocidade é:

$$G_{aw}(s) = G_{fw}(s)G_{mw}(s) = \frac{K_{fw}/B}{(1+T_{fw}s)(1+T_ms)} \tag{1.21}$$

Analisando-se a função transferência  $G_{aw}(s)$  nota-se a presença de uma constante de tempo dominante  $T_m$ . Como nos demais casos, o controlador escolhido é o PI. Para o cálculo dos parâmetros do controlador PI de velocidade, segue-se o mesmo procedimento adotado para o controlador de tensão. Isto é, o critério de compensação do polo dominante na equação (1.6) e amortecimento ótimo, segundo BÜLLHER (1979). Logo :

$$T_{iw} = 2T_{pfi}K_{fw}/B \tag{1.22}$$

$$T_{nw} = T_m \tag{1.23}$$

Obtidos os parâmetros do controlador, foi realizada a implementação prática dos controladores PI em cascata, utilizando-se para isto amplificadores operacionais e arranjos de capacitores e resistores.

A Figura 1.5 mostra o desempenho do controlador de velocidade do motor CC. A curva 1 mostra a velocidade de referência sendo ajustada gradativamente através de um potenciômetro. A curva 2 é da corrente de armadura. A curva 3 (velocidade) mostra que a aceleração do motor CC é relativamente lenta. Isto se deve aos volante de aço colocados no extremo do eixo, para aumentar a inércia, de modo que o motor tenha as características de uma grande turbina. O limitador de corrente foi ajustado para fornecer uma corrente máxima de 20 amperes.

A Figura 1.6 mostra um degrau sendo aplicado na referência de velocidade (curva 1). A corrente (curva 2) satura em 20 A, devido a ação do limitador de corrente. A velocidade (curva 3) mostra que o motor é acelerado desde a velocidade 0 a 1800.

As figuras 1.6 e 1.7 foram obtidas através do sistema de monitorização descrito no capítulo 2. Para fins de visualização do sinais na tela, o sinal (1) vindo da velocidade de referência do motor CC foi multiplicado por um fator de três.

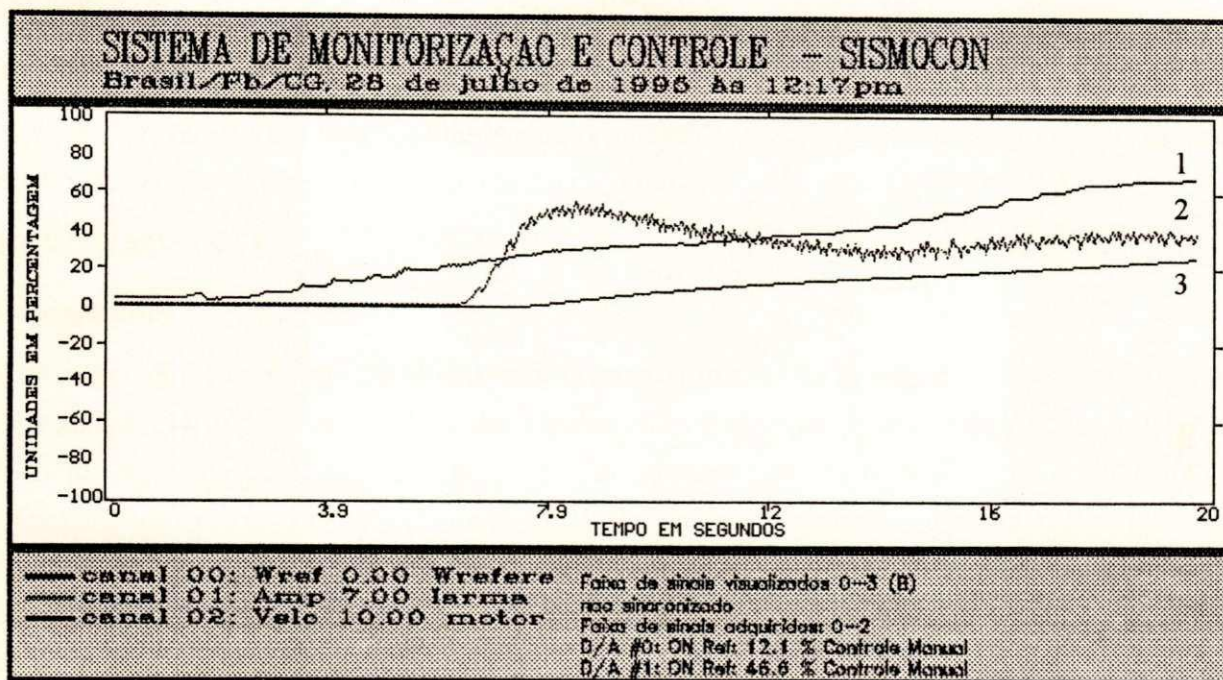


Figura 1.5 Controle contínuo de velocidade do motor CC, com variação lenta da referência (curva 1 = referência, curva 2 = corrente de armadura, curva 3 = velocidade)

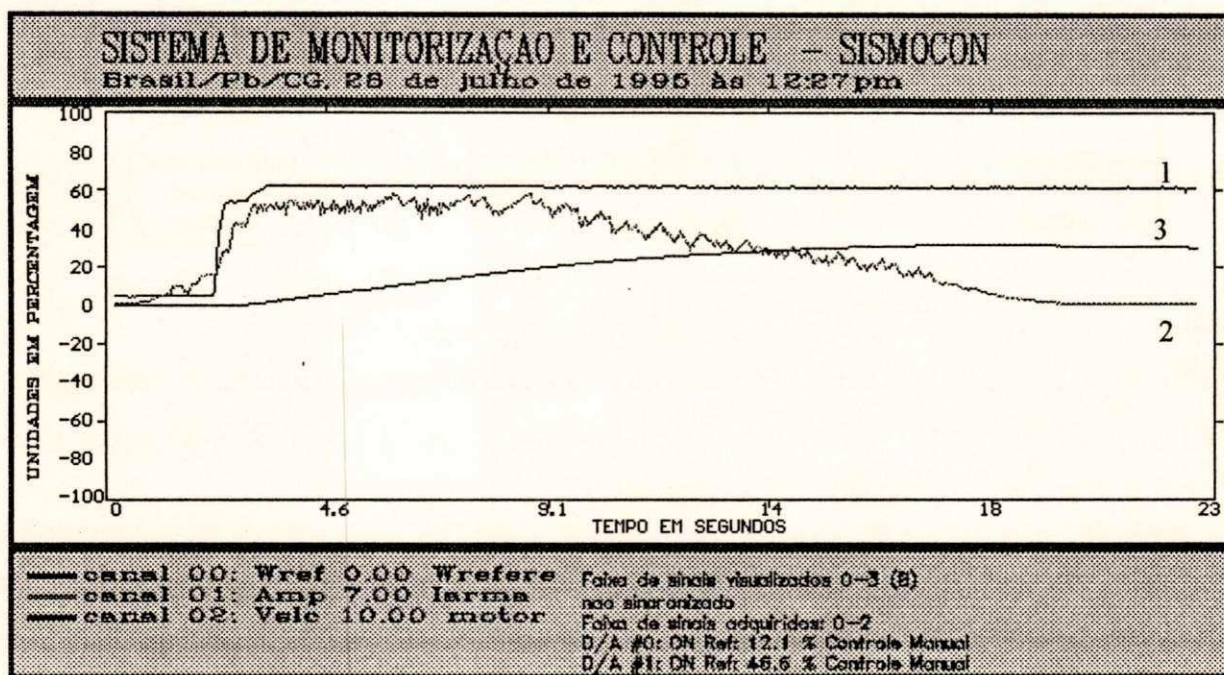


Figura 1.6 Controle contínuo de velocidade do motor CC, com variação rápida da referência (curva 1 = referência, curva 2 = corrente de armadura, curva 3 = velocidade)

### 1.4 MODELO REDUZIDO DE POTÊNCIA

A Figura 1.7, mostra em diagrama de blocos o modelo reduzido de potência, desenvolvido neste trabalho. Na seqüência, são abordados em detalhe cada bloco.

### 1.5 MICROMÁQUINAS

#### Microgerador

O microgerador é de pólos cilíndricos com geometria das ranhuras e as dimensões do entreferro visando reduzir as resistências por unidade dos enrolamentos e obter as reatâncias desejadas. A potência de 3 kVA foi escolhida para ser a potência nominal do microgerador (HAMMONS & PARSONS, 1971). Os parâmetros dos grandes geradores síncronos que são simulados pelo microgerador são: constantes de tempo nos eixos d e q do estator; reatâncias nos eixos d e q, características de magnetização, reatâncias de dispersão e características de saturação dos eixos d e q, perdas do núcleo, perdas por atrito, inércia e resistência do estator.

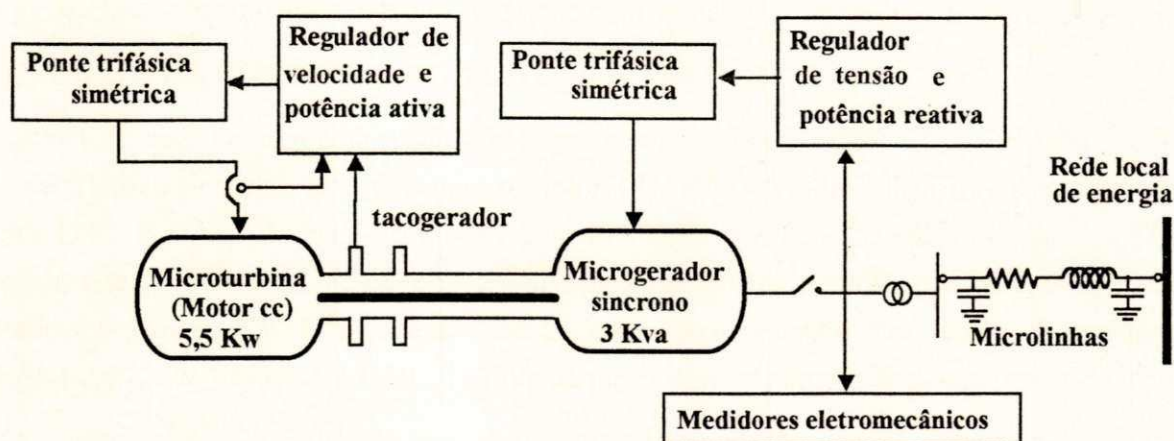


Figura 1.7 Diagrama esquemático do sistema de controle de uma micro unidade de geração

As características de operação do microgerador são: 220/127V, 60 Hz, 1800 RPM, 3 fases, 3 kVA, 7.9A, 4 pólos. O rotor é do tipo cilíndrico de 4 pólos e está formado por 3 enrolamentos, dois de amortecimento, nos eixos d e q e um de campo no eixo d. A corrente e tensão máximas de campo são de 4.4 A e 16 V, respectivamente.

O sistema por unidade adotado é definido por RANKIN (1945). Veja no Anexo A as impedâncias por unidade do microgerador fornecidas pelo fabricante e obtidas pelo método de ADKINS (1957). Veja no anexo A as constantes de tempo em segundos do microgerador fornecidas pelo fabricante, obtidas seguindo o procedimento de teste para máquinas síncronas sugerido pela norma IEEE (IEEE, 1965).

## **Motor CC**

A microturbina é simulada por um motor CC com excitação independente com enrolamentos de compensação da reação de armadura. A característica principal do motor CC é que o conjugado eletromagnético por ele desenvolvido é proporcional a corrente de armadura. Esta característica torna o acionamento (controle de velocidade) do motor mais simples.

O momento de inércia do eixo de uma turbina é simulada através de volantes (roda) de aço acoplados no final do eixo do motor CC, simulando assim a inércia de uma grande turbina. Os valores nominais do motor CC são: 5,5 kW, 30 A, 230 V. O anexo B apresenta as características do motor fornecidas pelo fabricante.

### **1.6 MEDIÇÃO DA VELOCIDADE ANGULAR**

Para medir a velocidade angular do motor CC é utilizado um tacogerador que está acoplado no eixo, cuja a amplitude da tensão gerada é proporcional a velocidade, fornecendo 50 V, 32 mA, 480 Hz. Na velocidade nominal, este sinal é retificado por um retificador de onda completa e filtrado por um filtro passa baixa, obtendo assim um sinal contínuo com valor CC proporcional a velocidade.

### **1.7 MEDIÇÃO DA CORRENTE CONTÍNUA DO MOTOR CC**

O método mais comum para medir a corrente contínua de um motor CC é realizada no lado CA da ponte trifásica simétrica que alimenta o motor CC. Este método utiliza três transformadores de corrente (TC). Este tipo de medição é relativamente dispendiosa considerando o preço dos TC's. Para contornar este problema foi desenvolvido um sensor de corrente mais econômico, cujo circuito é mostrado na Figura 1.8. Este circuito utiliza o mesmo princípio do sensor desenvolvido por (PALANIAPPAN & VITHAYATHIL, 1980) para medir corrente alternada de um motor de indução.

A corrente contínua é medida através de um resistor padrão ligado entre os pontos A e B do circuito da Figura 1.8. No circuito de potência, o resistor está em série com a bobina da armadura. A tensão sobre o resistor é proporcional a corrente que por ele circula.

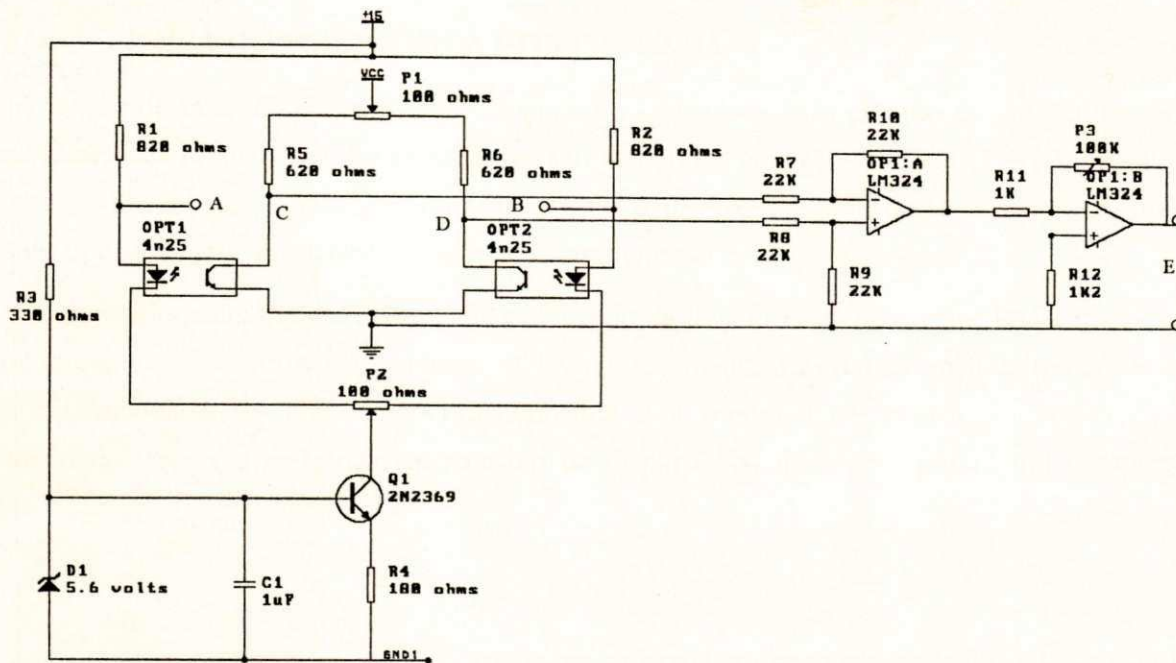


Figura 1.8 Circuito sensor de corrente contínua da armadura do motor CC

A Figura 1.8 mostra o circuito de medição de corrente contínua que circula no enrolamento da armadura. Este sensor é formado por dois opto-isoladores para isolar opticamente o circuito de potência. O sinal de entrada do amplificador diferencial vem de dois "LED's" do opto-isolador. Os dois foto transistores do opto-isolador são conectados no modo diferencial. A entrada diferencial entre os pontos A e B é amplificada e extraída através dos pontos C e D. A partir do diferenciador com ajuste de ganho obtém-se uma imagem da corrente contínua que fornece a ponte trifásica simétrica.

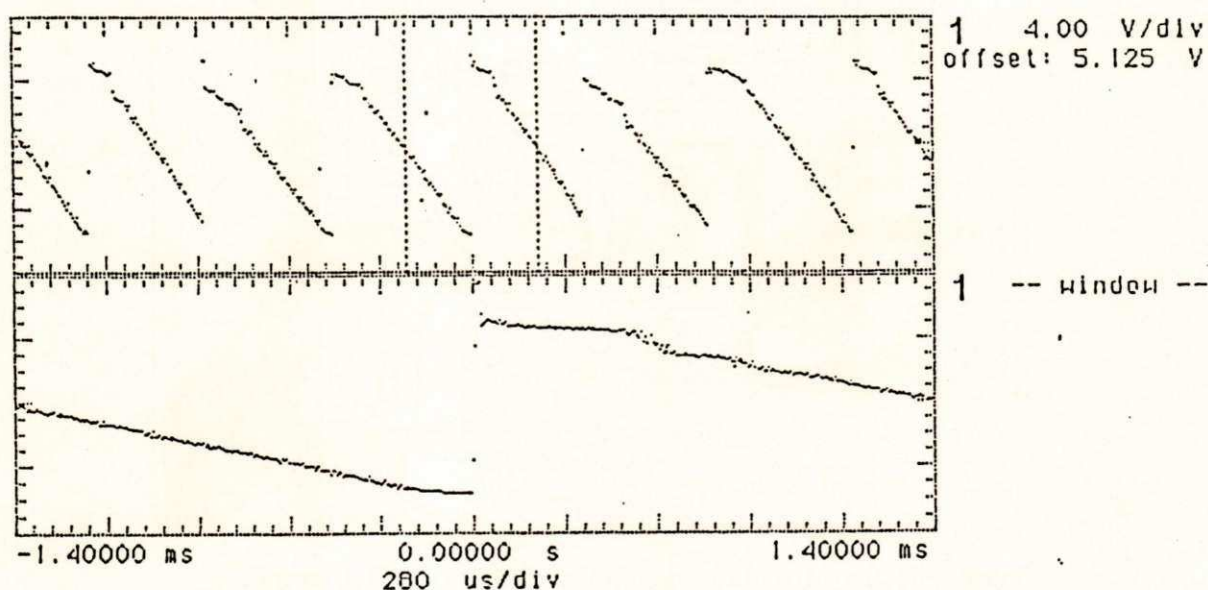
No estágio ligado ao circuito de potência, o diodo zener e o transistor T1 formam uma fonte de corrente. A magnitude desta fonte é escolhida de tal forma que os "LED's" operem na região linear para obter assim uma transferência linear. A linearidade do sensor foi testada para tensões de entrada que variam na faixa de 10 a 200 mV. O tempo de atraso introduzido neste sensor é proveniente do tempo de subida dos opto-isoladores e dos amplificadores. Isto é, o tempo de resposta deste sensor está dentro dos 6 ms, o qual é suficientemente rápido para nossas aplicações. O circuito possui duas fontes de correntes com terra isolados, onde uma das fontes está no mesmo potencial do circuito de potência.

Para se obter um bom funcionamento do sensor, as correntes que drenam pelos pontos A, B, C e D são balanceadas pelos potenciômetros P1 e P2 respectivamente. O ajustes destes dois potenciômetros é realizado curto-circuitando-se os pontos A e B.

### 1.8 PONTE TRIFÁSICA SIMÉTRICA CONTROLADA

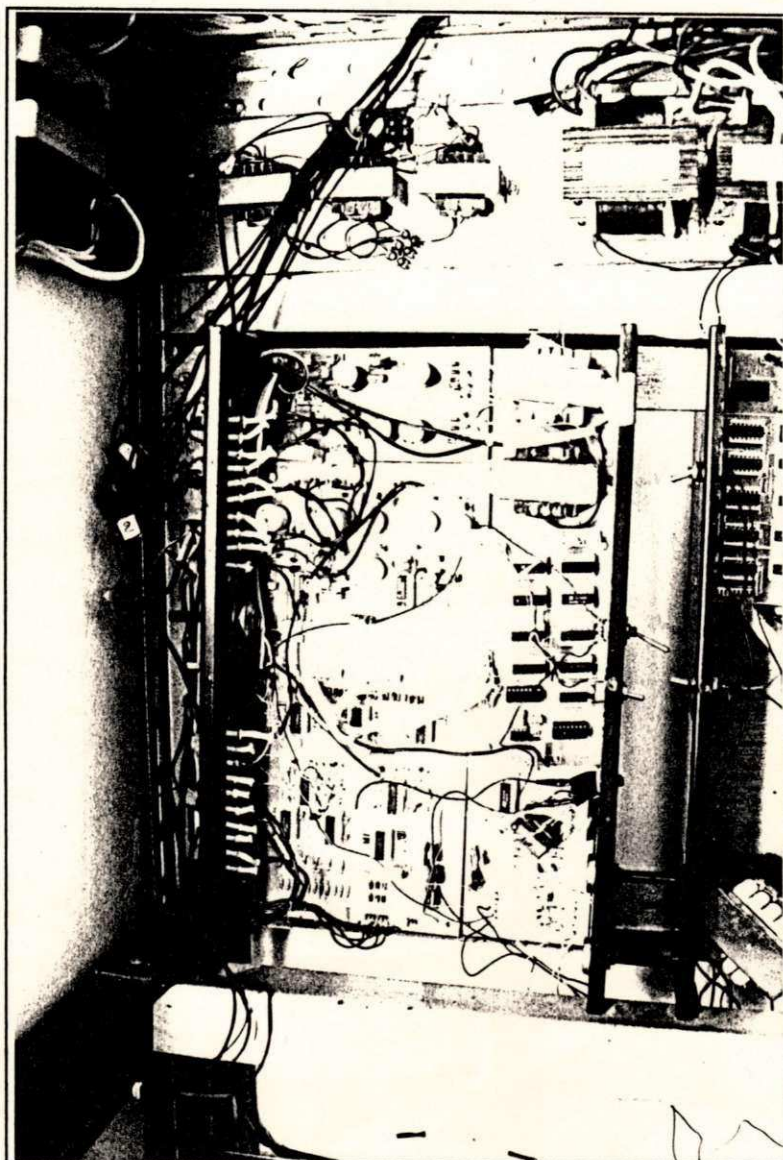
A tensão de saída da ponte trifásica simétrica é controlada pelo circuito de gatilho dos tiristores. As características de projeto e funcionamento são discutidas em MONTERO (1991B). Para se obter uma relação linear entre a tensão de controle e o valor médio da tensão de saída da ponte, utilizam-se sinais do tipo senoidais dos transformadores de sincronismo.

No dimensionamento dos tiristores leva-se em conta o valor médio e o valor RMS da corrente que por ele circula e a tensão reversa máxima. A Figura 1.9 mostra a forma de onda da tensão de saída da ponte trifásica simétrica obtida experimentalmente e a Figura 1.10 mostra o circuito de gatilho implementado. Observa-se que o sincronismo de disparo dos tiristores possui um comportamento correto.



**Figura 1.9** *Forma de onda da tensão saída da ponte trifásica simétrica*





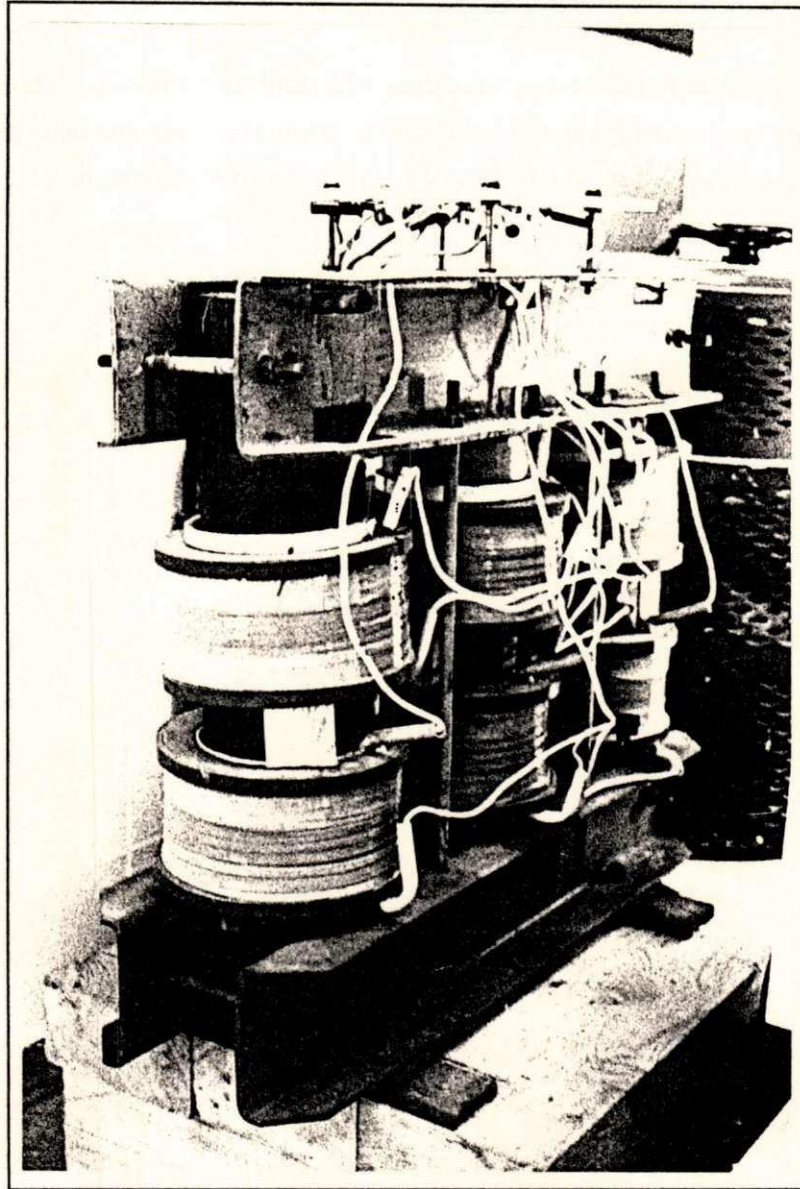
**Figura 1.10** *Circuito de gatilho da ponte trifásica simétrica*

### **1.9 MICROTRANSFORMADOR DE POTÊNCIA**

O microtransformador utilizado neste trabalho é mostrado na Figura 1.11, cujas características de construção se assemelham aos transformadores de grandes potências. Isto é a relação  $X/R$  é bastante elevada, e o material ferromagnético laminado utilizado para construção do núcleo é de alta qualidade.

O microtransformador trifásico de potência está ligado ao microgerador por meio de uma ligação delta-estrela. A função deste transformador é ajustar a tensão entre os terminais do microgerador e a rede de energia local ou as microlinhas de transmissão que operam com uma tensão de 230 V. A ligação delta-estrela tem como objetivo evitar as correntes de curto-circuito pelo neutro do microgerador, uma

vez que a ligação do microtransformador é do tipo estrela do lado do gerador e triângulo do lado da rede de energia local.



**Figura 1.11** *Microtransformador de potência*

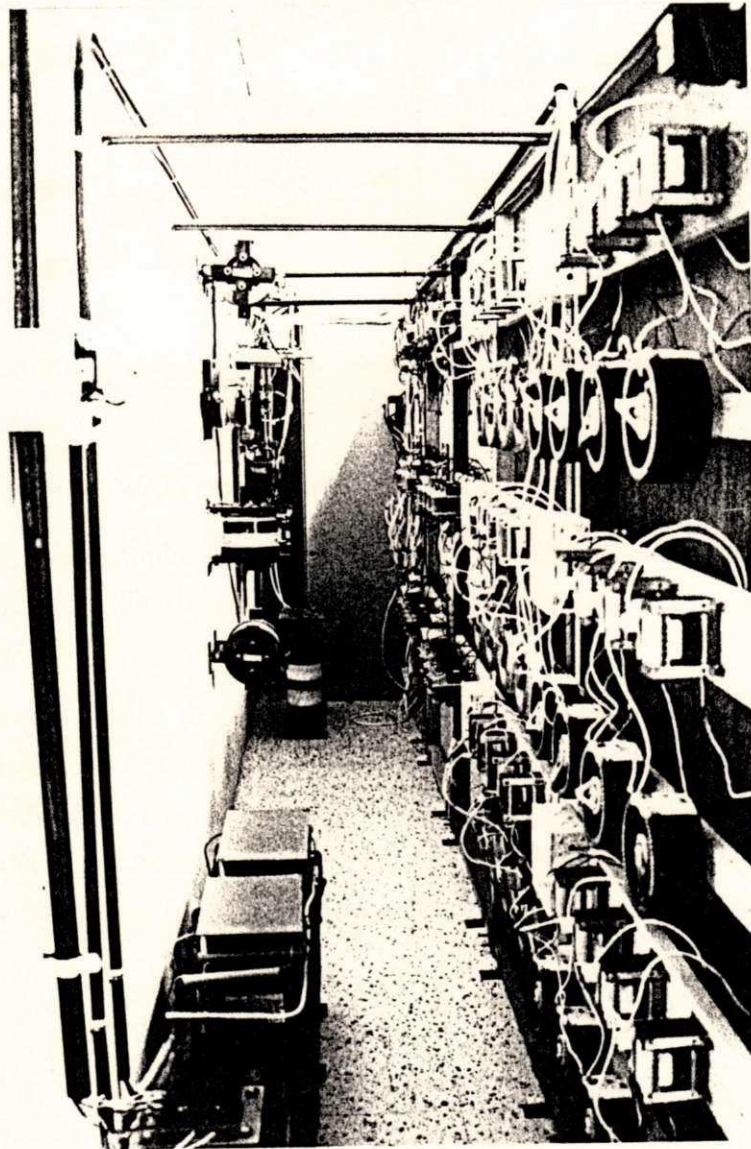
### **1.10 MICROLINHAS DE TRANSMISSÃO**

Para a representação de uma linha de transmissão em escala reduzida são utilizados circuitos trifásicos a parâmetros concentrados. As microlinhas de transmissão utilizadas neste trabalho são mostradas Figuras 1.12 e 1.13. Para cada seção de linha  $\pi$ , dois tipos de painéis foram construídos:

**Tipo 1:** Este Painel, permite que sejam simulada seções de linha de 20 Km e 100 Km nas tensões de 69 kV e 230 kV respectivamente. Existem três painéis deste tipo.

**Tipo 2:** Este Painel permite que sejam simuladas três seções de linha de 100 Km na tensão de 230 kV.

As resistências série do circuito  $\pi$  da linha são simulados por potenciômetros. As indutâncias série do circuito PI foram simulados por reatores com núcleo ferromagnético com entreferro. As capacitâncias paralela do circuito  $\pi$  foram simulados por capacitores de poliéster metalizados.



**Figura 1.12** *Microlinhas de transmissão (parte traseira)*

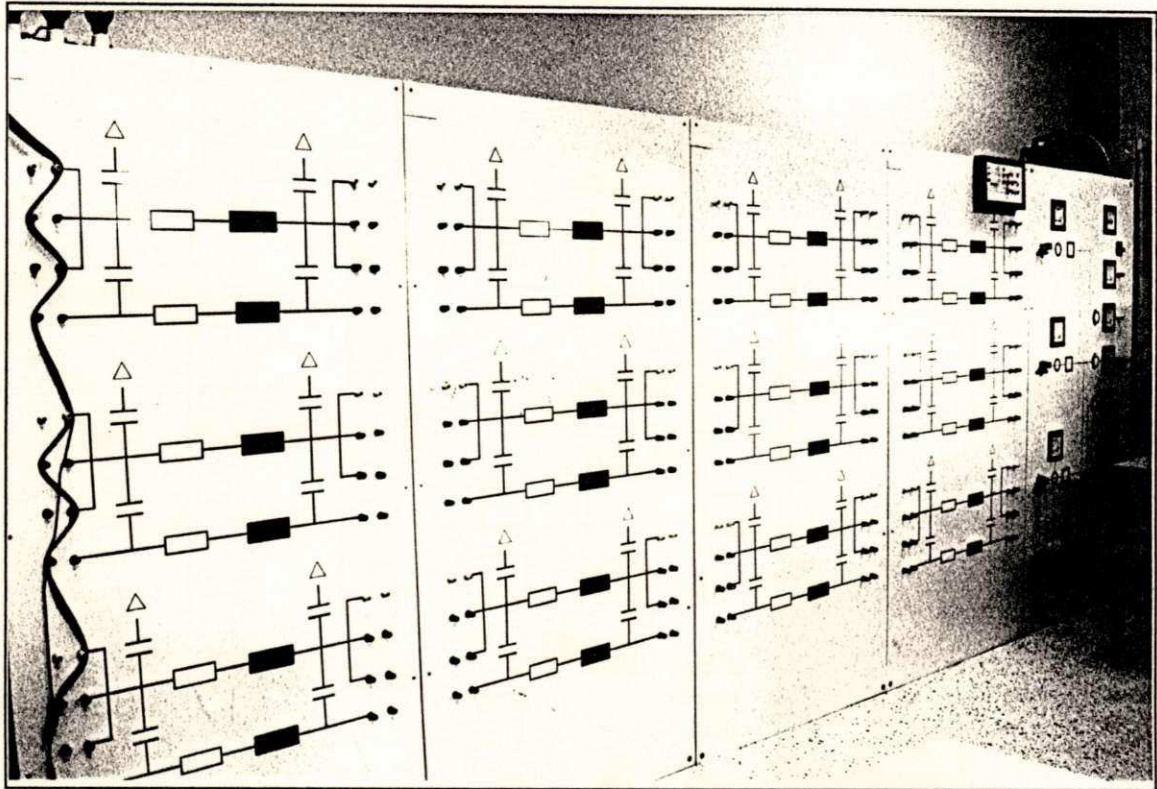
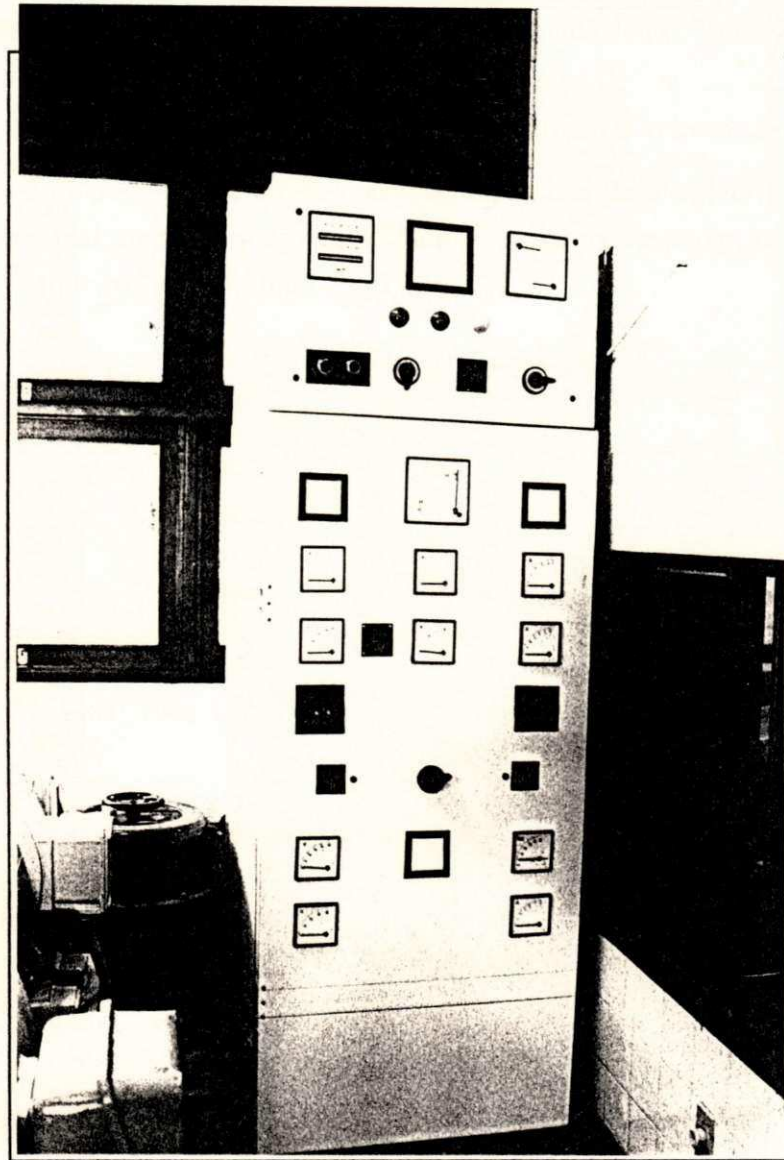


Figura 1.13 Microlinhas de transmissão (parte frontal)

### 1.11 PAINEL DE SINCRONIZAÇÃO DO MICROGERADOR COM A REDE

A sincronização do microgerador com a rede local de energia ou com as microlinhas de transmissão é realizada com o auxílio de um painel de sincronização e medição desenvolvido para este fim, como mostra a Figura 1.14.

O processo da sincronização de um gerador com um sistema elétrico qualquer requer que as tensões, frequência e sentido das fases sejam iguais. Para verificar esta condição de paralelismo são utilizadas lâmpadas incandescentes, frequencímetros e voltímetros duplos tipo painel e um medidor de seqüência de fases. O ajuste da frequência do gerador a ser sincronizado é obtida através do controlador de velocidade da turbina. O ajuste da tensão do gerador a ser sincronizado é obtida através do controlador de tensão.



**Figura 1.14** *Painel de medição proteção e sincronização do microgerador com a rede*

## 1.12 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram tratados aspectos relacionados ao controle das micromáquinas utilizando-se teoria de controle clássico. O critério adotado para a sintonia dos controladores PI foi o do cancelamento de pólos e amortecimento ótimo. O êxito do ajuste do controlador, requer o conhecimento das constantes de tempo e ganhos na malha de controle.

Foi mostrado o desenvolvimento e a implementação do sistema de excitação estática convencional para o controle de tensão do um microgerador de 3 kVA síncrono e do sistema de acionamento para o motor de corrente contínua de 5,5 kW (microturbina) para controlar a velocidade e o conjugado.

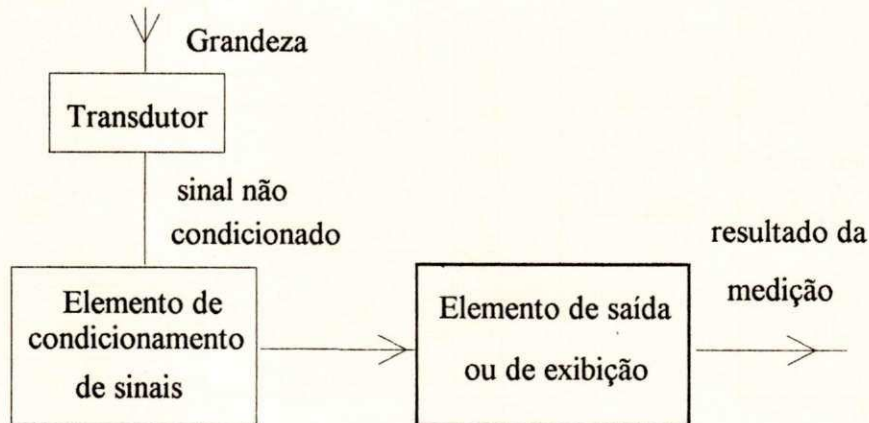
Com a realização do modelo reduzido de potência, é possível desenvolver novos instrumentos e controladores, bem como realizar estudos de estabilidade dinâmica da máquina síncrona em tempo real. Alguns destes assuntos são temas dos capítulos subseqüentes.

# SISTEMA DE MONITORIZAÇÃO E CONTROLE EM TEMPO REAL PARA UM MICROGERADOR SÍNCRONO

## 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se um sistema de monitorização e controle digital em tempo real para uma micro unidade de geração descrita no Capítulo 1. O sistema denominado SISMOCON é formado por uma arquitetura de um único processador tipo IBM PC - 386 DX - 40 MHz, com uma placa de aquisição de dados multifunção com seus circuitos de condicionamento de sinais.

O sistema de monitorização utilizado neste trabalho possui três elementos básicos, conforme mostra a Figura 2.1. O elemento de entrada ou transdutor, o elemento de condicionamento de sinais e o elemento de saída ou de exibição.



**Figura 2.1** Elementos básicos de um processo de monitorização

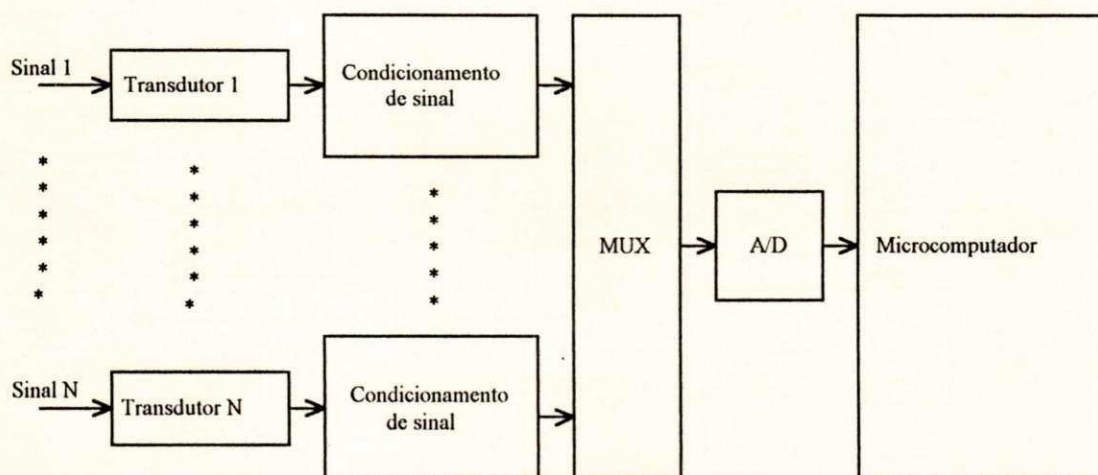
No processo de monitorização por computador, o transdutor e o elemento de condicionamento de sinais formam geralmente a "interface" necessária entre o computador e o processo. O elemento de saída é então o computador propriamente dito. Neste trabalho são utilizados transdutores analógicos, cuja saída é amostrada por uma taxa de amostragem ajustável.

A ligação mais crítica nos sistemas de monitorização, controlado por microcomputador, é a interface entre o computador e o processo. O desempenho dos transdutores e seus componentes eletrônicos associados pode, portanto, ser o fator limitador no desempenho global do sistema. Os

transdutores importantes para a monitorização são, na maioria dos casos, aqueles que produzem algum tipo de sinal elétrico de acordo com o valor de um parâmetro físico de interesse.

Apesar de existirem vários métodos para monitorar o desempenho dinâmico de uma unidade de geração, neste trabalho utiliza-se um método que emprega diversos transdutores analógicos simultaneamente, cujas saídas são digitalizadas por um conversor analógico-digital (A/D). Esse método requerem multiplexador, um amplificador de ganho programável e uma unidade de amostragem e retenção.

A Figura 2.2 mostra um sistema de medição simultânea, que emprega um conversor analógico. Cada grandeza elétrica, como tensão, corrente e potência, é medida por seu transdutor, cuja saída está ligada diretamente a uma das entradas de um multiplexador analógico. Esse multiplexador, por sua vez, seleciona uma das suas entradas para o conversor A/D, que a converte para uma palavra digital. O microcomputador lê essa palavra para processamento posterior. Na entrada do conversor A/D, depois do multiplexador, é colocado um circuito de amostragem e retenção (S/H "Sample and Hold"), que mantém o sinal analógico durante o tempo de amostragem.



**Figura 2.2** Diagrama esquemático do sistema de medição simultânea

## 2.2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

A unidade de condicionamento de sinais é formada por dois módulos, um de comando e outro de aquisição.

O módulo de aquisição possui 16 circuitos de condicionamento para a obtenção dos seguintes sinais: tensões de fase do gerador; amplitude ou módulo da tensão terminal do gerador; correntes de

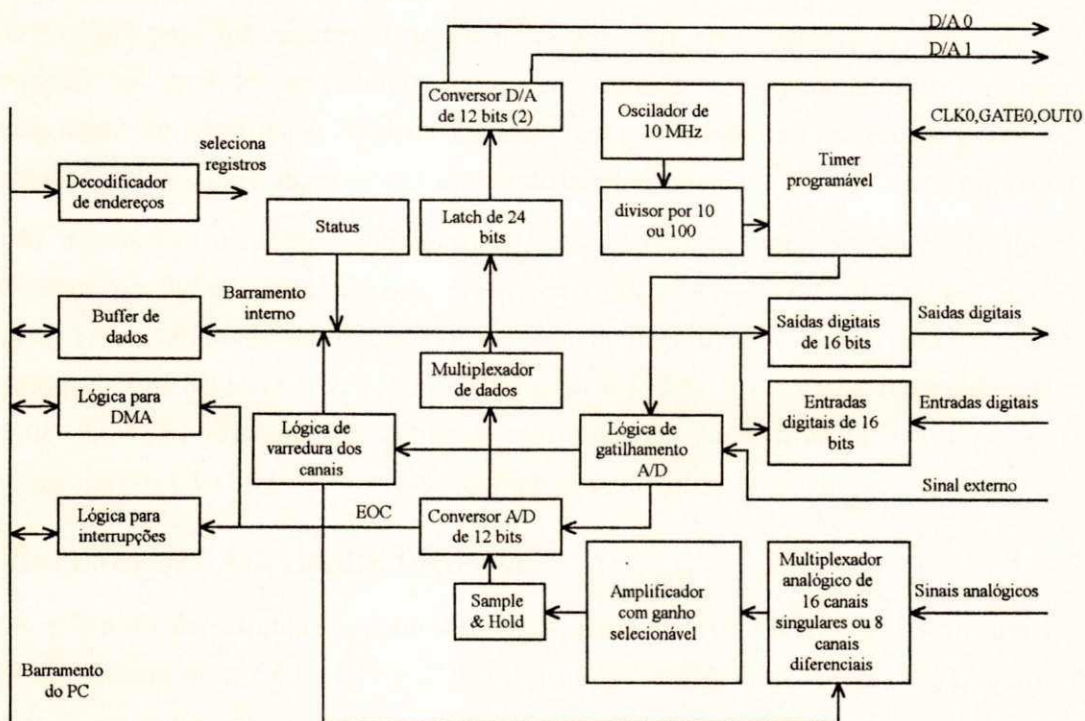


fase do gerador; amplitude ou módulo da corrente terminal do gerador; potência elétrica ativa gerada; potência elétrica reativa gerada; velocidade angular e corrente de armadura do motor CC (conjugado da microturbina).

O módulo de comando permite acionar o motor CC e microgerador através de dois conversores D/A, duas pontes trifásicas simétricas controladas e 16 canais de saídas digitais utilizados para ligar relés, sinalizadores e contatores.

### 2.3 AQUISIÇÃO DE DADOS

A placa de aquisição de dados controlada por microcomputador utilizada neste trabalho é mostrada na Figura 2.3.



**Figura 2.3** Diagrama de blocos da placa de aquisição de dados

A parte, responsável pela conversão analógica-digital, é composto por um multiplexador analógico de 16 canais, seguido por um amplificador de ganho programável, um conversor A/D por aproximação sucessiva de 12 bits, 60 KHz, com circuito "sample-hold" no mesmo "chip" e circuitos lógicos programáveis de gatilhamento e varredura de canais.

A saída do conversor A/D está ligada a um multiplexador digital de 8 bits, o qual por sua vez, está ligado a dois registros de dados, de 8 bits cada.

O período de amostragem pode ser ajustado por programa ("software"), por um sinal gerado na placa ou por um sinal gerado externamente.

Existem três maneiras em que a placa de aquisição realiza uma transferência do resultado da conversão A/D para memória: pelo controle do programa, por uma rotina de interrupção ou por acesso direto a memória (DMA).

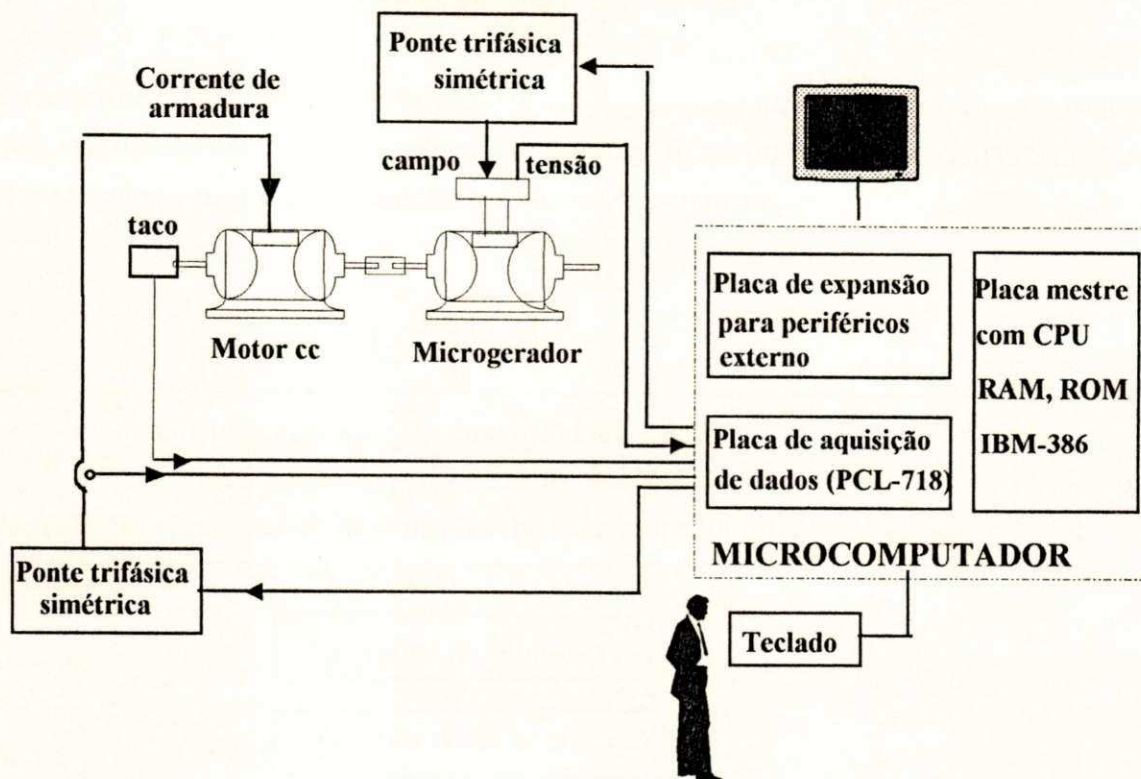
A transferência de dados pelo controle do programa utiliza o conceito de interrogação "polling". Depois que o conversor A/D é gatilhado, o programa aplicativo verifica o bit EOC ("end of conversion"; fim da conversão) do registro do estado da conversão A/D. Se o EOC for detectado, os dados convertidos são transferidos dos registros internos do conversor A/D para a memória do microcomputador pelo controle do programa aplicativo.

Na transferência por uma rotina de interrupção, os dados são transferidos dos registros do conversor A/D para um segmento de memória anteriormente definido pelo gerenciador da rotina de interrupção. No final de cada conversão, o sinal EOC gera uma interrupção que habilita a rotina de gerenciamento de interrupção realizar a transferência. Os bits de controle de interrupção e os bits de seleção do nível de interrupção devem ser especificados antes da utilização da rotina de interrupção.

As conversões analógicas-digitais utilizam a técnica de gatilho controlado por "software" com transferência de dados controlado pelo programa, onde o período de amostragem é controlado por dois métodos: 1) por tempo de serviço, 2) por um sinal de interrupção, gerado pela placa, com periodicidade programável. Em MONTERO, (1993) e GERMERTS, (1993), são apresentadas as informações da placa de aquisição referentes a os mapas de endereço das portas de entrada/saída e formato dos registros internos (A/D, D/A, contador, multiplexador e interrupções).

## 2.4 SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL

A estrutura do sistema de controle digital na sua parte material é descrita na Figura 2.4. Ela é composta de um motor CC de 5,5 kW e um microgerador de 3 kW, dois circuito de medição de velocidade corrente do motor CC e tensão do gerador, duas pontes trifásicas simétricas controladas e um microcomputador PC-386-DX 40 com uma placa de aquisição descrita na Figura 2.4.



**Figura 2.4** Diagrama de blocos dos sistemas de controle digital

A armadura da máquina de corrente contínua é alimentada através de uma ponte trifásica simétrica controlada pelo microcomputador. Para controlar a velocidade do motor CC são medidos os sinais de corrente e velocidade. A armadura da máquina de corrente contínua é alimentada através de uma ponte trifásica simétrica cuja tensão de saída é controlada pelo microcomputador.

Para controlar a tensão terminal, são medidos os sinais de tensão e corrente do gerador. O campo do microgerador é alimentado através de uma ponte trifásica simétrica controlada pelo microcomputador através de um conversor digital-analógico (resolução de 12 bits).

## 2.5 UNIDADE DE PROCESSAMENTO

Esta unidade é a mais importante por ser a responsável pela operação total do SISMOCON. A linguagem escolhida para realizar as interfaces com o linguagem de máquina do computador é C++.

### 2.5.1 Programa

O objetivo deste programa é transformar o microcomputador em um instrumento de controle e monitorização das grandezas envolvidas no processo de geração das micromáquinas. O programa foi desenvolvido na linguagem C++ para ambiente DOS (sistema operacional para disco). As rotinas deste programa executam tarefas de monitorização e controle com o auxílio de um monitor de vídeo em tempo real.

A característica principal deste programa é a sua flexibilidade no sentido de facilitar a inclusão ou a retirada de instruções com extrema facilidade. A estrutura desse programa é mostrada na Figura 2.5, formada das seguintes sub-rotinas: aquisição, monitorização, controle.

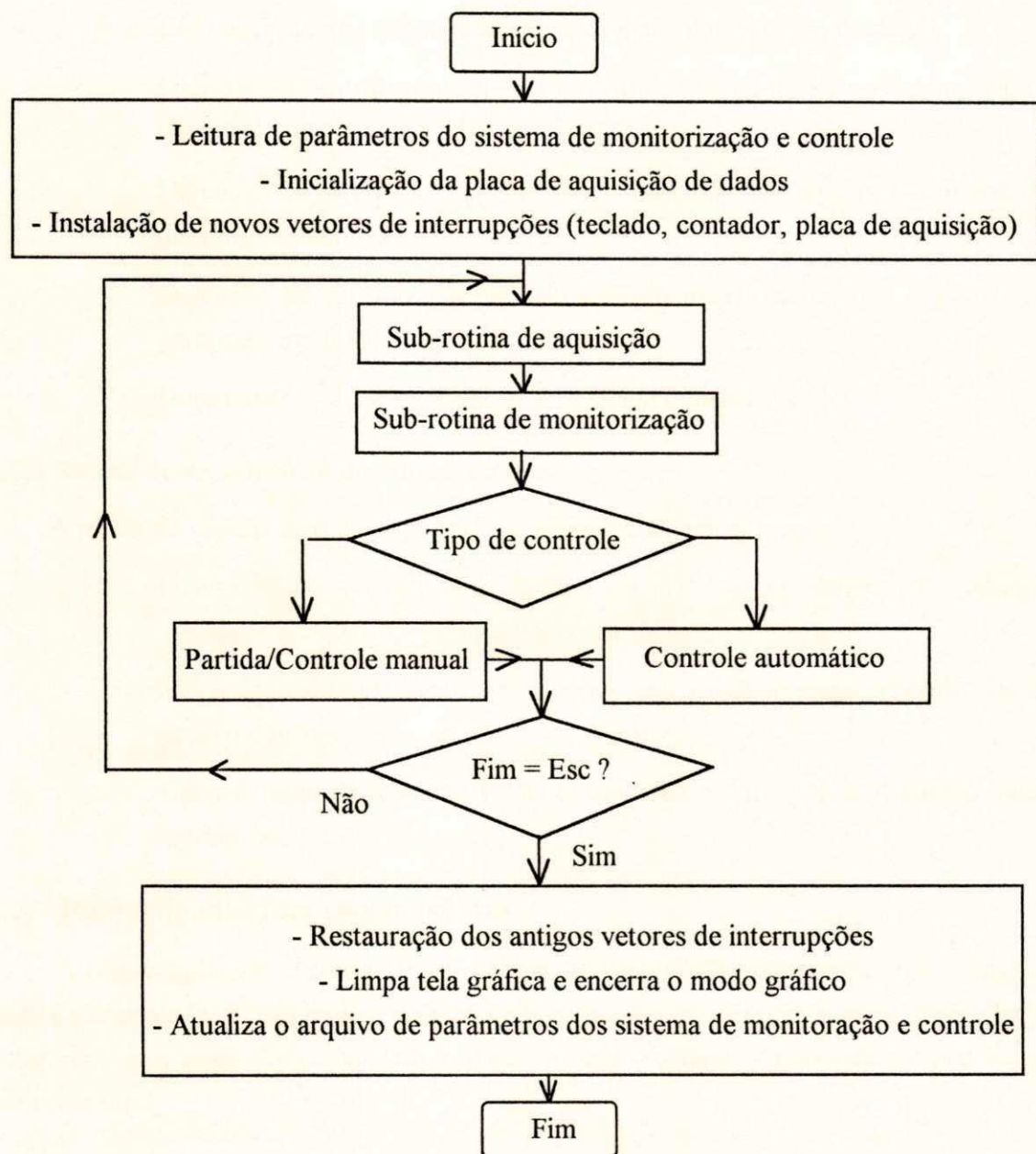


Figura 2.5 Fluxograma do programa de monitorização e controle

### **2.5.2 Rotina de controle e inicialização a placa aquisição de dados**

Nesta rotina tem-se as seguintes funções a serem realizadas:

- Definição do endereçamento das portas E/S da placa de aquisição de dados.
- Configuração dos registros internos da placa de aquisição de dados.
- Definição da estrutura de memória do microcomputador para armazenar as grandezas medidas.
- Definição do período de amostragem, da fonte de gatilho para a conversão A/D e do tipo de transferência de dados.
- Definição da estrutura de interrupções do microcomputador e a instalação da rotina gerenciadora de interrupções.
- Determinação do número de sinais a serem monitorizados.

### **2.5.3 Rotina de visualização dos sinais na tela**

A rotina de visualização de sinais na tela realiza as seguintes funções:

- Determinação dos sinais a serem visualizados. O sistema de monitorização pode visualizar até quatro sinais simultaneamente.
- Verificação dos parâmetros do monitor de vídeo, como o tipo de adaptador e modo gráfico e resolução.
- Determinação da memória RAM de trabalho e da memória RAM do vídeo (páginas de vídeo).

### **2.5.4 Rotina de interface com o usuário**

A rotina de interface com o usuário é realizada através de interrupção pelo teclado. Quando uma tecla é pressionada, o programa é desviado para a sub-rotina de comunicação com o teclado fazendo a leitura dos caracteres que comandam a função a ser executada. Várias teclas específicas são utilizadas para este fim.

### **2.5.5 Rotina de partida, sincronização e controle automático da micro-unidade**

Esta rotina permite iniciar a partida das micromáquinas através do controle manual bem como a sincronização do gerador com a rede.

O controle de cada uma das micromáquinas pode ser ajustado durante o funcionamento para operar em manual ou automático.

A implementação do algoritmo dos regulador PI discreto é baseado no modelo de primeira ordem. O ajustes dos parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  dos reguladores PI podem ser modificados pelo teclado durante o funcionamento.

### 2.5.6 Rotina de finalização do programa

Nesta rotina são restaurados os antigos vetores de interrupções do microcomputador e são atualizados os parâmetros que foram modificados durante o funcionamento. Caso o funcionamento da micro unidade esteja no modo manual, o computador pode ser utilizado para outros fins e novamente re-inicializar o programa com os parâmetros atualizados sem que se tenha de desligar a micro-unidade.

## 2.6 COMPARAÇÃO DO SISTEMA SISMOCON COM SIMILARES

A comparação do sistema proposto com outras estruturas (OHTSUKA *et alii*, 1986; MAO *et alii*, 1990; CHANDRA *et alii*, 1991) é mostrada na tabela abaixo.

SISTEMAS DE MONITORIZAÇÃO E CONTROLE	TIPO DE UNIDADE CONTROLADA	TIPO DE CONTROLE	TEMPO DE RESPOSTA	TIPO DE PROCESSADOR UTILIZADO
SISTEMA PROPOSTO (SISMOCON)	Microgerador de 3KVA e motor CC de 5,5 kW )	Tensão Velocidade potencia ativa/reactiva	1 (ms) 16 canais	Microcomputador 80-386 40 Mhz com coprocessador
OHTSUKA <i>et alii</i> , (1986)	Gerador de 200KVA	Tensão Velocidade potencia ativa/reactiva	20 (ms) 17 canais	Multiprocessador 80-186 4.4 MHz
MAO <i>et alii</i> , (1990)	Microgerador de 3KVA	Sinal estabilizador	45 (ms) 5 canais	Multiprocessador 80-186 4.4 MHz
CHANDRA <i>et alii</i> , (1991)	Microgerador de 3KVA	Sinal estabilizador	120 (ms) 5 canais	Multiprocessador 80-86 4.4 MHz

Comparando-se o tempo de resposta, tipo de processador, números de controladores e quantidade de variáveis monitoradas, conforme tabela acima, nota-se que o sistema proposto (SISMOCON) apresenta-se atualizado com relação aos seus similares em relação ao processamento digital. De fato, o tempo de resposta e precisão são melhores além do que a grandeza medida pode ser utilizada para fins de proteção, controle e monitorização em tempo real. Um outro aspecto a ser observado é que o tempo máximo gasto para execução de todas as tarefas não excede 1 ms.

A Figura 2.6 mostra o sistema de monitorização e controle digital em tempo real acoplado ao modelo reduzido descrito no Capítulo I. O sistema de controle digital pode entrar em operação simplesmente acionando-se duas chaves seletoras, isto porque as pontes trifásicas simétricas podem operar por reguladores analógicos ou digitais.

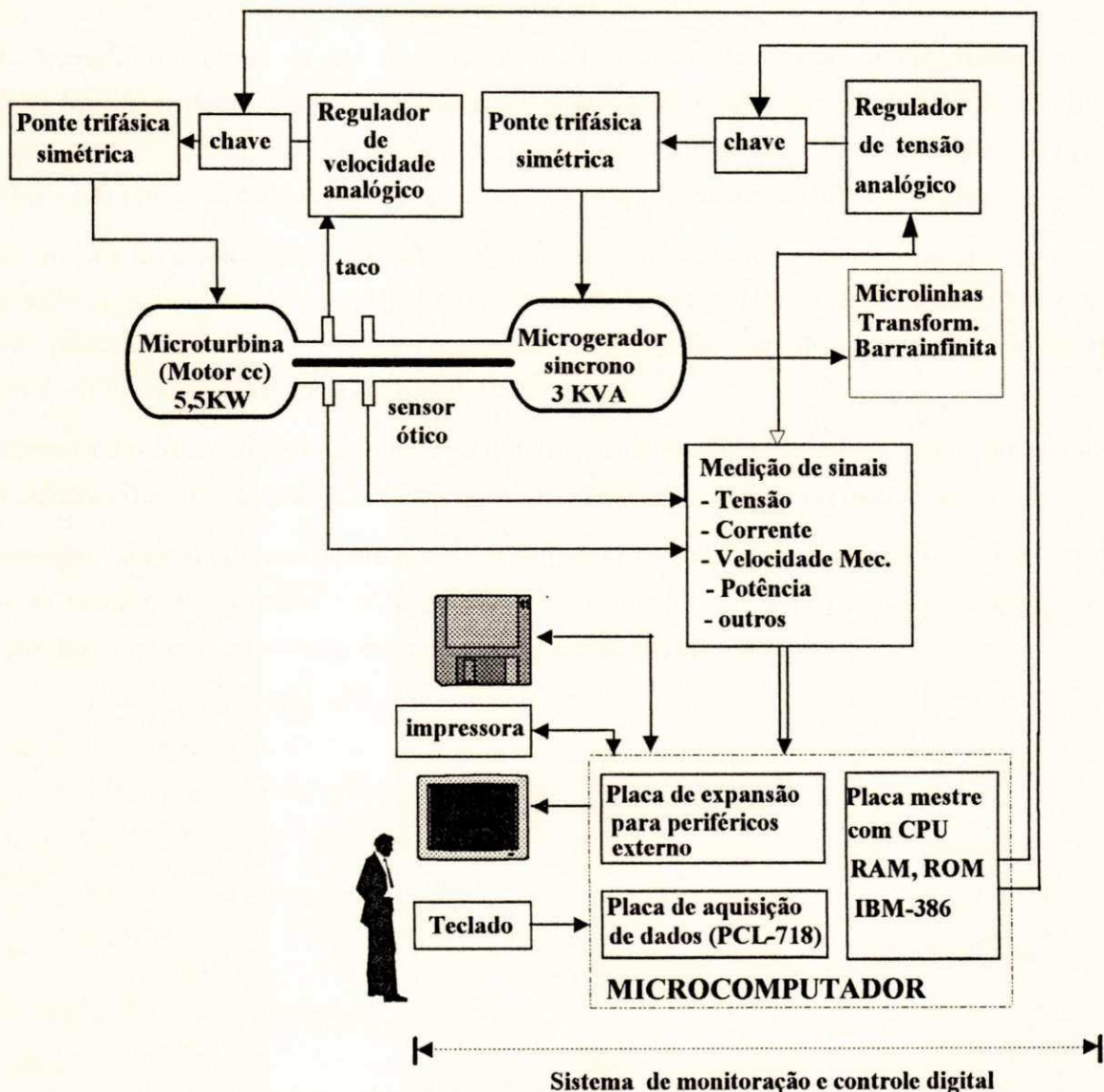


Figura 2.6 Diagrama de blocos das micromáquinas e o sistema digital implementado

O módulo de medição permite visualizar 4 sinais simultaneamente vindo das micromáquinas. O tempo máximo de varredura dos 16 sinais é de 1 ms, se o sistema está funcionando no modo controle automático e 0.7 ms. se o sistema está funcionando no modo de controle manual. O tempo de varredura depende do número de sinais adquiridos e visualizados na tela do monitor, da velocidade dos conversores A/D, "clock", tipo de processador, e do número de operações realizadas em ponto flutuante na implementação de reguladores digitais. Para diminuir o tempo de varredura dos sinais a serem amostrados na tela, devemos evoluir para processadores e conversores mais rápidos.

## 2.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado um sistema de monitorização e controle em tempo real, desenvolvido com o objetivo de criar um ambiente puramente digital capaz de operar com segurança e auxiliar na operação e controle de uma micro-unidade de geração controlada por microcomputador. O SISMOCON foi desenvolvido visando monitorar as grandezas elétricas através da tela do monitor de um microcomputador, para realizar estudos de estabilidade dinâmica numa micro-unidade de geração para facilitar a sua operação com segurança e ao mesmo tempo controlar as microunidades.

O sistema digital desenvolvido (SISMOCON) é uma ferramenta importante como um instrumento de visualização de grandezas elétricas. Ele permite avaliar o desempenho das micromáquinas e do seus reguladores discretos em tempo real. A concepção do programa permite que sejam ajustados os parâmetros dos reguladores discretos em tempo real.

A estrutura do SISMOCON permite a sua utilização em qualquer tipo de acionamento digital de máquinas elétricas (motor CC, gerador síncrono, etc.), processos químicos ou industriais.

A principal vantagem do uso de um microcomputador na geração de energia elétrica é a facilidade de alterar as técnicas de controle sem a necessidade de modificações de "hardware", bem como a visualização das grandezas envolvidas durante o processo de geração de energia.



### CONTROLADORES DIGITAIS

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Com a implementação do modelo reduzido e do sistema (SISMOCON), a implementação de controladores digitais é relativamente simples. Neste Capítulo são discutidos os aspectos relacionados ao projeto de controladores do tipo PI discretos de tensão terminal do microgerador e velocidade do motor CC. O desenvolvimento de controladores digitais para as micromáquinas tem início com NEWTON & HOGG (1976). Entre os mais recentes podemos citar a HASAN *et alii* (1994). A implementação de controladores digitais vem incrementando-se, devido ao aparecimento de microprocessadores cada vez mais rápidos (HANSELMANN, 1987).

#### 3.2 SISTEMA DE EXCITAÇÃO DO GERADOR SÍNCRONO CONTROLADO POR COMPUTADOR

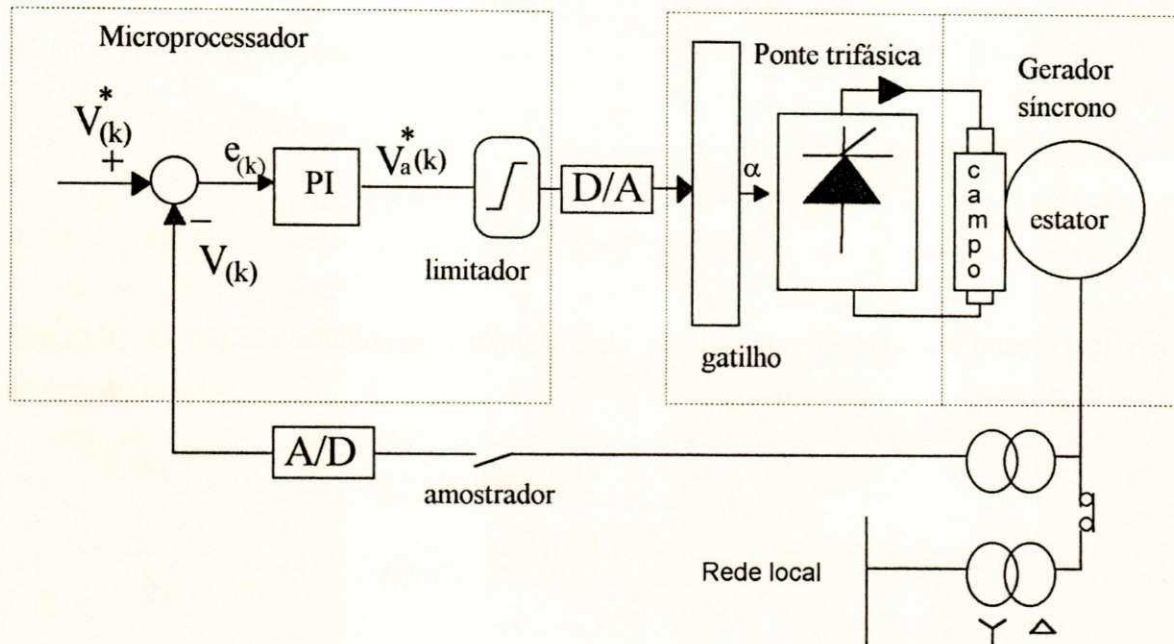
A maioria das recentes investigações sobre controladores digitais de tensão para geradores síncronos tem sido focalizadas em sofisticados algoritmos de controle (ULA & HASAN, 1992) baseados em controle ótimo, controle adaptativo e controle inteligente (redes neurais e "fuzzy"). Eles requerem um grande número de operações em ponto flutuante (importante tempo de processamento). Entretanto, o algoritmo do controlador PI é utilizado pelas indústrias no controle contínuo de tensão. O controlador PI deve ser utilizado quando a função de transferência da planta não possui nenhum termo de derivada pura, que é o caso da função de transferência do gerador (veja equação (1.1)).

As características importantes do controlador PI são a habilidade de levar a zero o erro de regime permanente e de, na sua implementação, requerer um número pequeno de operações em ponto flutuante (pequeno tempo de processamento).

A Figura 3.1 mostra em diagrama de blocos a estrutura do sistema de excitação do microgerador controlado por computador implementada neste trabalho. A tensão terminal do microgerador é obtida através de três transformadores de potencial, uma ponte a diodos, um diferenciador e um filtro passa baixa, cuja saída fornece um sinal de amplitude proporcional a amplitude da tensão terminal. Tal sinal é discretizado e enviado ao computador por intermédio de um circuito de interface e uma placa de aquisição, e que é descrito no Capítulo 2.

O sinal de saída do controlador automático de tensão discreto ou digital (RATD) é convertido em um sinal contínuo através de um conversor digital/analógico (veja placa de aquisição em Capítulo 2)

que atua na ponte trifásica simétrica através do circuito de gatilho. É importante observar que a ponte utilizada é a mesma descrita no Capítulo 1.



**Figura 3.1** Sistema de excitação com controlador de tensão PI discreto do microgerador síncrono

### 3.3 SINTONIA DO CONTROLADOR DE TENSÃO DISCRETO

O critério de sintonia dos parâmetros do controlador discreto é semelhante ao do método adotado por (MONTERO *et alii*, 1994; BÜLLHER, 1982). A função de transferência discreta do controlador PI é dada pela seguinte equação:

$$G_{\text{rvc}}(z) = K_p + K_i \frac{z}{z - 1} \quad (3.1)$$

onde  $K_p$  e  $K_i$  são os parâmetros do controlador discreto.

Na seqüência é mostrado que, através da aproximação de Padé, os parâmetros  $K_p$  e  $K_i$  do controlador discreto (3.1) podem ser obtidos em função dos parâmetros  $T_n$  e  $T_i$  do controlador contínuo.

Utilizando-se a aproximação de Padé (BÜLLHER, 1982), tem-se:

$$z = e^{sT_{av}} = \frac{1 + sT_{av}/2}{1 - sT_{av}/2} \quad (3.2)$$

onde,  $T_{av}$  é o período de tempo de amostragem. Substituindo-se (3.2) em (3.1) obtém-se:

$$G_{rvc}(z) = K_p + K_i \frac{1 + sT_{av}/2}{sT_{av}} = \frac{K_i + s(K_p + K_i/2)T_{av}}{sT_{av}} \quad (3.3)$$

Comparando-se (1.4) com (3.3) obtém-se:

$$T_i = T_{av}/K_i \quad (3.4)$$

$$T_n = \frac{T_{av}(K_p + K_i/2)}{K_i} \quad (3.5)$$

De (3.4) e (3.5) são obtidos os parâmetros do controlador discreto em função dos parâmetros contínuos, isto é:

$$K_i = T_{av}/T_i \quad (3.6)$$

$$K_p = (T_n/T_{av} + 1/2)K_i = \frac{T_n - T_{av}/2}{T_i} \quad (3.7)$$

As equações (3.6) e (3.7) nos mostram que a sintonia dos parâmetros discretos pode ser obtida pela sintonia dos parâmetros contínuos. Logo, substituindo-se (1.6) e (1.9) em (3.6) e (3.7) obtém-se os parâmetros do controlador PI discreto de tensão pelo critério de amortecimento ótimo e compensação de pólos dominantes (BÜLLHER, 1979), isto é:

$$K_i = T_{av}/2(T_f + T_p + T''_{d0})K_f K_p K_m \quad (3.8)$$

$$K_p = \frac{T'_{d0} - T_{av}/2}{2(T_f + T_p + T''_{d0})K_f K_p K_m} \quad (3.9)$$

### 3.3.1 Influência do período de amostragem nos parâmetro do controlador

Admitindo-se que o período de amostragem é relativamente pequeno, o atraso médio introduzido na amostragem do sinal pode ser aproximado pela seguinte função (BÜLLHER, 1982):

$$G_{cv}(s) = \frac{1}{1 + sT_{av}/2} \quad (3.10)$$

Logo, introduzindo-se este atraso na malha de regulação a constante  $T_{pf}$ , ver Eq. (1.5), passa a ter o seguinte valor:

$$T_{pf} = T_f + T_p + T''_{d0} + T_{av}/2 \quad (3.11)$$

Substituindo-se (3.11) em (1.9) obtém-se :

$$T_i = 2(T_f + T_p + T''_{d0} + T_{av})K_f K_p K_m \quad (3.12)$$

Substituindo-se (3.12) em (3.6) e (3.7) tem-se os novos parâmetros do controlador PI discreto:

$$K_i = \frac{T_{av}}{2(T_f + T_p + T''_{d0} + T_{av})K_f K_p K_m} \quad (3.13)$$

$$K_p = \frac{T'_{d0} - T_{av}/2}{2(T_f + T_p + T''_{d0} + T_{av})K_f K_p K_m} \quad (3.14)$$

Observa-se em (3.13) e (3.14) que os parâmetros do controlador discreto são influenciados pelo período de amostragem, mas para pequenos períodos de amostragem esta influência é desprezível.

### 3.3.2 Algoritmo do controlador PI discreto de tensão

A resposta no tempo do controlador PI contínuo e dada por:

$$V_a(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (3.15)$$

$$e(t) = V^*(t) - V(t) \quad (3.16)$$

onde  $e(t)$  é o erro de tensão e  $V_a(t)$  é a saída do controlador PI contínuo.

A resposta do controlador PI no domínio  $z$  pode ser obtida utilizando-se aproximação trapezoidal para o termo integrador (JOOS *et alii*, 1992), isto é:

$$V_a(z) = K_p e(z) + K_i \frac{T_{av}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} e(z) \quad (3.17)$$

$$\int dt = \frac{T_{av}(1+z^{-1})}{2(1+z^{-1})} \quad (3.18)$$

A equação diferença do controlador pode ser expressa na forma recorrente, isto é:

$$V_a^*(k) = V_a^*(k-1) + (K_i T_{av}/2 - K_p) e(k-1) + (K_i T_{av}/2 + K_p) e(k) \quad (3.19)$$

### 3.3.3 Período de amostragem da tensão terminal

Um critério geralmente utilizado para escolha do período de amostragem da tensão, tem como ponto de partida a resposta ao impulso do sistema a ser regulado. Escolhe-se um intervalo de tempo

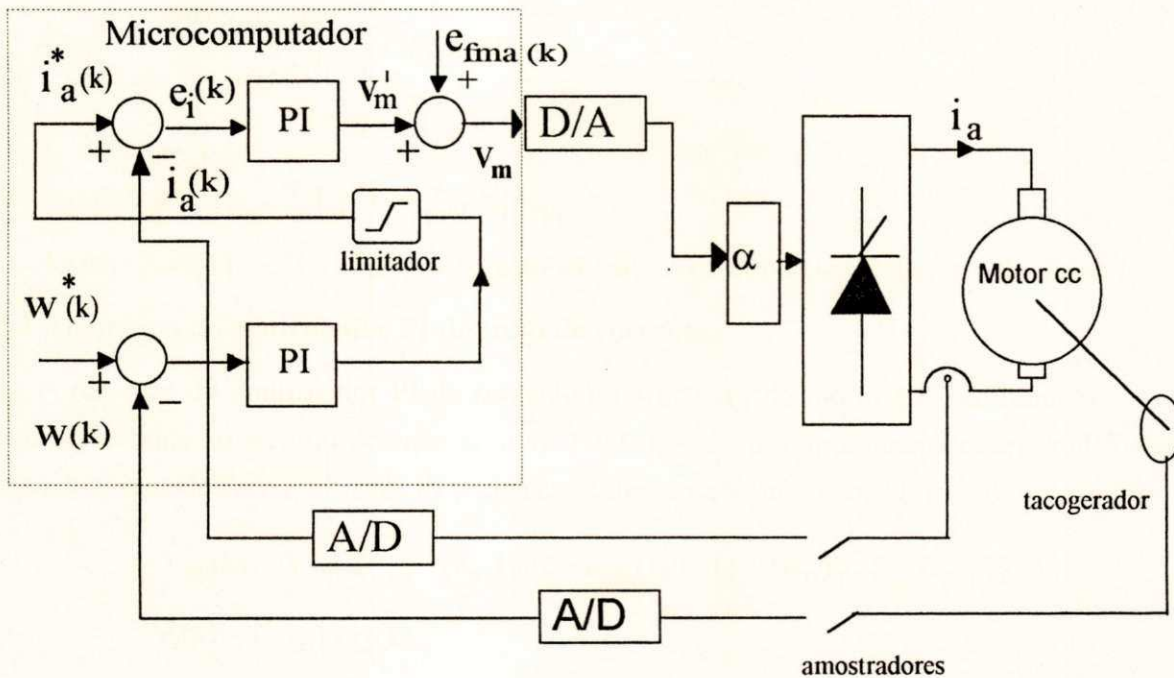
$T_{av}$  de tal maneira que os sinais de saída amostrados no final do período de amostragem representem fielmente a resposta do sistema contínuo. Logo, a escolha do período de amostragem deve ser em função da menor constante de tempo do sistema. Para o caso em estudo, esta constante é  $T''_d$  (MONTERO *et alii*, 1994), cujo valor é aproximadamente 10 ms. Neste trabalho o período de amostragem é de 1 ms.

### 3.4 ACIONAMENTO DIGITAL DO MOTOR CC (MICROTURBINA)

O desenvolvimento de controladores digitais baseados em microcomputadores é de muito interesse das indústrias, de forma especial quando se quer substituir os controladores contínuos de velocidade de turbinas (SHAOHUI *et alii*, 1992).

Os controladores mais comuns utilizados em controle de motores CC são do tipo proporcional integral. A estrutura do controlador de velocidade contínuo em cascata para motores CC descrita no Capítulo 1 e a estrutura do SISMOCON permitem a fácil implementação do controle digital de velocidade do motor CC.

A Figura 3.2 mostra em diagrama de blocos a estrutura do sistema de controle digital de velocidade do motor CC implementada neste trabalho. Os sensores de corrente de armadura e velocidade e a ponte trifásica simétrica são os mesmos utilizados para o sistema contínuo.



**Figura 3.2** Controladores PI de corrente e velocidade do motor CC

A digitalização dos sinais de corrente de armadura e velocidade é realizada através da placa de aquisição descrita no Capítulo 2. O sinal de saída do controlador de corrente discreto é convertido em

um sinal contínuo através de um conversor digital analógico que comanda a ponte trifásica simétrica através do circuito de gatilho (descrita no Capítulo 1).

### 3.4.1 Sintonia do controlador discreto PI de corrente de armadura do motor CC

As constantes do controlador  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  são obtidas a partir das constantes de tempo  $T_{ni}$  e  $T_{ii}$  do controlador PI contínuo, de forma análoga como foi mostrado para o controlador PI discreto de tensão. Obtém-se:

$$K_{ii} = T_{ai}/T_{ii} \quad (3.20)$$

$$K_{pi} = (T_{ni}/T_{ai} + 1/2)K_i = \frac{T_{ni} - T_{ai}/2}{T_{ii}} \quad (3.21)$$

onde  $T_{ai}$  é o período de amostragem da corrente.

Substituindo-se (1.19) e (1.20) em (3.20) e (3.21) e de acordo com (3.10), obtém-se os parâmetros do controlador PI discreto de corrente utilizando-se critério de amortecimento ótimo e compensação de pólos dominantes (MONTERO, 1991B; BÜLLHER, 1979):

$$K_{ii} = \frac{T_{ai}}{2(T_{fi}+T_p+T_{ai})K_{fi}K_{pi}} \quad (3.22)$$

$$K_{pi} = \frac{T_a - T_{ai}/2}{2(T_{fi}+T_p+T_{ai})K_{fi}K_{pi}} \quad (3.23)$$

As expressões (3.22) e (3.23) fornecem os ganhos do controlador discreto de corrente.

### 3.4.2 Algoritmo do controlador PI discreto de corrente

A resposta do controlador PI de corrente de armadura do motor CC no domínio  $z$  é obtida de forma semelhante ao método descrito no item 3.3.2. Isto é, por aproximação trapezoidal para o termo integrador, a saída do controlador PI pode ser expressa na forma recorrente (JOOS, G *et alii*, 1992):

$$V'_m(k) = V'_m(k-1) + (K_{ii}T_{ai}/2 - K_{pi}) e_i(k-1) + (K_{ii}T_{ai}/2 + K_{pi}) e_i(k) \quad (3.24)$$

$$e_i(k) = i_a^*(k) - i_a(k) \quad (3.25)$$

Compensando-se a força contraeletromotriz  $e_{fma}(k)$ , também chamada de tensão induzida na malha de controle de corrente de armadura do motor CC, a saída do controlador PI é:

$$V_m(k) = V'_m(k) + e_{fma}(k) - e_{fma}(k-1) \quad (3.26)$$

### 3.4.3 Período de amostragem da corrente

A escolha do período de amostragem da corrente deve ser em função da menor constante de tempo do sistema. Para o caso em estudo, a constante do circuito da armadura do motor CC é  $T_a$ . Logo, uma boa escolha do período de amostragem deve ser menor que  $T_a/2$ . Neste trabalho é escolhido o tempo de 1 ms. como período de amostragem da corrente.

### 3.4.4 Sintonia do controlador discreto PI de velocidade do motor CC

O controle de velocidade define a malha de controle mais externa, caracterizando o sistema de acionamento a velocidade variável. Este controlador é do tipo PI. Um fator que determina essa escolha, é a ausência de informação sobre a carga mecânica, pois este tipo de controlador é o mais apropriado em tais situações.

As constantes do controlador  $K_{pw}$  e  $K_{iw}$  são obtidas a partir das constantes de tempo  $T_{nw}$  e  $T_{iw}$  do controlador PI contínuo, de forma análoga como foi mostrado para o controlador PI discreto de tensão. Assim, obtém-se:

$$K_{iw} = T_{aw}/T_{iw} \quad (3.27)$$

$$K_{pw} = (T_{nw}/T_{aw} + 1/2)K_w = \frac{T_{nw} - T_{aw}/2}{T_{iw}} \quad (3.28)$$

onde  $T_{aw}$  é o período de amostragem da velocidade

Substituindo-se (1.22) e (1.23) em (3.27) e (3.28) e de acordo com (3.10), obtém-se os parâmetros do controlador PI discreto de velocidade utilizando-se o critério de amortecimento ótimo e compensação de pólos dominantes (MONTERO, 1994; BÜLLHER, 1979):

$$K_{iw} = \frac{T_{av}}{2(T_{fw} + T_{aw})K_{fw}1/B} \quad (3.29)$$

$$K_{pw} = \frac{T_m - T_{aw}/2}{2(T_{fw} + T_{aw})K_{fw}1/B} \quad (3.30)$$

As expressões (3.29) e (3.30) fornecem os ganhos do controlador discreto de velocidade ajustados pelo critério de compensação do polo dominante e amortecimento ótimo.

### 3.4.5 Algoritmo do controlador PI discreto de velocidade

A saída do controlador PI é obtida de forma análoga ao item 3.32. Isto é, na forma recorrente (JOOS *et alii*, 1992):

$$i^*_a(k) = i^*_a(k-1) + (K_{iw}T_{aw}/2 - K_{pw}) e_w(k-1) + (K_{iw}T_{aw}/2 + K_{pw}) e_w(k) \quad (3.31)$$

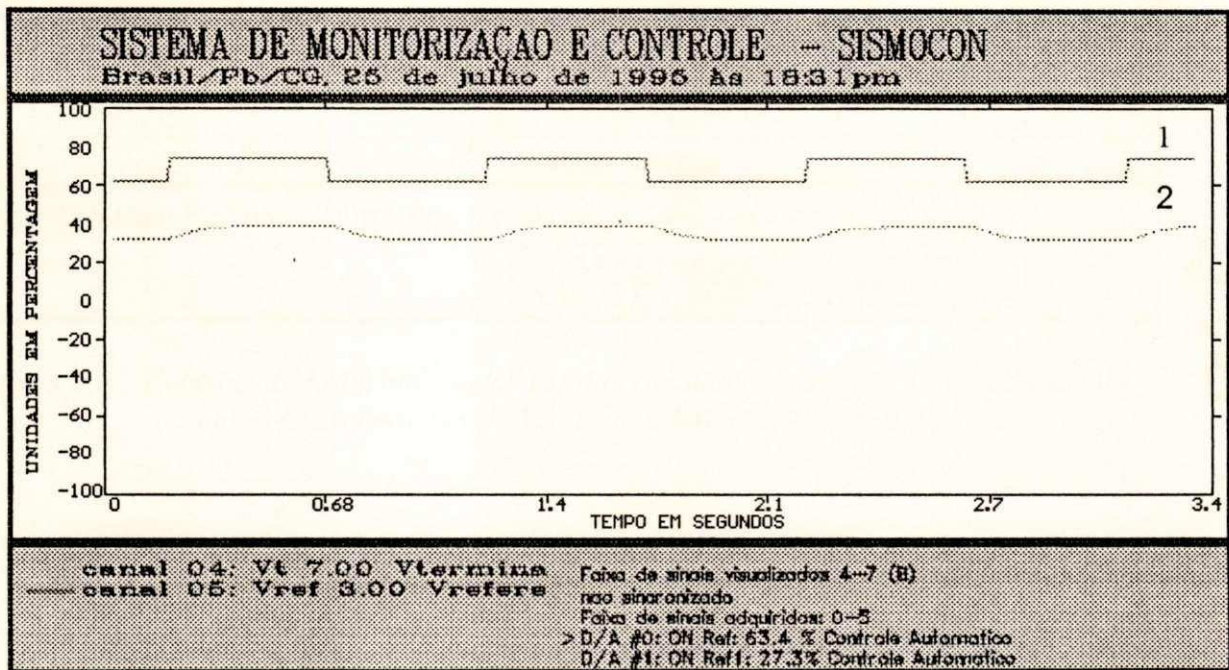
$$e_w(k) = W^*(k) - W(k) \quad (3.32)$$

### 3.4.6 Período de amostragem da velocidade

Como a dinâmica da velocidade é relativamente muito lenta comparada com a da corrente de armadura, o período de amostragem deve satisfazer à condição  $T_{aw} \leq T_m/2$ , onde,  $T_m = J/B$ . Neste trabalho é escolhido o tempo de 50 ms. como período de amostragem da velocidade.

## 3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A Figura 3.3 mostra as curvas de tensão terminal (curva 1) e tensão de referência (curva 2) com controlador PI discreto obtida experimentalmente do microgerador. A curva da tensão terminal do microgerador prove as variações da curva da referência de tensão. A tensão de referência foi somado um valor de 30 %, com isto, a curva da referência de tensão foi deslocada para cima para facilitar a visualização dos sinais na tela. O controle digital da tensão terminal do microgerador apresenta um bom desempenho. O tempo de amostragem da tensão é de 1 ms.

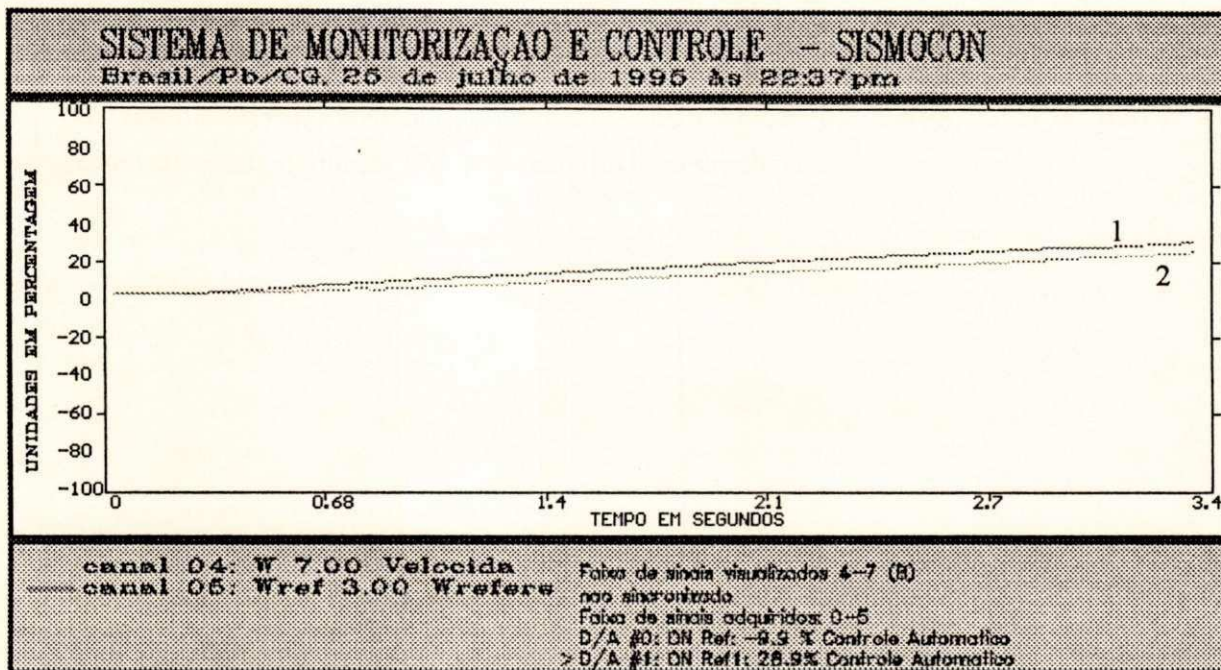


**Figura 3.3** Controle digital (controlador PI) da tensão terminal do microgerador: tensão terminal (curva 1) e tensão de referência (curva 2)



A Figura 3.4 mostra as curvas da velocidade (curva 1) e velocidade de referência (curva 2) com o controlador PI discreto em cascata, obtida experimentalmente do motor CC. A velocidade de referência (curva 1) é ajustada gradativamente (rampa) de 0 a 1800 rpm, através do teclado com o auxílio do sistema (SISMOCON). O controle digital da velocidade apresenta um bom desempenho.

O tempo de amostragem da corrente é de 1 ms. e o tempo de amostragem da velocidade é 50 ms. Na implementação do controlador de velocidade, é importante o ajuste do limitador de corrente em função da corrente de armadura que o motor pode suportar sem danificar a máquina. O limitador de corrente foi ajustado em 20 A. A velocidade de referência foi acrescido de um valor de 3 %, com isto, a curva da referência de velocidade foi deslocada para cima para facilitar a visualização dos sinais na tela.



**Figura 3.4** Controle digital (controlador PI) da velocidade do motor CC: velocidade do motor CC (curva 1) velocidade de referência (curva 2)

### 3.6 CONCLUSÃO

Neste Capítulo foram apresentados e discutidos os aspectos relacionados ao projeto e implementação de controladores do tipo PI discretos de tensão terminal do microgerador e de velocidade do motor CC.

O cálculo dos controladores discretos foi baseado na teoria de controle clássico para sistema SISO. O cálculo dos parâmetros do controlador PI discreto foi obtido a partir da discretização do modelo do controlador PI contínuo. O critério utilizado para o cálculo do controlador contínuo foi o da compensação de pólos dominantes com amortecimento ótimo.

Os algoritmos dos controladores PI de tensão e velocidade foram implementados através do SISMOCON. A monitorização e o controle de tensão e velocidade é simultâneo. Isto é, as duas micromáquinas são controladas ao mesmo tempo, bem como são visualizadas na tela do computador as grandezas desejadas em tempo real.

Os resultados experimentais apresentados mostram que os controladores de tensão do micro gerador e velocidade do motor CC possuem um bom desempenho.

## SENSORES DE GRANDEZAS ELÉTRICAS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste Capítulo são apresentados quatro sensores de grandezas elétricas baseado em microcomputador. Eles são: ângulo de carga para máquinas síncronas, fasímetro, fator de potência e frequência elétrica. Na seqüência são apresentados os princípios de funcionamento, circuitos, algoritmos, resultados experimentais e suas novas aplicações em controle e proteção. É importante ressaltar que o custo dos medidores convencionais acima citados são usualmente altos, no entanto com a queda de preço dos microcomputadores é mais desejável o uso do microcomputadores. A estrutura dos sensores desenvolvidos é caracterizada por três elementos básicos: 1) circuito transdutor, 2) circuito de "interface" com o computador, que é idêntico para os quatro instrumentos e 3) programa de execução pelo computador para realizar cálculos, monitorização e registro da grandeza medida. O computador utilizado para executar os programas dos sensores é o mesmo descrito no Capítulo 2.

### 4.2 SENSOR DE FREQUÊNCIA ELÉTRICA

Um dos mais importantes índices que mede a qualidade da energia elétrica é a frequência. A frequência elétrica de um sinal alternado é o número de vezes que o sinal passa pelo nível zero, isto é, de negativo para positivo ou vice-versa em uma unidade de tempo (por exemplo, segundo). (MALIK *et alii*, 1991).

Geralmente o sinal de velocidade tem sido empregado em reguladores de velocidade de turbinas e em sinais estabilizadores através do regulador de tensão. Para isto a medição da velocidade, é obtida através de tacogeradores.

O desenvolvimento do sensor de frequência neste trabalho tem como principal objetivo medir a frequência da tensão terminal do microgerador.

A frequência de um sinal alternado pode ser obtido a partir de duas formas:

1) Contando-se o número de vezes de cruzamentos do sinal pelo zero na mesma direção por segundo, a frequência  $f$  do sinal é igual a número contado.

2) Medindo-se o tempo  $T$ , de um cruzamento do sinal pelo zero para um próximo cruzamento pelo zero, que corresponde a um meio ciclo, a frequência do sinal é igual a  $1/2T$  (HAMILAKIS & VOULGARIS, 1987; IRSHID *et alii*, 1991).

O primeiro método é ideal para medição de altas frequências. Geralmente o segundo método é mais recomendável para frequência baixas (NEMAT, 1990), como exemplo a frequência de um sistema de potência.

#### 4.2.1 Descrição do sensor de frequência elétrica

O sensor descrito neste trabalho mede a frequência de um sinal senoidal. A Figura 4.1 mostra em diagrama de blocos o sensor de frequência. O sensor é basicamente formado por um circuito transdutor, um circuito de "interface" e o computador.

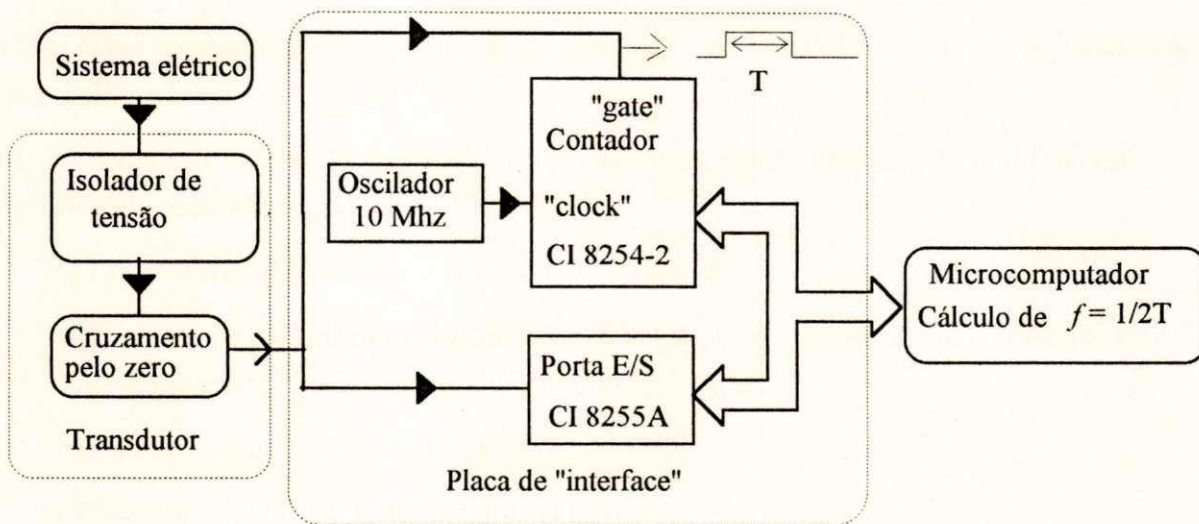


Figura 4.1 Diagrama de blocos do sensor de frequência

O princípio de funcionamento do transdutor de frequência utiliza o segundo método para medir frequências, cuja implementação é relativamente simples. Este circuito é basicamente formado por um circuito limitador e comparador. As características dos componentes eletrônicos utilizados no transdutor são de baixo "off-set" e de resposta rápida (menor que  $1 \mu s$ ).

Para medir o tempo  $T$  fornecido pelo transdutor, é desenvolvida um circuito "placa de interface" que é comum para os demais instrumentos. Esta placa é conectada ao barramento do computador. A função principal desta placa é de medir o tempo através de contadores programáveis do tipo Intel 8254-2.

Para sincronizar os instantes de leitura dos tempos pelo computador, utiliza-se uma porta programável de entrada e saída de dados do tipo Intel 8255A. O Anexo C apresenta informações referente a configuração desta placa.

Para se obter a frequência a partir da medição do tempo fornecida pela placa de "interface", o computador realiza a seguinte cálculo:

$$f = 1/2T \quad (1.1)$$

onde T é tempo contido em um meio ciclo do sinal senoidal.

#### 4.2.2 Algoritmo para obter a frequência elétrica de um sinal senoidal

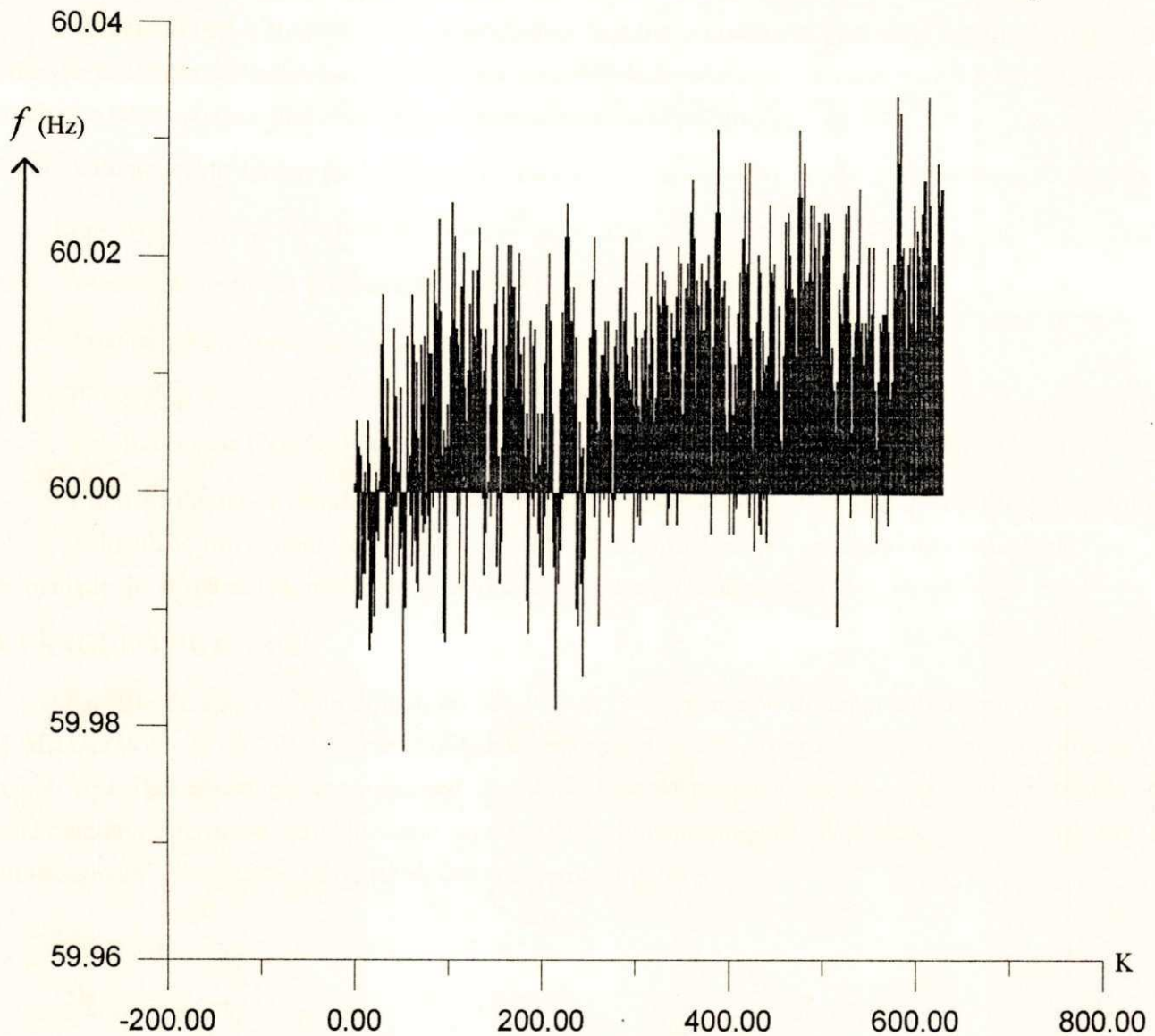
O algoritmo utilizado permite que a CPU do microcomputador se comunique com a placa de "interface" via operações de leitura e escrita. A placa possui um endereço base, escolhido dentro de uma área de E/S não utilizada pela plataforma do PC. As etapas do algoritmo são as seguintes:

- 1) Programar os modos de funcionamento do contador e porta E/S e escrever valor máximo no contador (8254-2);
- 2) Ler a porta E/S (8255A) e verificar se o contador está habilitado para leitura. Em caso afirmativo, executar as seguintes instruções:
  - a) Ler o contador e calcular o tempo T do semi-ciclo;
  - b) Escrever o valor máximo no contador (8254-2). Com esta instrução o contador está habilitado para medir o tempo do próximo semi-ciclo;
  - c) Calcular a expressão:  $f = 1/(2T)$ ;
  - e) Mostrar o valor de  $f$  no monitor ou gravar;
  - e) Se a tecla ESC for pressionada o programa para. Em caso contrário, retornar para o item 2.

#### 4.2.3 Resultados experimentais do sensor de frequência

A Figura 4.2 mostra a frequência do microgerador em paralelo com a rede de energia, obtida experimentalmente pelo sensor na forma de gráfico, no qual o tempo é dado pelos instantes de amostragem k. Cada pulso corresponde a 16,666 ms. O sinal utilizado para medir a frequência vem da tensão terminal do microgerador.

Para validar os resultados do sensor de frequência foi utilizado um medidor de frequência digital (modelo 5385A, marca HEWLETT PACKARD, precisão 8 dígitos) para medir a frequência do microgerador. Cujas leituras foram de 60,01 Hz.



**Figura 4.2** *Frequência elétrica do microgerador interligado com a rede*

#### 4.2.4 Comparação do sensor de frequência com similares

A tabela abaixo mostra duas características básicas de sensores similares de frequência.

Sensores de frequência baseados em microcomputador	Frequência de clock do contador (MHz)	Tempo de resposta (ms.)
Sensor proposto	10.00	16,666
MALIK <i>et alii</i> (1991)	1.19	33,333

Comparando-se a frequência de "clock" do contador utilizado, o qual está ligado diretamente à precisão na leitura de tempo na parte digital e o tempo de resposta dos sensores de frequência, nota-se, conforme tabela abaixo, que o sensor proposto apresenta-se superior.

#### 4.2.5 Aplicações do sensor de frequência elétrica

Entre as aplicações mais importantes, podemos citar:

- Visualizar de forma precisa a frequência do microgerador.
- Auxiliar na sincronização do gerador síncrono com a rede local.
- Possibilitar a incorporação de sinais de proteção e alarme em geradores, a fim de evitar sobre e sub-frequência (NARAYAN, 1980; MÜLLER & BORNER, 1983).
- Controle digital de frequência do microgerador através do motor cc. Isto é, substituir o sensor de velocidade (tacogerador) (OVASKA, 1988) que normalmente é utilizado no controle de velocidade de turbinas (ou motor CC) pelo sensor de frequência proposto.

#### 4.3 ÂNGULO DE CARGA

O ângulo de carga  $\delta$  é uma variável importante concernente ao desempenho da máquina síncrona (SABHARWAL *et alii*, 1984). Ele é utilizado em aplicações de controle de sistemas de potência em tempo real. Basicamente, é um indicador de estabilidade da máquina síncrona, o ângulo de carga de uma máquina síncrona é definido como sendo o deslocamento angular no espaço entre a tensão gerada ou induzida  $V_{fd}$  e a tensão terminal  $V_t$  como mostra a Figura 4.3.

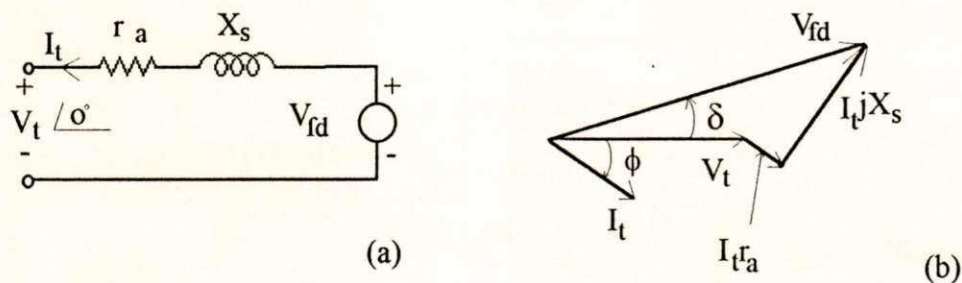


Figura 4.3 (a) Circuito equivalente da máquina síncrona pólos lisos (b) Diagrama fasorial

A Figura 4.4 mostra um diagrama esquemático do sensor de ângulo de carga para máquinas síncronas apresentado neste trabalho, cujo funcionamento é descrito em seguida.

### 4.3.1 Descrição do transdutor de ângulo de carga para máquinas síncronas

Para medir o ângulo de carga de uma máquina síncrona é necessário obter a posição relativa dos vetores  $V_{fd}$  e  $V_t$ . Sabe-se que  $V_{fd}$  é solidária ao eixo q do campo da máquina síncrona. A posição relativa do vetor  $V_{fd}$  é obtida através de um sensor de posição de campo ou de um tacogerador acoplado ao eixo da máquina. A posição relativa do vetor  $V_t$  é obtida simplesmente dos terminais do estator da máquina síncrona.

As Figuras 4.5 e 4.6 mostram o circuito transdutor do ângulo de carga e os sinais envolvidos nos diferentes pontos deste. A posição relativa do vetor  $V_t$  é obtida a partir do cruzamento pelo zero da tensão de fase do microgerador. Os dispositivos utilizados são: transformadores de potencial, limitadores a díodos de proteção(①) e comparadores (②) para formar uma onda quadrada e diferenciadores(③) para formar pulsos defasados de  $120^\circ$  na frequência de 60 Hz. Estes pulsos são somados formando um trem de pulsos de 180 Hz (④).

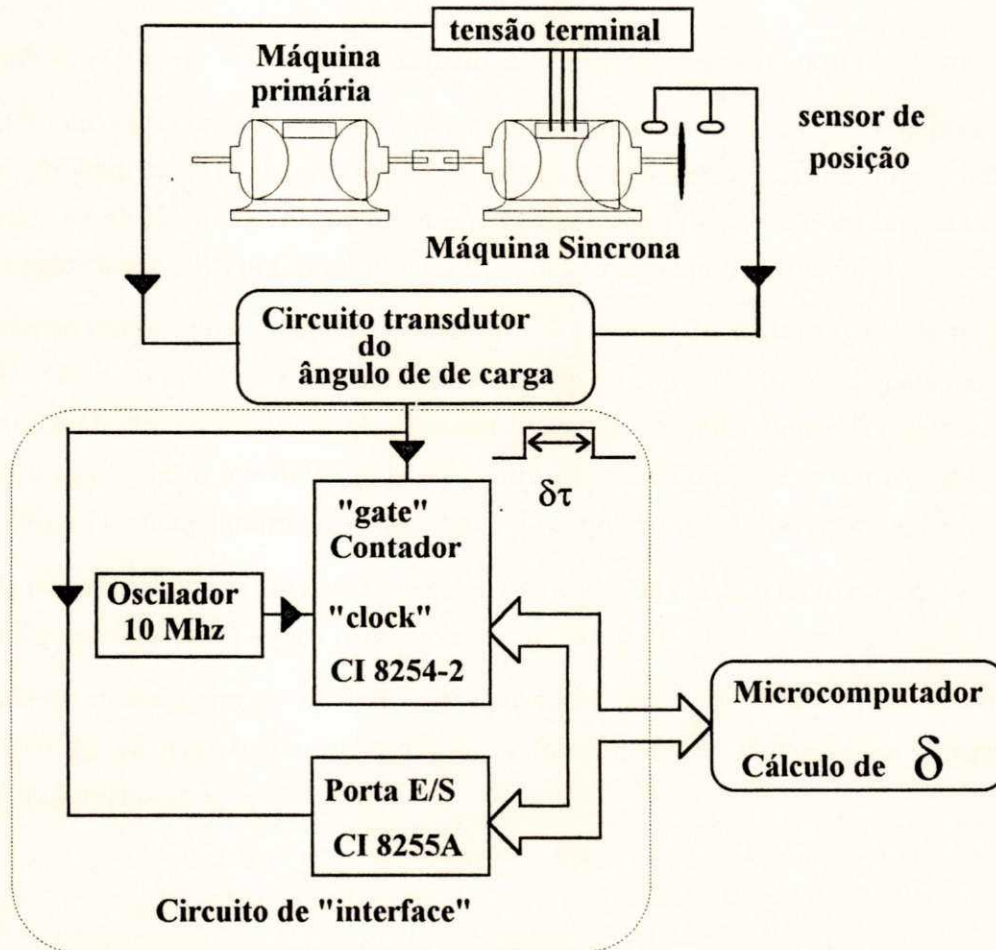
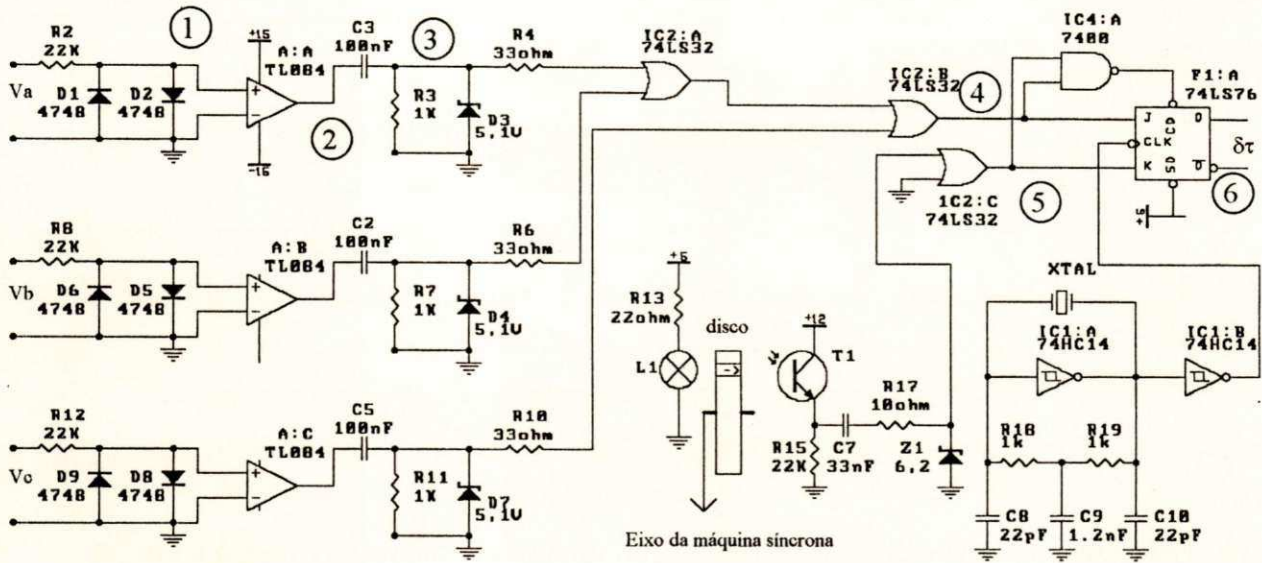


Figura 4. 4 Sensor de ângulo de carga de uma máquina síncrona





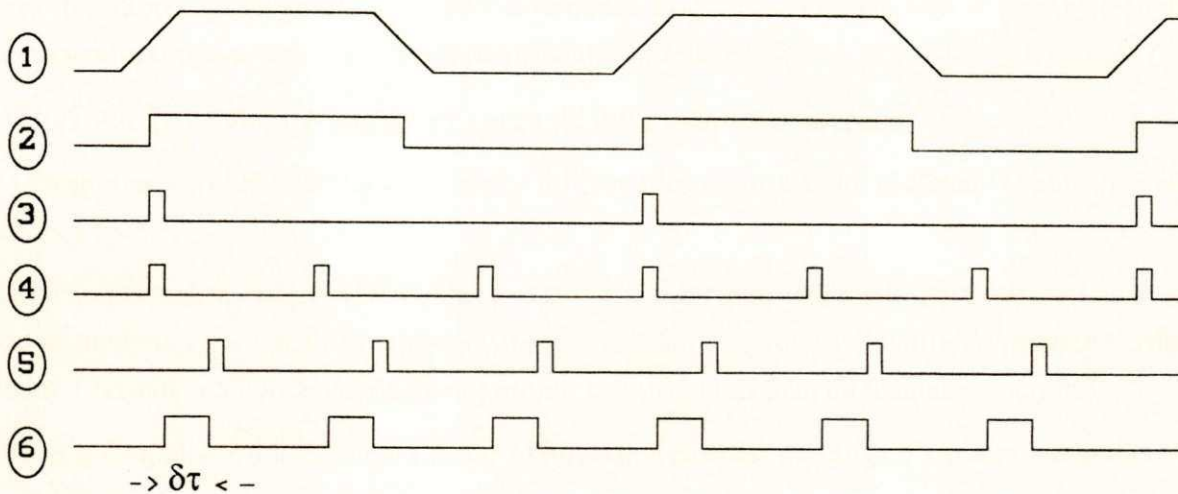
**Figura 4.5** Circuito transdutor do ângulo de carga para uma máquina síncrona

O transdutor ótico é colocado em um dos extremos do eixo do microgerador para fornecer a posição relativa do vetor  $V_{fd}$ . O circuito sensor de posição "encoder" é constituído por uma fonte de luz infravermelha centralizada no giro dos furos e um disco com furos fixado no eixo da máquina. A passagem da luz pelos furos ativa um fototransistor, gerando assim um trem de pulsos ⑤.

A defasagem no tempo entre o sinal de referência ⑤ e o sinal do sensor ótico ④ representam o ângulo de carga. O circuito utilizado para captar esta defasagem é obtido através de uma memória "flip-flop" tipo J-K cuja saída ⑥ vai para nível alto quando chega um dos pulso numa das entradas J-K e vai para nível baixo quando chega um outro pulso na outra entrada. Forma-se assim na saída uma onda retangular cuja largura contem a informação do ângulo de carga em função do tempo e da frequência.

No caso da máquina síncrona em vazio, os pulso praticamente chegam juntos. Logo, para manter a saída em zero utiliza-se uma porta lógica para inicializar o "flip-flop".

Na obtenção do sinal do ângulo de carga, utilizam-se os sinais ④ e ⑥ e uma memória tipo D, cuja saída fornece os valores: baixo, corresponde a funcionamento como motor síncrono e alto corresponde a gerador síncrono.



**Figura 4.6** Sinais do circuito transdutor do ângulo de carga para uma máquina síncrona

É importante observar que o sensor de posição é basicamente formado por um disco não transparente de baixa inércia, com N furos simetricamente espaçados. O ajuste inicial do disco no eixo é realizado com o microgerador sem carga. O diâmetro do furo deve ser o suficiente para introduzir o feixe de luz. Os furos devem ser igualmente espaçados.

Para determinar a quantidade de furos (N) que o disco deve ter, deve-se observar a frequência do sinal de referência e o número de pólos do gerador. Por exemplo, para o caso de um turbo gerador que possui 4 pólos, frequência 60 Hz e velocidade angular síncrona = 1800 rpm, o número de furos deve ser igual a 6.

Os amplificadores operacionais utilizados tem as características de baixo "off-set" e de resposta rápida, como por exemplo o amplificador TL 084.

Para medir o tempo  $\delta\tau$  fornecido pelo transdutor de ângulo de carga, utiliza-se mais um contador (8254-2) da placa de "interface", bem como duas entradas da porta E/S (8255A) para informar ao computador o sinal do ângulo de carga e os instantes de acesso ao contador pelo computador, que por sua vez deve realiza o seguinte cálculo:

$$\delta = \frac{\delta\tau}{2T} 360 \quad (4.3)$$

onde T é o tempo contido em um meio ciclo do sinal senoidal da tensão terminal fase neutro obtido pelo sensor de frequência.

Da expressão (4.3) observa-se que para medir o ângulo de carga em qualquer velocidade é necessário ter informação do período da tensão terminal. Logo, para implementar o sensor de ângulo de carga é necessário utilizar dois contadores da placa de "interface".

#### 4.3.2 Algoritmo para obter o ângulo de carga de uma máquina síncrona

1) Programar os modos de funcionamento do contador e porta I/O e escrever o valor máximo nos contadores 1 e 2.

2) Ler a porta E/S (8255A) e verificar se o contador está habilitado para leitura (sinal baixo). Em caso afirmativo, executar as seguintes instruções (observa-se que esta instrução permite verificar se o contador 1 terminou a contagem do semi-período da tensão terminal da máquina síncrona):

a) Ler o contador 1 utilizado para medir frequência e calcular o tempo  $T$  do semi-ciclo da tensão terminal;

b) Escrever o valor máximo no contador 1;

3) Ler a porta E/S (8255A) e verificar se o sinal do transdutor de ângulo de carga está habilitado para leitura. Em caso afirmativo, executar as seguintes instruções:

a) Ler o contador e calcular o tempo  $\delta\tau$ ;

b) Escrever o valor máximo no contador 2;

c) Calcular  $\delta = \frac{\delta\tau}{2T} 360$ ;

d) Mostrar no monitor ou gravar o ângulo de carga ( $\delta$ );

e) Se a tecla ESC for pressionada o programa para. Em caso contrário, retornar para o item 2.

#### 4.3.3 Comparação do sensor de ângulo de carga com similares

A tabela abaixo mostra algumas características de sensores de ângulo de carga baseados em microcomputadores.

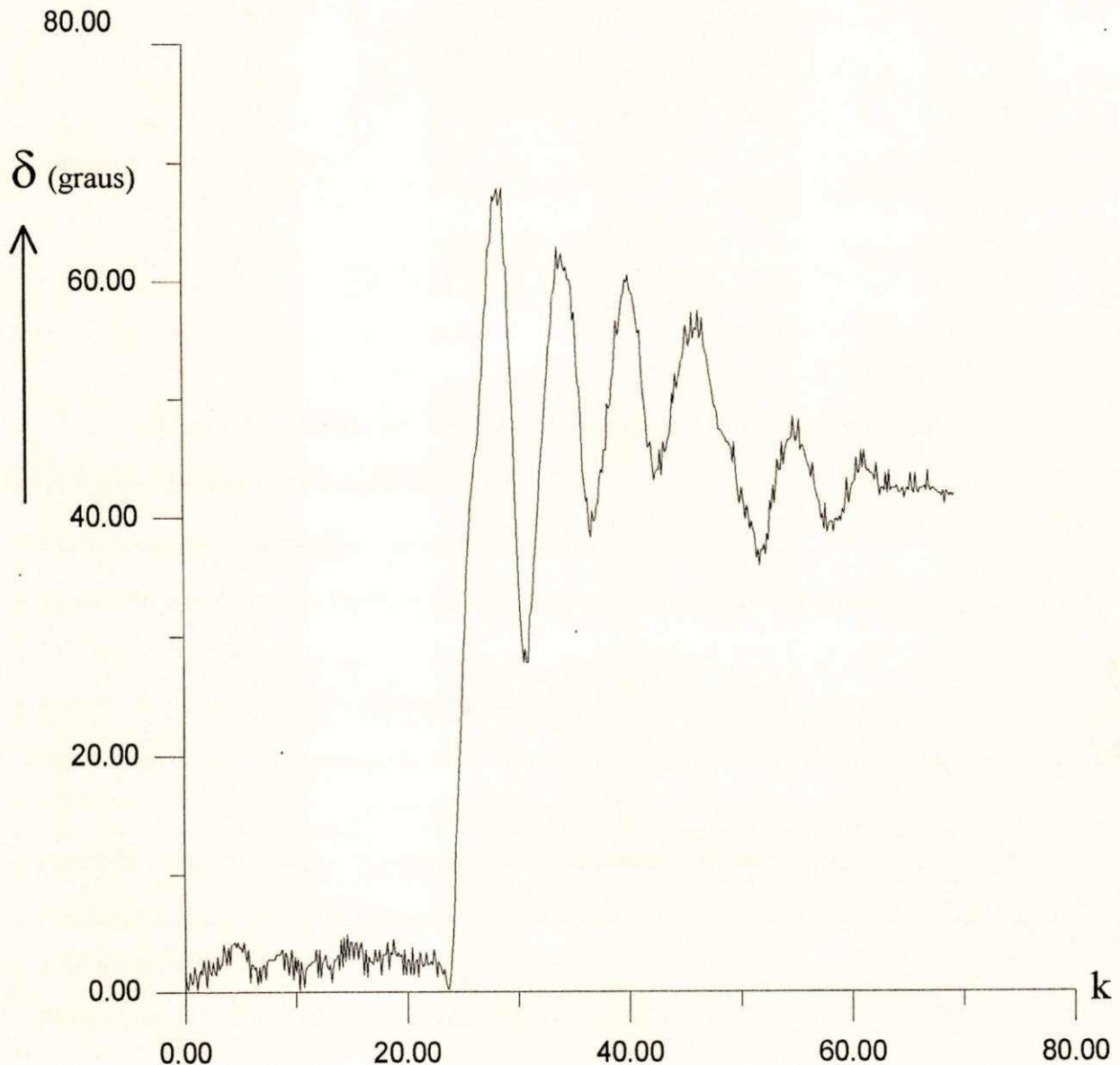
Sensores de ângulo de carga	Erro de medição (graus) *	Tempo de resposta (ms.) **
Sensor proposto	0.00216	5,555
(AHSON <i>et alii</i> , 1987)	0.174	16,666
(BABU & O'KELLY, 1987)	0.75	16,666

\* O erro de medição se refere ao erro introduzido pelo contador. \*\* O tempo de resposta se refere ao tempo que leva o sensor para realizar cada medição.

Da tabela do ângulo de carga observa-se que o erro de medição introduzido pelo contador proposto é muito pequeno em relação aos similares. Isto se deve ao fato de o contador estar operando com a máxima frequência de "clock" (10 Mhz). O tempo de resposta é três vezes mais rápido que seus similares devido a que o sensor utiliza as três fases da maquina síncrona.

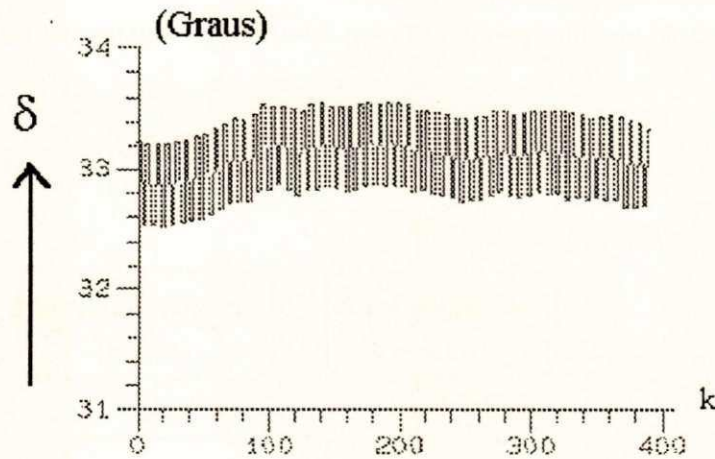
#### 4.3.4 Resultados experimentais do ângulo de carga

A Figura 4.7 mostra o transitório do ângulo de carga do microgerador obtido experimentalmente, quando este está operando com 1% da carga e passa a operar com uma carga de 60 % da carga nominal.



**Figura 4.7** Transitório do ângulo de carga do microgerador com carga

A Figura 4.8 mostra o ângulo de carga em regime permanente do microgerador obtido experimentalmente, quando este está fornecendo uma potência ativa de 846 W à rede de energia local com um fator de potência de .89. A oscilação do ângulo de carga se deve ao controle manual de carga. A tensão induzida foi ajustada para o mesmo valor da tensão terminal. Calculando-se o ângulo de carga para as mesmas condições pela equação  $P = 3(V_{fd}V_t/X_s)\text{sen}\delta$ , obtém-se:  $\delta = 33^\circ$ .



**Figura 4.8** Ângulo de carga do microgerador em regime permanente

#### 4.3.5 Aplicações do sensor de ângulo de carga

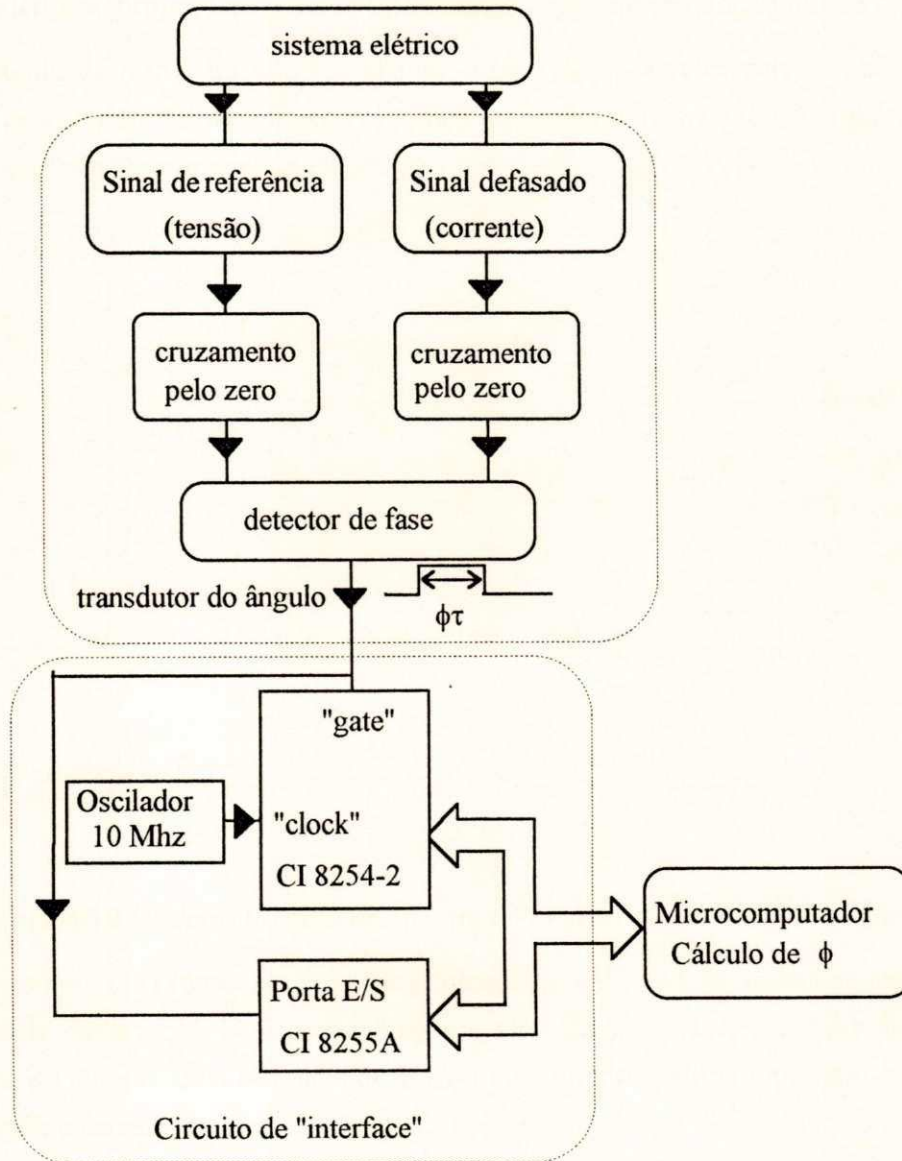
As aplicações que o sensor de ângulo de carga permite realizar são:

- Visualizar e registrar de forma precisa o ângulo de carga durante transitórios que ocorrem no microgerador;
- Monitorar a estabilidade do microgerador durante o funcionamento;
- Auxiliar no estudo de desempenho dos controladores de tensão terminal e velocidade das turbinas;
- Possibilitar a incorporação de sinais de estabilização em reguladores de tensão;
- Possibilitar a incorporação de alarmes proteção do gerador associado as perdas de sincronismo e danos produzido pelo escorregamento de pólos;
- Possibilitar a realização de controle de carga em motores síncronos;

**4.4 SENSOR DE ÂNGULO DE FASE ENTRE DOIS SINAIS SENOIDAIS**

O instrumento que mede o defasamento entre dois sinais da mesma frequência é chamado de fasímetro. A fase de um sinal alternado é medida em relação a um sinal de referência cuja unidade é dada em graus ou radianos.

O princípio de medição da fase entre dois sinais com a mesma frequência é baseado na determinação do intervalo de tempo entre os cruzamentos pelo zero destes dois sinais, que necessariamente devem ser senoidais. A Figura 4.9 mostra em diagrama de bloco o sensor de fase.



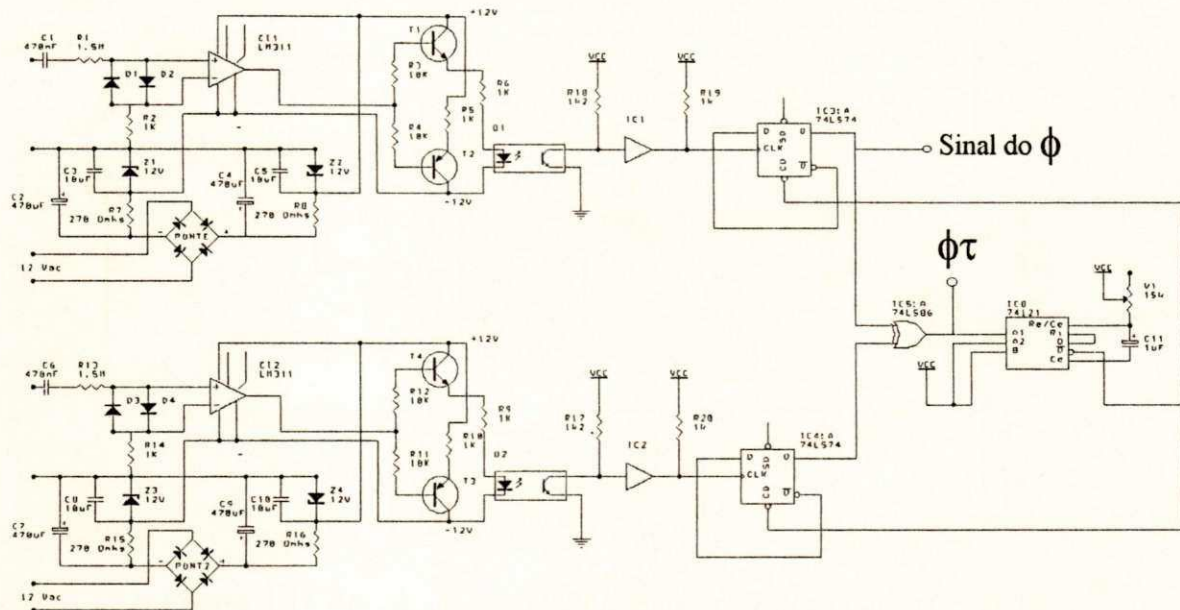
**Figura 4.9** Diagrama de blocos do sensor de ângulo de fase

**4.4.1 Descrição do transdutor de ângulo de fase**

A Figura 4.10 mostra o circuito do transdutor de ângulo de fase, onde um dos sinais é considerado como referência, normalmente a tensão. O outro, como sinal defasado, normalmente é a corrente. Estes dois sinais passam através de diodos limitadores, comparadores e isoladores do tipo fototransistores. Permite-se assim que os sinais a serem medidos tenham uma faixa de operação de alguns milivolts a 400 volts.

A saída dos fototransistores passam através de um circuito comparador de fase, formado de memórias do tipo D, comparador do tipo XOR EXCLUSIVO. A saída do comparador fornece uma onda retangular de largura proporcional, onde está contida a informação do ângulo de fase.

O sinal do ângulo de fase (atrasado ou adiantado em relação a referência) é obtido da memória tipo D cuja saída fornece dois valores: baixo (0) indica que a corrente está atrasada da tensão e alto (5 volts) indica que a corrente está adiantada da tensão.



**Figura 4.10** Circuito transdutor de ângulo de fase entre dois sinais senoidais

Para medir o tempo ( $\phi\tau$ ) fornecido pelo transdutor de ângulo de fase, utiliza-se mais um contador (8254-2) da placa de "interface", bem como duas entradas da porta E/S (8255A) para informar ao computador o sinal do ângulo e os instantes de acesso ao contador pelo computador, que por sua vez deve realizar o seguinte cálculo:

$$\phi = \frac{\phi\tau}{2T} 360 \tag{4.4}$$

onde  $T$  é o tempo contido em um meio ciclo do sinal senoidal da tensão terminal fase neutro obtido pelo sensor de frequência.

Da expressão (4.4) observa-se que, para medir o ângulo de fase de dois sinais de qualquer frequência, é necessário ter informação do semi-período do sinal de referência. Logo, para implementar o sensor de ângulo de fase é necessário medir  $T$  através de um outro contador (sensor de frequência).

#### 4.4.2 Algoritmo para obtenção do ângulo de fase

O algoritmo que calcula o ângulo de fase é similar ao descrito anteriormente para obter o ângulo de carga. Isto é, o princípio de medição do ângulo é o mesmo, entretanto os transdutores são diferentes.

#### 4.4.3 Resultados experimentais do sensor de fase entre dois sinais senoidais

A Figura 4.11 mostra o ângulo de fase de dois sinais senoidais (tensão e corrente do micro gerador) obtido experimentalmente. Observa-se que o eixo do tempo corresponde aos períodos de amostragem  $k$ , e os intervalos de tempo que cada medição é realizada corresponde a 16,666 ms.

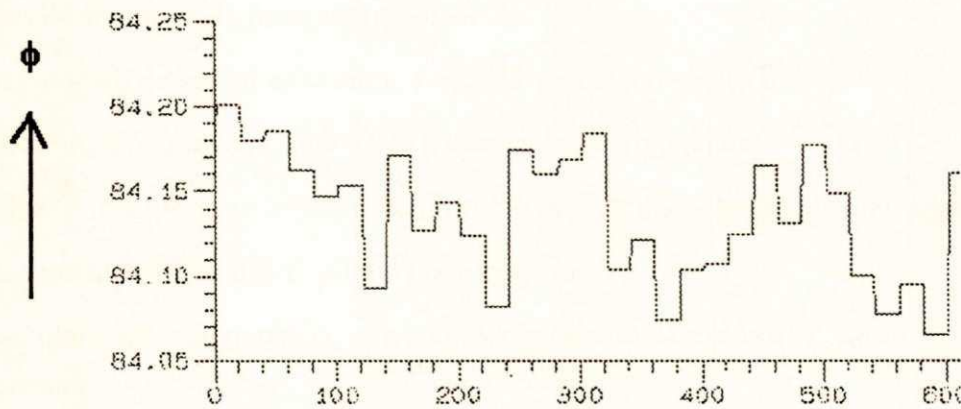


Figura 4.11 Ângulo de fase entre tensão e corrente do microgerador

#### 4.4.4 Aplicações do sensor de ângulo de fase

O desenvolvimento do sensor de ângulo de fase desenvolvido neste trabalho tem as seguintes aplicações:

- Implementação de um medidor de ângulo de fase (fasímetro);
- Fornecer o ângulo entre tensão e corrente para obter o fator de potência de um sistema elétrico.



## 4.5 FATOR DE POTÊNCIA

Para medir o fator de potência de um sistema elétrico é necessário calcular o cosseno do ângulo obtido pelo sensor de fase dos sinais de tensão e corrente.

A partir do circuito do ângulo de fase, a obtenção do fator de potência é imediata. Basta introduzir os sinais de tensão e corrente no sensor de ângulo de fase, acrescentando no algoritmo o cálculo do cosseno do ângulo entre a corrente e a tensão, isto é:

$$FP = \cos \phi \quad (4.5)$$

Para identificar se o fator de potência é indutivo ou capacitivo, utiliza-se o mesmo sinal que fornece o sensor de ângulo de fase.

### 4.5.1 Algoritmo para obter o fator de potência

O algoritmo que calcula o fator de potência é o mesmo utilizado para obter o ângulo de fase entre dois sinais senoidais, com a única diferença que os sinais que são introduzidos no sensor de ângulo de fase devem ser tensão e corrente e que, no algoritmo, é acrescentado o cálculo da equação (4.5).

### 4.5.2 Aplicações do medidor de fator de potência

O desenvolvimento do sensor de fator de potência tem como objetivo:

- a) Visualizar de forma precisa o fator de potência do microgerador;
- b) Possibilitar a incorporação de sinais de proteção do microgerador para evitar sobre correntes nos enrolamentos do estator e campo do microgerador;
- c) Permitir que o fator de potência seja controlado através da malha de controle de tensão do microgerador.

O tempo que o sensor leva para realizar cada medição é de 16,666 ms. É importante observar que a precisão do contador depende do clock.

## 4.6 CONCLUSÃO

Neste trabalho são desenvolvidos quatro sensores baseados em microcomputador. Os sensores de frequência, ângulo de carga e fator de potência são de muita importância para indústria, e de forma especial em sistemas de potência, em modelos reduzidos de sistemas de potência e estudos de estabilidade em tempo real. O uso do microcomputador no desenvolvimento dos sensores permite uma alta precisão, bem como a monitorização em tempo real.

As aplicações que o sensor de frequência proposto permite realizar são:

- Monitorizar e registrar de forma precisa a frequência do microgerador;

- Permitir auxiliar à sincronização do gerador síncrono com a rede local;
- Possibilitar a incorporação de sinais de proteção e alarme em geradores a fim de evitar sobre e sub-frequência,
- Controle digital de frequência do microgerador através do motor cc;

As aplicações que o sensor de ângulo de carga proposto permite realizar são:

- Monitorizar e registrar de forma precisa o ângulo de carga durante transitórios que ocorrem no microgerador;
- Monitorar a estabilidade do microgerador durante o funcionamento;
- Auxiliar no estudo de desempenho dos controladores de tensão terminal e velocidade das turbinas;
- Possibilitar a incorporação de sinais de estabilização em reguladores de tensão;
- Possibilitar a incorporação de alarmes de proteção do gerador associado as perdas de sincronismo e danos produzido pelo escorregamento de pólos;
- Possibilitar a realização de controle de carga em motores síncronos;

As aplicações que o sensor de ângulo de fase entre dois sinais senoidais proposto permite realizar são:

- Implementação de um medidor de ângulo de fase (fasímetro);
- Fornecer o ângulo entre tensão e corrente para obter o fator de potência de um sistema elétrico.

As aplicações que o sensor de fator de potência proposto permite realizar são:

- Visualizar de forma precisa o fator de potência do microgerador;
- Possibilitar a incorporação de sinais de proteção do microgerador para evitar sobre correntes nos enrolamentos do estator e campo do microgerador.

# CONTROLE DE POTÊNCIA E CONTROLADOR DIGITAL PI DE TENSÃO COMPENSADO

## 5.1 INTRODUÇÃO

Este Capítulo trata da geração de potência reativa e ativa do microgerador, bem como dos limitadores de potência, quando o microgerador está em paralelo com a rede de energia. Isto permite que o motor CC e o microgerador operem com segurança dentro da região limitada pela curva de capacidade. Desta forma assegura-se que o gerador opere com máxima eficiência quando está interligado com a rede de energia local.

São realizados teste com o microgerador ligado a rede de energia, verifica-se a influência do efeito desmagnetizante da reação da armadura através do sistema de excitação. Desta forma, implementa-se um controlador de tensão PI digital compensado. Finalmente, são realizadas simulações em tempo real no modelo reduzido de potência para verificar a estabilidade da máquina síncrona com o controlador de tensão compensado.

## 5.2 CURVA DE CAPACIDADE DO GERADOR SÍNCRONO

A curva de capacidade dos geradores pode ser definida (SEN, 1989) como os contornos de superfícies, no plano P versus Q (potência ativa versus potência reativa), dentro da qual o carregamento do gerador poderá ser feito satisfatoriamente e de acordo com os limites admissíveis durante sua operação em regime permanente contínuo.

Os principais fatores que limitam a capacidade de um gerador síncrono são aqueles estabelecidos pelos níveis de perdas toleráveis, decorrentes de carregamento do gerador. Estas perdas influenciam decisivamente na produção de calor e conseqüentemente na elevação de temperatura de trabalho. Qualquer elevação de temperatura, além dos limites toleráveis pela máquina, provoca o envelhecimento precoce do material isolante ou até mesmo a sua destruição (DE MELO, 1977).

As perdas diretamente vinculadas ao carregamento dos geradores são as perdas no ferro e no cobre. Estas últimas ocorrem individualmente no campo e na armadura (DE MELO, 1977).

As perdas no ferro dependem do fluxo magnético resultante da máquina, que por sua vez está ligado à tensão de operação. Assim, o valor da tensão de trabalho está intimamente ligado com o nível de perdas do ferro tolerável, sendo esta razão pela qual a capacidade da máquina, e portanto a sua curva de capacidade depende da tensão (DE MELO, 1977).

As perdas no cobre da armadura obviamente dependem do valor da corrente de armadura  $I_a$  permissível, além da qual a operação não é conveniente. Normalmente esta limitação é estabelecida indiretamente pela potência aparente (kVA) permissível, obtida pelo produto da tensão normal com a corrente máxima admissível (HALLER, 1970).

Por outro lado, também o circuito de campo possui a sua limitação de perda no cobre, acarretando um limite máximo para a corrente de campo  $I_f$ . Esta corrente cria a tensão induzida  $E_{fd}$ , limitada a um máximo admissível em função do limite de aquecimento do enrolamento de campo. O valor limite da corrente de excitação é definido pelo fabricante (HALLER, 1970).

O fator de potência indicado no micro gerador deve ser entendido como o valor limite (indutivo) abaixo do qual o gerador não poderá fornecer o kVA permissível, sob pena de sobre-aquecimento (HALLER, 1970). É conveniente ter em mente que este limite é fixado pelas perdas no cobre do circuito de campo.

A equação da potência com valores em p.u. é:  $P = (E_{fd}V_t/X_s)\text{sen}\delta$ . Como já é conhecida, a potência elétrica que um gerador síncrono pólos lisos pode entregar diretamente a uma barra é função do ângulo de carga. Para condições de regime onde a tensão terminal e campo são constantes, existe um máximo de potência que pode ser transferido pelo gerador, o qual ocorre a um ângulo de carga igual a  $90^\circ$  elétricos para os geradores de pólos lisos. Este valor máximo de potência é chamado de limite estático teórico de estabilidade (DE MELO, 1977). Valores de ângulo de carga superiores a  $90^\circ$  pode levar o gerador a perda de sincronismo.

Por outro lado, valores da tensão induzida correspondentes a condições de operação sob fatores de potência fortemente indutivos poderão levar o gerador ao limite de estabilidade originado pela não conversão de energia e pela ausência do campo girante do rotor. É importante ressaltar que correntes capacitivas elevadas produzem campos elevados no ferro, provocando fluxo de dispersão perpendicular ao extremo do ferro e elevação de temperatura devido ao efeito das correntes parasitas (ADIBI & MILANICZ, 1994; CHOI *et alii*, 1991).

A máquina primária (turbina hidráulica, a vapor a gás, etc.) que fornece a potência mecânica obtida através da transformação de uma outra forma primária de energia disponível, também possui suas limitações. Assim é possível que em alguns casos a potência da máquina primária também seja um limite para a operação do gerador. Em tais condições, isto se traduz nas curvas de capacidade do gerador embora, a rigor, esta causa não lhe seja intrínseca. Entretanto, o gerador não poderá ter existência isolada e deve ser visto como um componente do grupo máquina primária/gerador.

Em resumo, os fatores que limitam o campo de operação dos geradores síncronos são os seguintes: tensão terminal  $V_t$ , corrente de armadura  $I_a$ , corrente de campo  $I_f$ , ângulo de carga, excitação mínima permissível, capacidade da máquina primária.

A Figura 5.1 mostra a curva de capacidade do gerador síncrono de pólos lisos. O trecho A-B é limitado pela corrente de campo, o trecho B-C é limitado pela corrente de armadura, o trecho C-D é limitado pela máquina primária, o trecho D-E é limitado pela corrente de armadura, o trecho E-F é limitado pelo ângulo de carga e o trecho F-G é limitado pela excitação mínima do campo.

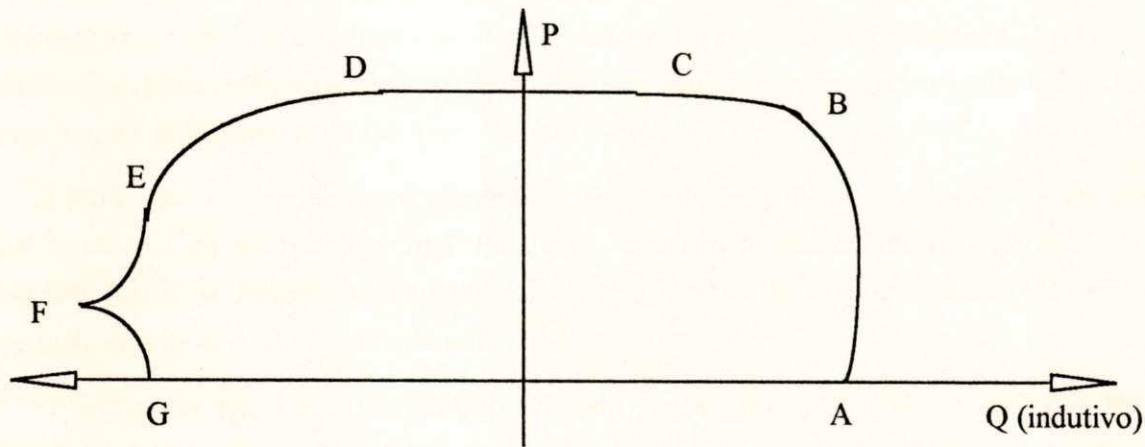


Figura 5.1 Curva de capacidade do gerador síncrono pólos lisos

### 5.3 GERAÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA DO MICROGERADOR

A relação quantitativa entre velocidade ou (frequência) e potência ativa, quando a máquina síncrona está operando em paralelo com a rede é dada pela seguinte relação (SEN, 1989; ATHAY, 1987):

$$P = s_p(w - w_s) \quad (5.1)$$

onde  $P$  = potência ativa da máquina síncrona,  $s_p$  = taxa de variação (kW/w),  $w$  = velocidade angular rad/seg. e  $w_s$  = velocidade angular síncrona.

Da equação 5.1 pode-se concluir que a potência ativa do gerador varia em função da diferença ( $w - w_s$ ) e a inclinação  $s_p$  fornece a taxa de variação de potência ativa. Se  $w$  é maior que  $w_s$  a máquina síncrona funciona como gerador e se  $w$  é menor que  $w_s$  máquina síncrona funciona como motor.

O controle da geração de potência ativa do microgerador conectado à rede de energia é realizada através do controlador digital de velocidade do motor CC descrito no Capítulo 3. Isto é obtido variando-se a velocidade de referência  $w_{ref}$  para  $w_s + \Delta w$  onde  $\Delta w$  é um pequeno incremento de velocidade do motor CC proporcional a potência ativa. Na verdade o incremento  $\Delta w$  na velocidade se traduz num deslocamento angular, proporcional ao seno do ângulo de torque do microgerador (FREECH, 1972; HALLER, 1973)

A Figura 5.2 mostra o diagrama esquemático implementado para controlar a geração de potência ativa do microgerador:

Para viabilizar a implementação do ajuste da potência ativa a partir do controle digital de velocidade foram realizados os seguintes ajustes no controlador de velocidade.

1) Assim que o sincronismo do microgerador com a rede é estabelecido, o ajuste da geração de potência ativa é realizado através da malha de controle de velocidade do motor CC. O controlador de potência ativa ajusta o controlador de velocidade para que este opere em torno da velocidade síncrona (30 rps), mais precisamente na faixa de  $30 - 30 \frac{1}{4}$  rps.

2) Para que o gerador forneça energia à rede é necessário que o motor esteja operando em torno da velocidade síncrona (30 rps). Pequenas variações da velocidade do motor CC em torno da velocidade síncrona devem ser captadas. Para isto é necessário que a taxa de amostragem da velocidade seja igual a da corrente de armadura.

3) Para evitar que o microgerador opere como motor síncrono é necessário colocar limitadores de potência ativa mínima na malha de controle de velocidade do motor CC. Isto permite que o gerador opere na região limitada por sua curva de capacidade, evitando assim perda de sincronismo.

4) Para evitar que o microgerador forneça potência ativa acima da potência máxima permitida pela sua capacidade, é necessário colocar um limitador de potência ativa máxima na malha de controle de velocidade do motor CC. Desta forma permite-se que o gerador opere dentro da região limitada por sua curva de capacidade, evitando assim altas correntes no estator e perda de sincronismo (EGGELING, 1976).

A Figura 5.3 mostra a potência ativa (curva 1) formada pelo microgerador à rede de energia através do sistema proposto na Figura 5.2 para controlar a potência ativa através da malha de controle de velocidade do motor CC. Para que o microgerador forneça energia, a velocidade de referência é incrementada de um  $\Delta w$  de velocidade que é proporcional a potência ativa a ser gerada. Neste caso a potência ativa foi ajustada em 15 % da potência máxima do microgerador (3 kW). A curva 2 mostra a potência reativa consumida pelo microgerador (potência reativa negativa).

Quando o microgerador passa a fornecer potência ativa, observa-se que há consumo de potência reativa pelo microgerador. Durante o controle de potência ativa a tensão terminal está sendo controlada por um controlador PI de tensão digital.

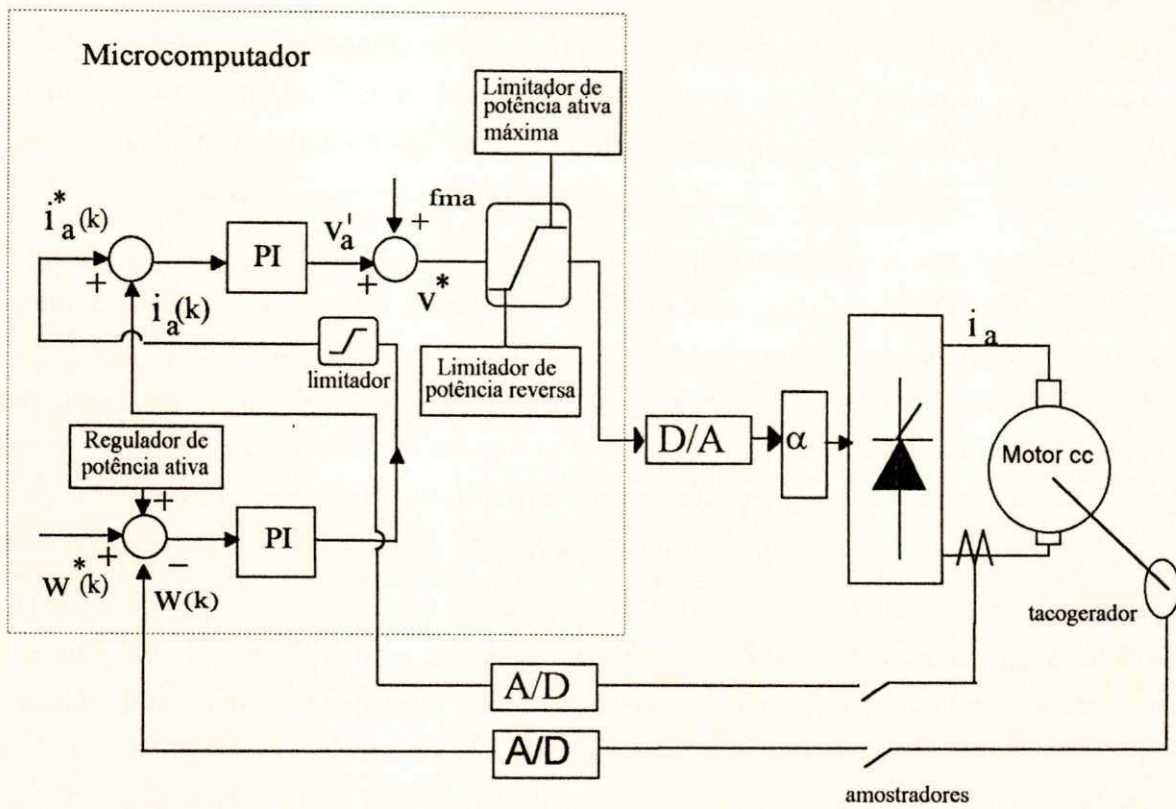


Figura 5.2 Diagrama esquemático de controle da geração de potência ativa do microgerador

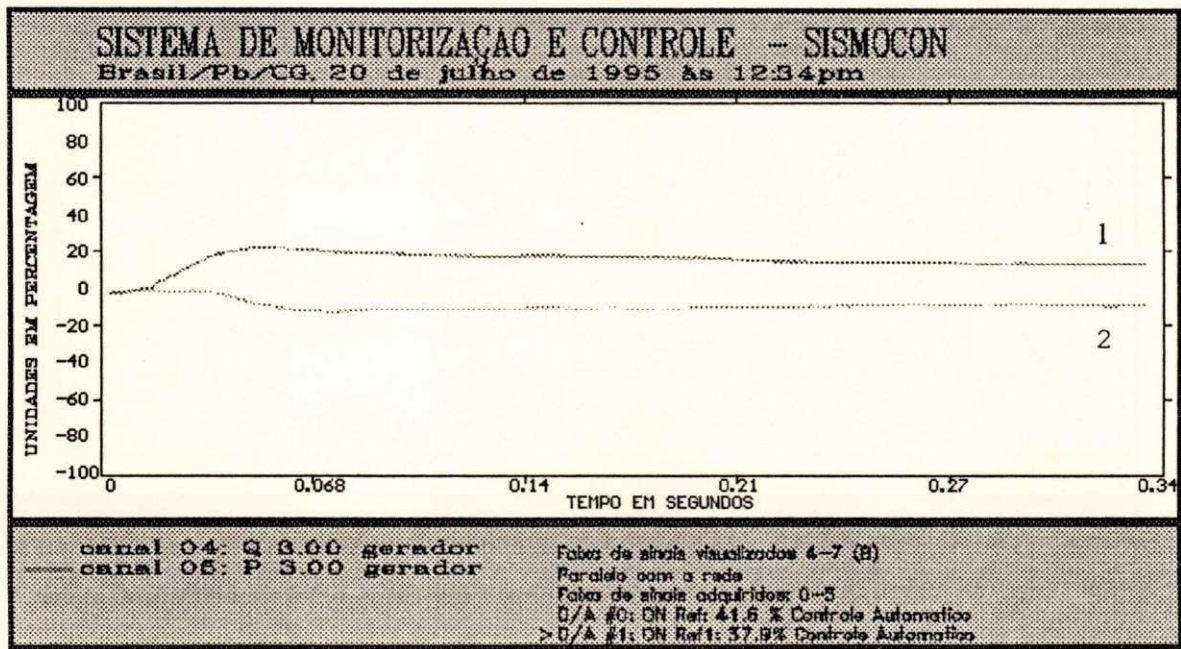


Figura 5.3 Controle da potência ativa, regime transitório (ajuste de 15 % da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa

As Figuras 5.4 a 5.5 também mostram as formas de onda da potência ativa controlada através do sistema proposto na Figura 5.2 (curva 1) em regime permanente obtidas experimentalmente. A potência ativa fornecida pelo microgerador à rede neste caso foi ajustada pelo controlador de potência ativa para 47% e 53% respectivamente da potência ativa máxima.

A curva 2 das Figuras 5.4 a 5.5 corresponde à potência reativa que o microgerador está consumindo da rede. Nota-se que à medida que potência ativa gerada aumenta (curva 2) a potência reativa se torna mais negativa (curva 1). Nesta condição o controlador de tensão PI digital está operando para controlar tensão terminal e não a tensão induzida, que de fato é a que está sendo afetada. Com isto, o controlador de tensão não atua no sentido de evitar que o microgerador consuma potência reativa da rede, isto porque a tensão terminal do microgerador, que é a mesma da rede, não sofreu nenhuma variação durante o processo de geração de potência reativa.

A Figura 5.5 mostra uma situação limite, onde o limitador de potência ativa máxima não permite que o motor CC forneça potência acima deste valor, sobre pena da perda de estabilidade do microgerador. Entretanto, vale salientar que a perda de estabilidade nestas circunstâncias deve-se à operação do microgerador subexcitado. Aumentando-se a potência ativa, aumenta-se também o consumo de potência reativa pelo microgerador e conseqüentemente a subexcitação, podendo-se chegar em alguns casos à perda de campo que leva à perda de estabilidade.

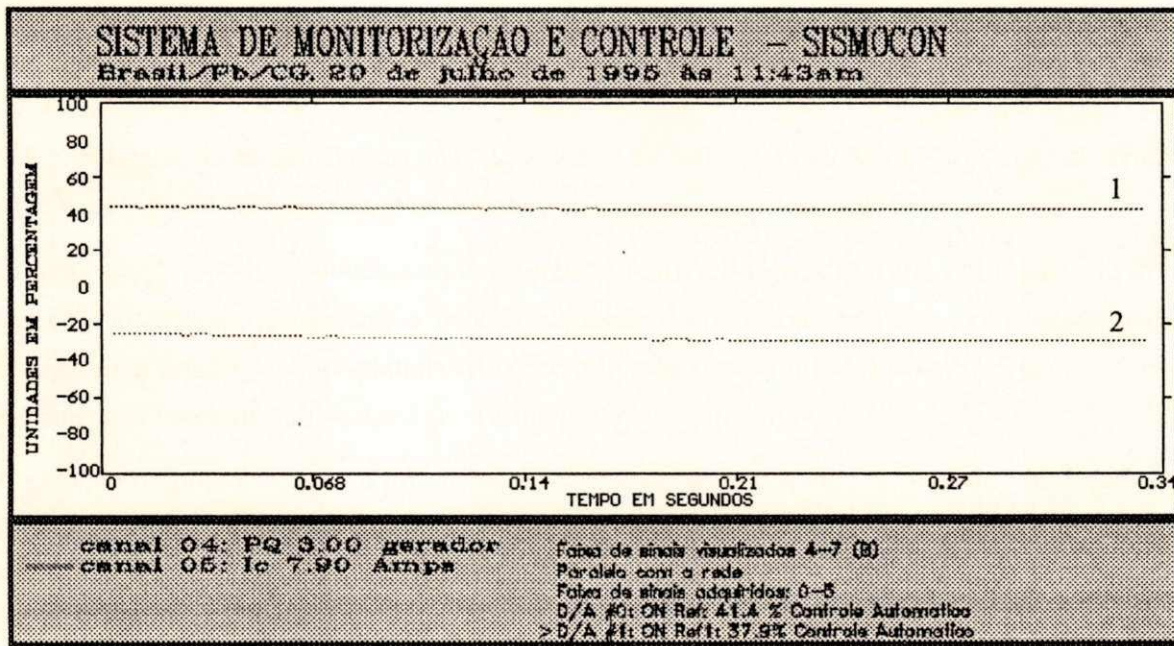


Figura 5.4 Controle da potência ativa, regime permanente (ajuste de 47% da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa





Figura 5.5 Controle da potência ativa, regime permanente (ajuste de 53% da potência ativa máxima), curva 1 = potência ativa, curva 2 = potência reativa

### 5.4 GERAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA DO MICROGERADOR

A relação quantitativa entre tensão terminal e potência reativa, quando a máquina síncrona está operando em paralelo com a rede é: (SEN, 1989; EGGELING, 1973)

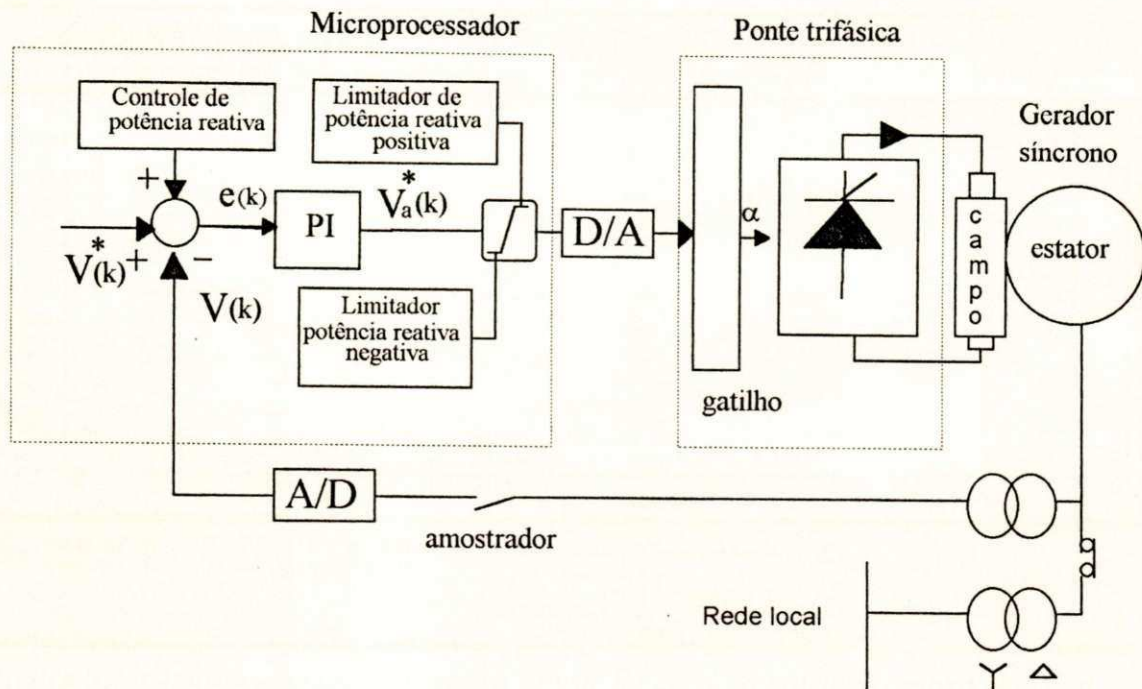
$$Q = q_v(V_t - V_r) \tag{5.2}$$

onde  $Q$  = potência da máquina síncrona,  $q_v$  = taxa de variação (kVA/V),  $V_t$  = tensão terminal do gerador e  $V_r$  tensão da rede de energia elétrica.

Da equação 5.2 pode-se concluir que a potência reativa do gerador varia em função da diferença ( $V_t - V_r$ ) e a inclinação  $q_v$  fornece a taxa de variação de potência ativa. Se  $V_t$  é maior que  $V_r$  a máquina síncrona funciona sobre-exitada (fornece potência reativa a rede) e se  $V_t$  é menor que  $V_r$  a máquina síncrona funciona subexcitada (consome potência reativa da rede).

A geração de potência reativa do microgerador pode ser controlada através do controlador digital de tensão descrito no Capítulo 3, variando-se a tensão de referência  $V_{ref}$  para  $V_{ref} + \Delta V$ , onde  $\Delta V$  é um pequeno incremento de tensão proporcional a potência reativa. Na verdade a variação  $\Delta V$  na tensão terminal se traduz numa variação da corrente de campo e conseqüentemente uma variação na tensão induzida e fator de potência do microgerador.

A Figura 5.6 mostra o diagrama esquemático proposto para controlar o consumo ou fornecimento de potência reativa do microgerador conectado à rede de energia local.



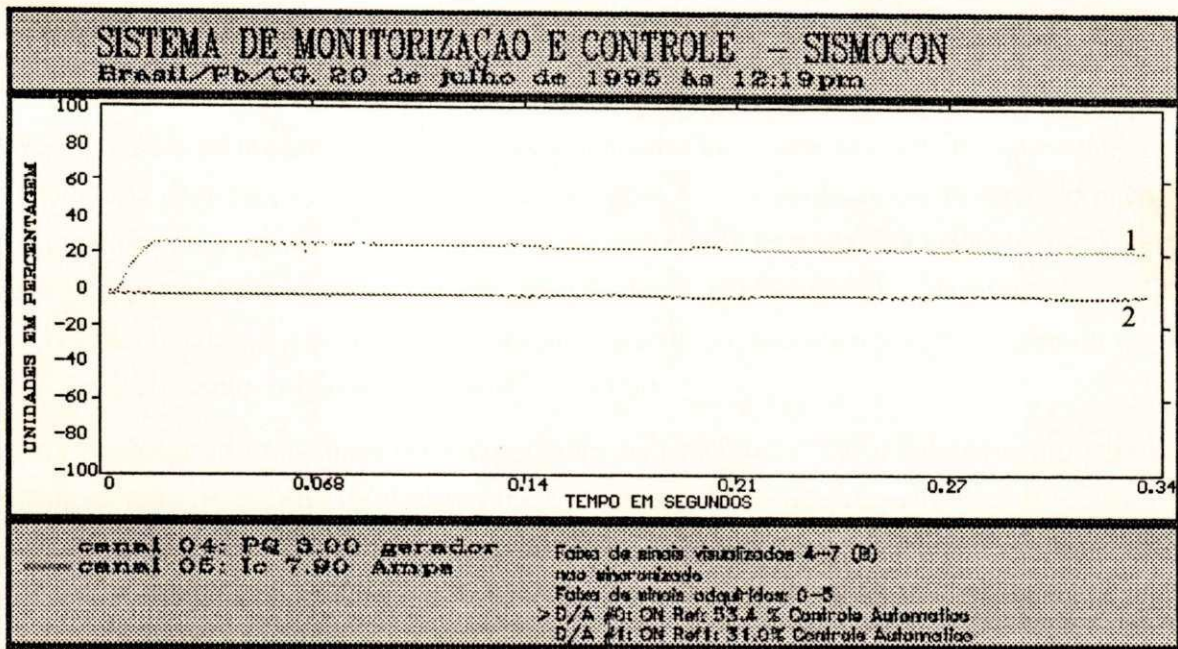
**Figura 5.6** Diagrama esquemático da geração da potência reativa do microgerador

A Figura 5.7 mostra a forma de onda da potência reativa (curva 1) obtida experimentalmente utilizando-se o esquema proposto na Figura 5.6. O microgerador foi ajustado para fornecer 20% da potência reativa máxima. Nota-se que a potência ativa (curva 2), permanece sem variação quando a potência reativa é alterada. Neste caso o microgerador não está fornecendo carga ativa (compensador síncrono).

Para viabilizar a implementação de controle de potência reativa proposta na Figura 5.6, foram realizados os seguintes ajustes no controlador de tensão descrito no Capítulo 3:

1) Para evitar que o microgerador opere sub-excitado necessita-se colocar limitadores de potência reativa mínima na malha de controle de tensão, permitindo assim que o gerador opere na região limitada pela curva de capacidade do gerador. Desta forma, evita-se perda de campo e conseqüentemente perda de sincronismo, como também a circulação de altas correntes indutivas no estator e o efeito de superaquecimentos excessivos nos extremos do ferro do estator devido à circulação de correntes parasitas (CHOI *et alii*, 1991; ADIBI & MILANICZ, 1994).

2) Para evitar que o microgerador forneça potência reativa acima da potência máxima permitida pela sua capacidade, necessita-se colocar um limitador de potência reativa máxima na malha de controle de tensão. Isto permite que o gerador opere na região limitada pela sua curva de capacidade, devido às altas correntes estáticas e aquecimentos excessivos no campo (HALLER, 1970; EGGELING, 1976).



**Figura 5.7** Controle de potência reativa (ajuste de 20 % da potência reativa máxima)  
 potência reativa = curva 1, potência ativa = curva 2)

### 5.5 EFEITOS NA ESTABILIDADE DO MICROGERADOR SUBEXCITADO

O estudo do efeito da estabilidade da máquina quando esta opera subexcitada tem início com HEFFROM & PHILLIPS (1952), onde se evidencia a influência dos controladores de tensão na estabilidade.

Os limitadores de excitação mínima foram introduzidos na malha de regulação de tensão desde 1940 (RIBEIRO, 1991), com os seguintes propósitos:

- 1) Prevenir que o gerador opere subexcitado abaixo de certo limite associado a aquecimentos nos extremos do ferro do estator devido ao fluxo de dispersão (CHOI *et alii*, 1991).
- 2) Prevenir a operação do gerador subexcitado abaixo de certo limite sobre pena da perda de estabilidade.

A tendência de o gerador operar subexcitado quando fornece carga ativa pode ser verificada através das Figuras 5.3 a 5.5. Verifica-se que a potência reativa se torna negativa à medida que a potência ativa aumenta. Este efeito é originado devido ao deslocamento angular do campo (ângulo de carga) quando o gerador fornece potência ativa.

Quando o gerador está fornecendo potência ativa à rede, a tensão terminal do microgerador não é alterada, conseqüentemente a excitação do microgerador permanece constante. Entretanto, o deslocamento do campo provoca uma diminuição na tensão induzida, dando origem a um fluxo de corrente do tipo capacitiva da rede ao gerador. Isto por sua vez dá origem a um campo girante,

provocando assim um efeito desmagnetizante sobre o campo produzido pelo rotor. Este efeito é conhecido como reação da armadura (CARPI, 1989; MATSUKI *et alli*, 1992).

Se o limitador de potência ativa máxima e o limitador de potência reativa mínima estão ativados, a estabilidade está garantida, como foi mostrado na Figura 5.5. A perda de estabilidade do microgerador pode ocorrer devido à operação subexcitada da máquina. Este fato se torna evidente nas Figuras 5.8 e 5.9. Isto é, a perda de sincronismo ocorre sempre que a potência reativa negativa ultrapassa certos limites. O instante em que a potência reativa (curva inferior) muda bruscamente de sentido é o instante da perda de sincronismo, originada pela perda de campo.

Para provocar a instabilidade do microgerador os limitadores são desativados e o gerador opera fornecendo à rede de energia local altas potência ativas e conseqüentemente o microgerador passa a operar subexcitado, quando o controlador de tensão é ajustado para fornecer a corrente nominal de campo (tensão nominal em vazio). As Figura 5.8 a 5.9 mostram a perda de estabilidade do gerador originada pela perda de campo, onde a curva 1 corresponde à potência ativa e a curva 2 à potência reativa.

O controlador de tensão terminal PI sem compensação não evita que o gerador opere subexcitado devido ao efeito da reação da armadura. Isto se deve ao fato do modelo utilizado da máquina síncrona para projetar o controlador de tensão corresponder ao modelo simplificado da máquina síncrona funcionando como compensador síncrono. Entretanto, para que o gerador síncrono funcione com máxima eficiência no processo de conversão de energia mecânica em elétrica, e não consumir potência reativa da rede, é necessário utilizar o modelo do gerador que leva em conta o efeito da reação da armadura (Anexo A, (A.30)).

Na seqüência, é proposta um técnica de compensação do efeito da reação da armadura na máquina síncrona através do sistema de excitação, que permite desacoplar o controle da potência ativa do controle da potência reativa.

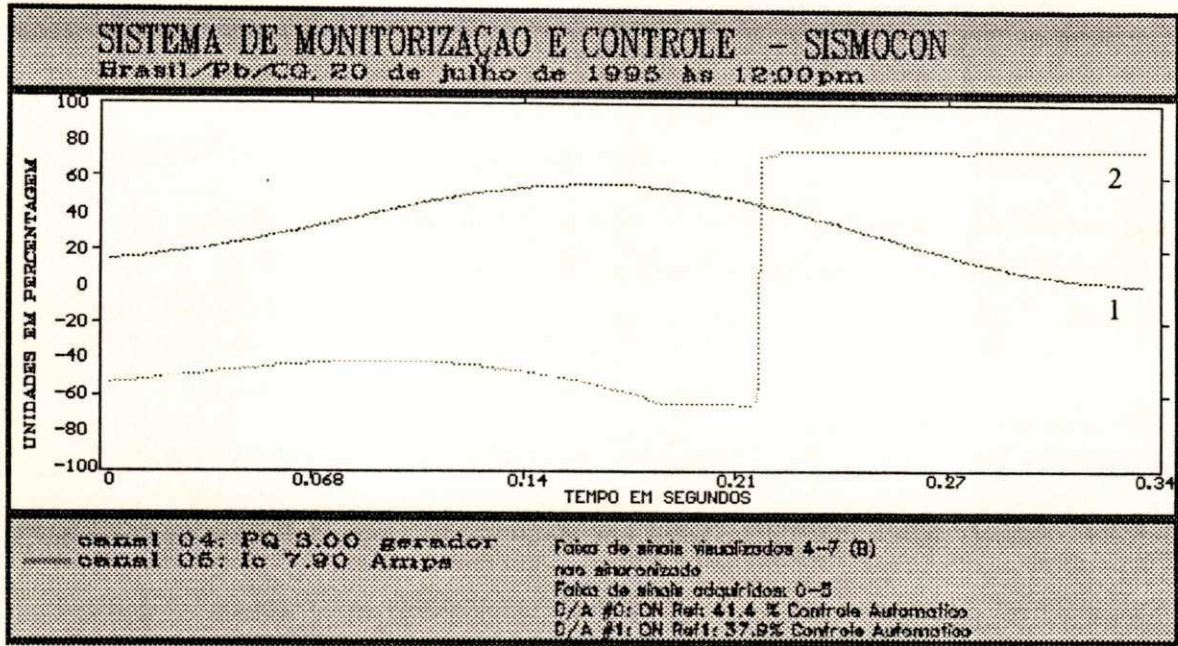


Figura 5.8 Perda de estabilidade do microgerador  
(potência ativa = curva 1 e potência reativa = curva 2)

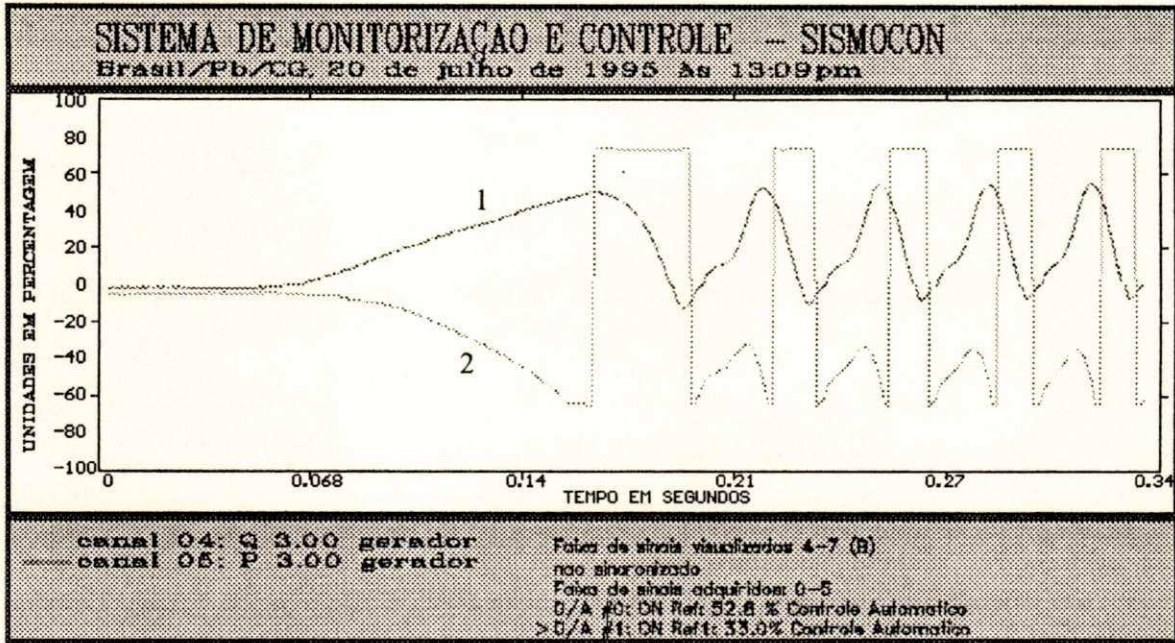
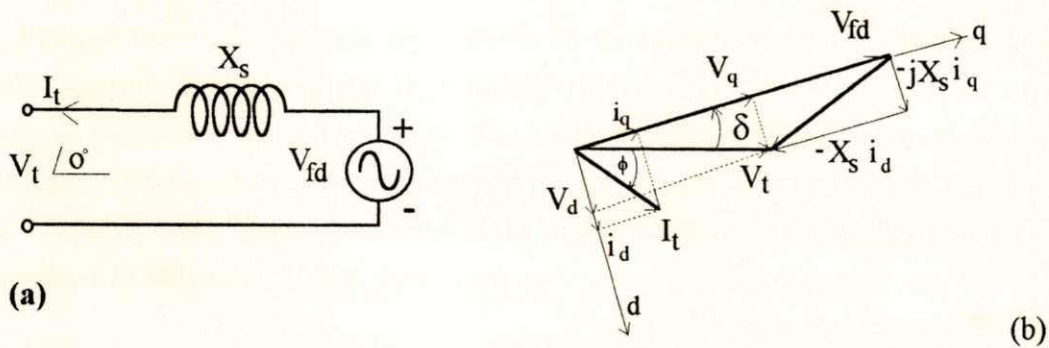


Figura 5.9 Oscilações de potência ativa e reativa com perda de sincronismo de vários ciclos  
(potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2)

### 5.6 COMPENSAÇÃO DO EFEITO DA REAÇÃO DA ARMADURA

O objetivo da compensação da reação da armadura na máquina síncrona tem por objetivo desacoplar o controle da potência reativa da potência ativa.

Para considerar o efeito da reação da armadura, pode-se analisar o diagrama vetorial simplificado em regime permanente da máquina síncrona, obtido do circuito equivalente simplificado (veja Figura 5.10), onde as resistências dos enrolamentos do estator são desprezados (CHATELAIN, 1984).



**Figura 5.10** (a) Circuito equivalente simplificado da máquina síncrona pólos lisos (gerador)  
 (b) Diagrama fasorial simplificado de regime permanente da máquina pólos lisos

Do diagrama fasorial simplificado da máquina síncrona em regime permanente e girando à velocidade síncrona, obtem-se:

$$X_s i_d = V_{fd} - V_q \tag{5.3}$$

$$V_q = V_t \cos(\delta) = V_{fd} - i_d X_s \tag{5.4}$$

$$V_d = -X_s i_q \tag{5.5}$$

$$V_t^2(s) = V_d^2(s) + V_q^2(s) \tag{5.6}$$

Do modelo linearizado do gerador síncrono mostrado no anexo A, tem-se :

$$V_q(s) = - \frac{X_s i_d(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} + \frac{V_{fd}(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{5.7}$$

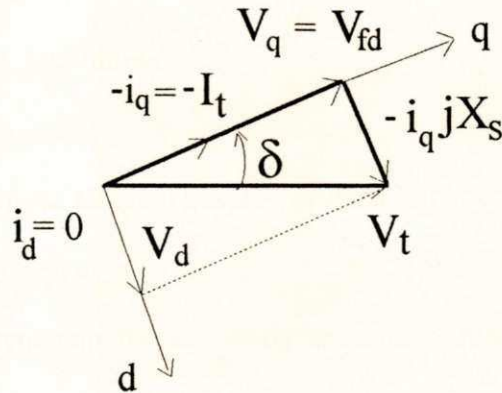
$$G_{mv}(s) = \frac{V_t(s)}{-X_s i_d(s) + V_{fd}(s)} = \frac{1}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{5.8}$$

onde  $G_{mv}(s)$  é a função transferência do gerador síncrono.

Se o gerador está fornecendo potência ativa à rede a tensão  $V_d$  deixa de ser nula, e a tensão  $V_q$  em (5.5) decresse pelo efeito da reação da armadura produzida pelo termo  $-X_s i_d$  em (5.4). Este efeito leva o gerador a consumir reativos da rede.

Caso se deseje que o gerador não forneça ou consuma potência reativa da rede, e venha a funcionar como um gerador de potência ativa, é necessário manter  $i_d = 0$  ou  $V_{fd} = V_q$ . A Figura 5.11 mostra o diagrama vetorial simplificado da máquina síncrona, onde a potência reativa é nula com  $V_q = V_{fd}$  e  $i_d = 0$ .

Pode-se fazer uma analogia do controle da potência ativa, mantendo a potência reativa nula do gerador síncrono com o controle de torque eletromagnético do motor síncrono em campo orientado. Isto é, no motor síncrono pode-se controlar a corrente de armadura, impondo-se a corrente  $i_d = 0$  e controlando o conjugado eletromagnético do motor através do controle da corrente  $i_q$ , que o motor deve consumir. Esta técnica de controle do motor síncrono é conhecida como controle em campo orientado (LEONHARD, 1984).



**Figura 5.11** Diagrama fasorial simplificado da máquina síncrona pólos lisos para  $i_d = 0$

Para conseguir que o gerador síncrono opere com potência reativa nula é necessário compensar o termo  $-X_d i_d(s)$  em (5.8) na malha de controle de tensão terminal.

### 5.7 CONTROLADOR DE TENSÃO TERMINAL COMPENSADO

Para compensar o efeito da reação da armadura através do controlador de tensão, utiliza-se a função de transferência do gerador síncrono dada em (5.8).

Considerando-se que o gerador inicialmente está operando em vazio, isto é,  $V_{fd} = V_q = V_t$  e  $V_d = 0$ . Isto equivale a ajustar a tensão de referência do controlador de tensão a:

$$V_{ref} = V_{fdn} \tag{5.9}$$

onde a  $V_{fdn}$  é a tensão nominal na qual o gerador opera em vazio.

Uma vez que o gerador é sincronizado com a rede e passar a fornecer potência ativa à rede a tensão  $V_d$  deixa de ser nula, passa a ser dada por:

$$V_d = V_t \text{sen}(\delta) \tag{5.10}$$

onde o ângulo de carga variar na faixa  $0^\circ < \delta < 90^\circ$ .

A tensão  $V_d$  e a reação da armadura  $X_{di_d}$  estão associadas ao ângulo de carga (cf. (5.3) e (5.5)) que por sua vez o ângulo de carga está associado ao fornecimento ou consumo de potência ativa da máquina síncrona da rede de energia. Logo, uma maneira aproximada de compensar o efeito da reação da armadura através da malha de controle de tensão é através  $V_d$ . Isto é, o que se está propondo neste trabalho é uma realimentação positiva  $V_d$ .

Uma maneira simples de obter  $V_d$  é através do sinal de potência ativa. A expressão da potência para a máquina de pólos lisos é:

$$P = 3(V_{fd}V_t/X_s)\text{sen}\delta \tag{5.11}$$

Substituindo-se (5.11) em (5.10) obtém-se:

$$V_d = PX_s / (3V_{fd}) \tag{5.12}$$

Logo a nova referência de tensão terminal passa a ser dada por:

$$V_{ref} = V_{fdn} + PX_s / (3V_{fd}) \tag{5.9}$$

A implementação da compensação da reação da armadura, utilizando-se (5.12) é descrita na Figura 5.12.



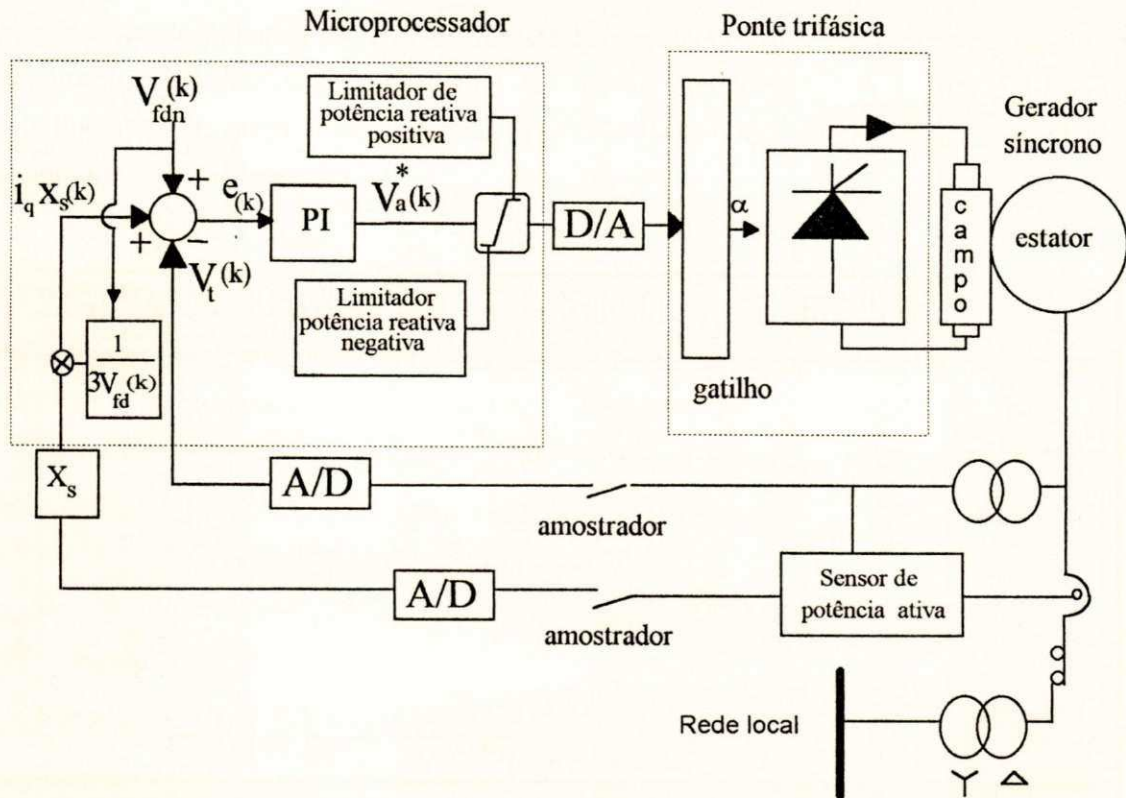


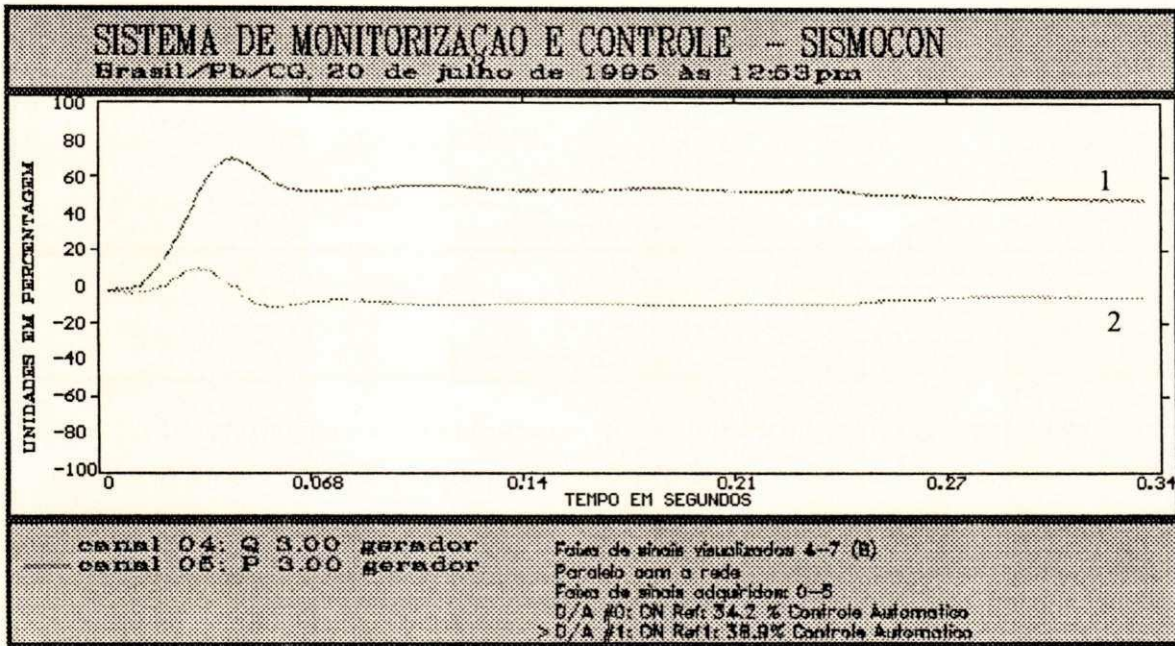
Figura 5.12 Controlador de tensão do gerador síncrono compensado

## 5.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONTROLADOR DIGITAL PI COMPENSADO

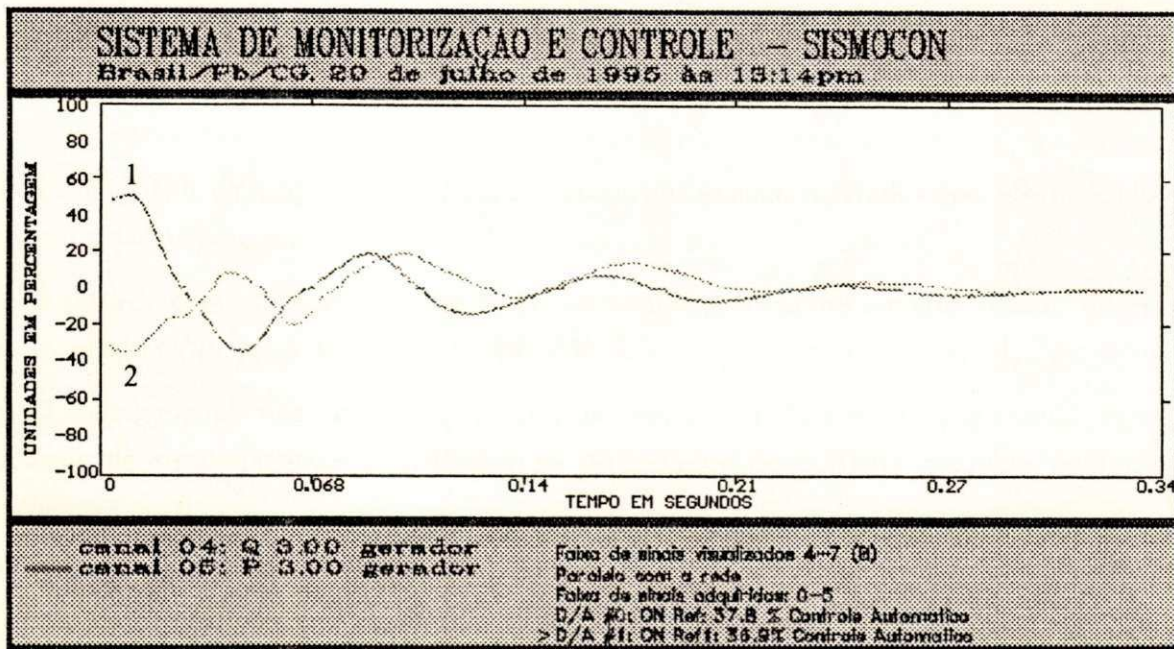
Verificou-se através de vários ensaios o desempenho do controlador de tensão compensado para vários tipos de carregamento do microgerador em paralelo com a rede:

a) A estabilidade da máquina não é mais comprometida quando o gerador opera fornecendo a rede de energia local altas potências ativas e o controlador de tensão opera com a compensação da reação da armadura. A Figura 5.13 é obtida experimentalmente, utilizando-se a estrutura de controle proposta na Figura 5.12, onde o microgerador é ajustado para fornecer 55% da potência ativa máxima. Nota-se que a potência reativa em regime permanente é nula, isto mostra um desacoplamento do controle da potência ativa da reativa. Logo, o fornecimento de potência ativa pelo microgerador à rede não implica que o microgerador opere subexcitado. O funcionamento do gerador síncrono se assemelha ao funcionamento do gerador de corrente contínua com excitação independente.

b) As oscilações de potência ativa associadas às liberações de carga ativa pelo microgerador são rapidamente amortecidas graças ao controlador de tensão compensado. A Figura 5.14 mostra o transitório de liberação de carga ativa (curva superior). Nota-se que a liberação de carga não implica que o microgerador opere sobre-exitado.



**Figura 5.13** Controle de potência ativa com controlador de tensão compensado (ajuste de 55 % da potência máxima), potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2



**Figura 5.14** Perturbação (retirada brusca do fornecimento de potência ativa do microgerador à rede) com controlador de tensão compensado, potência ativa = curva 1, potência reativa = curva 2

c) De acordo com a Figura 5.14 o sinal de compensação introduzido na malha de tensão produz o mesmo efeito ao produzido por um sinal estabilizador introduzido na malha de controle de tensão, proposto inicialmente por DEMELLO & CONCORDIA (1969).

## 5.9 CONCLUSÃO

Neste Capítulo foram desenvolvidos controladores digitais de potência ativa e reativa para o microgerador, bem como seus limitadores de potência para operação em paralelo com a rede de energia. Isto permite que o microgerador opere com segurança dentro da região limitada pela curva de capacidade. Desta forma, assegura-se que o gerador opere com máxima eficiência quando está interligado com a rede de energia local.

Foram realizadas simulações em tempo real no modelo reduzido de potência com o auxílio do sistema desenvolvido no Capítulo 2 (SISMOCON) no sentido de estudar o efeito na estabilidade.

Caracterizou-se o efeito da reação da armadura e seu efeito desmagnetizante sobre o campo. Observou-se que em alguns casos estes efeitos podem causar a perda de campo e conseqüentemente a perda de estabilidade, quando o microgerador está fornecendo grandes potência ativas.

Desenvolveu-se uma nova técnica de compensação do efeito da reação da armadura na máquina síncrona, onde um controlador digital PI de tensão que compensa indiretamente o efeito da reação da armadura.

Finalmente foram realizadas simulações em tempo real no modelo reduzido de potência com o controlador de tensão compensado e verificou-se:

a) A estabilidade da máquina não é mais comprometida quando o gerador opera fornecendo à rede de energia local altas potência ativas.

b) O sinal de compensação na malha de tensão se comporta como um controlador de excitação mínima. Com isto os efeitos indesejáveis da operação do microgerador subexcitado desaparecem.

c) O microgerador síncrono operando com o controlador de tensão compensado passa a ter características de funcionamento semelhantes ao do gerador de corrente contínua com excitação independente.

d) As oscilações de potência ativa associadas à liberação de carga ativa pelo microgerador são rapidamente amortecidas, graças ao controlador de tensão compensado.

e) O sinal de compensação introduzido na malha de tensão é relativamente simples de ser implementado e possui o mesmo efeito produzido por um sinal estabilizador.

e) O sistema de monitorização e os controles desenvolvidos na geração atuando em conjunto com o controlador compensado em tempo real permite operar o sistema de microgeração com alto grau de segurança.

# CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

## 6.1 INTRODUÇÃO

Este trabalho de tese enquadra-se na área da geração e transmissão de energia elétrica. Os principais temas desenvolvidos foram:

Desenvolvimento de um modelo reduzido de potência para estudos de estabilidade dinâmica da máquina síncrona.

Desenvolvimento de um ambiente puramente digital que permite o controle e monitorização em tempo de uma micro-unidade de geração através de um microcomputador.

Desenvolvimento de controladores de velocidade e tensão contínuos e digitais para um conjunto motor CC e microgerador síncrono.

Desenvolvimento de sensores de frequência, ângulo de carga, ângulo de fase e fator de potência baseados em microcomputador.

Desenvolvimento de controladores de potência ativa e reativa que operam dentro da curva de capacidade do microgerador síncrono.

Estudo do efeito da reação da armadura na estabilidade da máquina.

Desenvolvimento de um controlador de tensão que compensa o efeito da reação da armadura da máquina síncrona.

## 6.2 CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho foram tratados aspectos relacionados ao controle das micromáquinas utilizando-se teoria de controle clássico. O critério adotado para a sintonia dos controladores PI foi o do cancelamento de pólos e amortecimento ótimo.

Foi mostrado o desenvolvimento e a implementação do sistema de excitação estática convencional para o controle de tensão do um microgerador de 3 kVA síncrono e do sistema de acionamento para o motor de corrente contínua de 5,5 kW (microturbina) para controlar a velocidade e o conjugado.

A realização do modelo reduzido de potência, permitiu desenvolver novos instrumentos e controladores digitais, bem como realizar estudos de estabilidade dinâmica da máquina síncrona em tempo real.

Foi desenvolvido um sistema de monitorização e controle em tempo real denominado SISMOCON, com o objetivo de criar um ambiente puramente digital capaz de operar com segurança e auxiliar na operação e controle de uma micro-unidade de geração controlada por microcomputador.

O SISMOCON permite monitorar as grandezas elétricas envolvidas no processo de microgeração de energia através da tela do monitor de um microcomputador para facilitar a sua operação com segurança e ao mesmo tempo controlar as microunidades.

O sistema digital desenvolvido SISMOCON é uma ferramenta importante como um instrumento de visualização de grandezas elétricas, podendo ser estendido seu uso para avaliar o desempenho de grandes sistemas de geração de energia.

A estrutura do SISMOCON permite a sua utilização em qualquer tipo de acionamento digital de máquinas elétricas (motor CC, gerador síncrono, etc.), processos químicos ou industriais.

A principal vantagem do uso de um microcomputador na geração de energia elétrica é a facilidade de alterar as técnicas de controle sem a necessidade de modificações de "hardware".

Foram apresentados e discutidos os aspetos relacionados ao projeto e implementação de controladores do tipo PI discretos de tensão terminal do microgerador e de velocidade do motor CC.

O cálculo dos controladores discretos foi baseado na teoria de controle clássico para sistema SISO. A sintonia dos parâmetros do controlador PI discreto foi obtida a partir da discretização do modelo do controlador PI contínuo. O critério utilizado para o cálculo do controlador contínuo foi o da compensação de pólos dominantes com amortecimento ótimo.

Os algoritmos dos controladores PI de tensão e velocidade foram implementados através do SISMOCON. A monitorização e o controle de tensão e velocidade é simultâneo. Isto é, as duas micromáquinas são controladas ao mesmo tempo, bem como são visualizadas na tela do computador as grandezas desejadas em tempo real.

Os resultados experimentais apresentados mostram que os controladores de tensão do micro gerador e velocidade do motor CC possuem um bom desempenho.

Foram desenvolvidos quatro sensores baseados em microcomputador. Os sensores de frequência, ângulo de carga e fator de potência são de muita importância para verificar a qualidade da geração de energia, bem como auxiliam a operação do modelo reduzido.

O uso do microcomputador no desenvolvimento dos sensores permite uma alta precisão, bem como a monitorização em tempo real das grandezas medidas.

O sensor de frequência proposto permite realizar as seguintes aplicações:

- Monitorizar e registrar de forma precisa a frequência do microgerador;
- Auxiliar a sincronização do gerador síncrono com a rede local;
- Possibilitar a incorporação de sinais de proteção e alarme em geradores a fim de evitar sobre e sub-frequência,
- Controlar digitalmente a frequência do microgerador através do motor cc;

As aplicações que o sensor de ângulo de carga proposto permite realizar são:

- Monitorizar e registrar o ângulo de carga durante transitórios que ocorrem no microgerador;
- Monitorar a estabilidade do microgerador durante o funcionamento;
- Auxiliar no estudo de desempenho dos controladores de tensão terminal e velocidade das turbinas;
- Possibilitar a incorporação de sinais de estabilização em controladores de tensão;
- Possibilitar a incorporação de alarmes de proteção do gerador associado as perdas de sincronismo e danos produzido pelo escorregamento de pólos;
- Possibilitar a realização de controle de carga em motores síncronos;

As aplicações que o sensor de ângulo de fase entre dois sinais senoidais proposto permite realizar são:

- Implementação de um medidor de ângulo de fase (fasímetro);
- Fornecer o ângulo entre tensão e corrente para obter o fator de potência de um sistema elétrico.

As aplicações que o sensor de fator de potência proposto permite realizar são:

- Visualizar de forma precisa o fator de potência do microgerador;
- Possibilitar a incorporação de sinais de proteção do microgerador para evitar sobre correntes nos enrolamentos do estator e campo do microgerador.

Foram desenvolvidos controladores digitais de potência ativa e reativa para o microgerador, bem como seus limitadores de potência quando o microgerador está em paralelo com a rede de energia. Isto

permite que o microgerador opere com segurança dentro da região limitada pela curva de capacidade. Desta forma assegura-se que o gerador opere com eficiência quando está interligado com a rede de energia local.

Foram realizadas simulações em tempo real no modelo reduzido de potência com o auxílio do sistema desenvolvido no Capítulo 2 (SISMOCON) no sentido de efetuar estudos de estabilidade.

Caracterizou-se o efeito da reação da armadura e seu efeito desmagnetizante sobre o campo, podendo em alguns casos causar a perda de campo e conseqüentemente a perda de estabilidade quando o microgerador está fornecendo grandes potência ativas.

Desenvolveu-se uma técnica de compensação do efeito da reação da armadura na máquina síncrona operando como gerador síncrono, onde um controlador digital PI de tensão que compensa indiretamente o efeito da reação da armadura.

Finalmente foram realizadas simulações em tempo real no modelo reduzido de potência com o controlador de tensão compensado e verificou-se:

a) A estabilidade da máquina não é mais comprometida quando o gerador opera fornecendo à rede de energia local altas potência ativas.

b) O sinal de compensação na malha de tensão se comporta como um controlador de excitação mínima. Com isto os efeitos indesejáveis da operação do microgerador subexcitado desaparecem.

c) O microgerador síncrono operando com o controlador de tensão compensado passa a ter características de funcionamento semelhantes ao do gerador de corrente contínua com excitação independente.

d) As oscilações de potência ativa associadas às perturbações de carga ativa pelo microgerador são rapidamente amortecidas graças ao controlador de tensão compensado.

e) O sinal de compensação introduzido na malha de tensão é relativamente simples de ser implementado e possui o mesmo efeito produzido por um sinal estabilizador.

e) O sistema de monitorização e os controles desenvolvidos na geração atuando em conjunto com o controlador compensado em tempo real permite operar o sistema de microgeração com alto grau de segurança.



### 6.3 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A estrutura desenvolvida neste trabalho, permite sugerir alguns trabalhos futuros, como por exemplo:

- Estudos de fenômenos electromagnético nas microlinhas de transmissão, por exemplo: estudos de curto circuito, faltas assimétricas, linha em vazio, ferressonância, efeitos na introdução de capacitores em série ou paralelo nas microlinhas.
- Desenvolvimento de relés digitais de proteção para o microgerador, microtransformador e microlinhas de transmissão.
- Desenvolvimento de um controlador de constante de tempo para o microgerador.
- Desenvolvimento ou aquisição de um rotor tipo pólos salientes para o microgerador.
- Desenvolvimentos de novas técnicas digitais de controle para as micromáquinas utilizando-se a estrutura do SISMOCON, tais como:
  - Controle robusto;
  - Controle adaptativo (auto ajustável, alocação de pólos, modelo de referência, MIT);
  - Controle inteligente (redes neurais, "fuzzy")
  - Controle ótimo;
- Desenvolvimentos de novos dispositivos baseados em microprocessador que permitam a visualização das grandezas envolvidas na geração através de painel tipo "display".
- Desenvolvimentos de controladores digitais para as micromáquinas baseados em microcontroladores.
- Desenvolvimentos de sinais estabilizadores de potência para o microgerador através do sistema de excitação.
- Desenvolvimentos de um controlador de carga/frequência para o microgerador utilizando-se o sensor de frequência proposto neste trabalho.
- Desenvolvimentos de um sistema de proteção e alarme controlado pelo computador para o microgerador.
- Desenvolvimento de dispositivos baseados em microcomputadores para realizar sincronização e re-sincronização do microgerador com a rede de energia.
- Desenvolvimento de sensores de potência ativa e reativa de baixo custo para o gerador.
- Desenvolvimento de compensadores estáticos para compensar reativos.

- Desenvolvimento de um sistema de transmissão de corrente contínua através de conversores estáticos.
- Desenvolvimento de um sistema de excitação para o microgerador utilizando-se conversores estáticos comandados por PWM (modulação por largura de pulsos).
- Desenvolvimento de um sistema de monitorização da microunidade a distância através de linhas de micro-ondas.
- Desenvolvimentos de controladores digitais para as micromáquinas baseados em micro controladores.
- Desenvolvimento de novas técnica de compensação do efeito da reação da armadura na máquina síncrona através do sistema de excitação do microgerador.
- Desenvolvimento de algoritmos de estimação de parâmetros do microgerador.
- Estudos de estabilidade dinâmica em tempo real no modelo reduzido de potência.
- Desenvolvimento de algoritmos utilizando-se o sensor de ângulo de carga para realizar as transformações trifásicas em bifásicas e assim estudar a máquina síncrona no modelo dq.

### A.1 MODELO DE PARK DA MÁQUINA SÍNCRONA

O modelo matemático da máquina síncrona é desenvolvido a partir das transformações trifásicas em bifásicas apresentadas por PARK (1933) com o referencial no rotor. As equações das tensões do gerador nas componentes d,q em p.u., são dadas pela equação matricial (A.1).

A base do sistema empregado é denominado "X<sub>md</sub> base" (RAMKIN, 1945). A potência base aparente é a mesma para todos os circuitos do rotor e estator. A corrente base para cada circuito do rotor é aquela corrente que circula no rotor e induz em cada fase do estator a tensões igual a corrente base do estator vezes X<sub>md</sub>. O tempo base é 1 segundo, a velocidade base é a velocidade síncrona do gerador em radianos por segundo (377 radianos/segundo), e o ângulo base 1 radiano.

$$\begin{array}{c|ccc|ccc|c}
 V_d & & & & & & & i_d \\
 V_q & & & & & & & i_q \\
 V_f & = & & & & & & i_{fd} \\
 0 & & & & & & & i_{kd} \\
 0 & & & & & & & i_{kq}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \\
 \\
 \\
 \\
 \\
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 -(r_a + X_{dp}/w) \quad wX_q \quad X_{md} p/w \quad X_{md} p/w \quad -wX_{mq} \\
 -wX_d \quad -(r_a + X_{qp}/w) \quad wX_{md} \quad wX_{md} \quad X_{mq} p/w \\
 -X_{md} p/w \quad 0 \quad (r_f + X_{fd} p/w) \quad X_{mfd} p/w \quad 0 \\
 X_{md} p/w \quad 0 \quad pX_{kd} \quad (r_a + X_{kd} p/w) \quad 0 \\
 0 \quad X_{mq} p/w \quad 0 \quad 0 \quad (r_{kq} + X_{kq} p/w)
 \end{array}
 \quad (A.1)$$

onde: X<sub>d</sub> = X<sub>md</sub> + X<sub>a</sub>, X<sub>q</sub> = X<sub>mq</sub> + X<sub>a</sub>, X<sub>fd</sub>, X<sub>kd</sub>, X<sub>kq</sub> são as reatâncias próprias e X<sub>md</sub>, X<sub>mq</sub>, X<sub>mfd</sub> são as reatâncias mútuas da máquina síncrona, w = 377(rad/s) é a velocidade síncrona, p = d/dt é o operador diferencial:

Os fluxos concatenados no eixo d são:

$$\Phi_d = -X_d i_d + X_{md} i_{fd} + X_{md} i_{kd} \quad (A.2)$$

$$\Phi_{fd} = -X_{md} i_d + X_{fd} i_{fd} + X_{mfd} i_{kd} \quad (A.3)$$

$$\Phi_{kd} = -X_{md} i_d + X_{mfd} i_{fd} + X_{kd} i_{kd} \quad (A.4)$$

Os fluxos concatenados no eixo q são:

$$\Phi_q = -X_d i_q + X_{mq} i_q \quad (A.5)$$

$$\Phi_{kq} = -X_{mq} i_q + X_{kq} i_{kq} \quad (A.6)$$

O torque eletromagnético é expresso por:

$$T_{el} = \Phi_d i_q - \Phi_q i_d \quad (A.7)$$

A equação do movimento normalizada na velocidade síncrona é:

$$T_m - T_{el} = J p^2 \delta + D p \delta \quad (A.8)$$

onde  $J = 2H/w_s$  é o momento de inércia do sistema de rotação, o qual é dado em p.u.,  $H$  é a constante de inércia em (kWs/kVA),  $D = K_d/w_s$ , é a constante mecânica de amortecimento normalizada,  $K_d$  fator de amortecimento mecânico devido ao atrito,  $\delta$  = ângulo de carga do gerador e  $T_m$  = Torque mecânico no eixo da turbina.

A velocidade do rotor normalizada na velocidade síncrona é:

$$w = 1 + p\delta/w \quad (A.9)$$

## A.2 Modelo Reatâncias operacionais

Este modelo é obtido em função de parâmetros e das constantes de tempo que normalmente são fornecidos pelos fabricantes. Considera-se que a reatância mútua entre o enrolamento do campo e o amortecedor no eixo d é igual a reatância mútua entre o enrolamento do estator e rotor do eixo d, ou seja  $X_{mfd} = X_{md}$ . Substituindo-se esta aproximação na equação matricial (A.1). As equações das tensões dadas em (A.1) junto com as equações dos fluxos estáticos (A.2) e (A.5), podem ser simplificados por eliminação das correntes rotóricas  $i_{fd}$ ,  $i_{kd}$  e  $i_{kq}$  (HAMMONS, 1971), Isto é::

$$\Phi_d = -X_d(p) i_d + V_f G(p) X_{md} / r_{fd} \quad (A.10)$$

$$\Phi_q = -X_q(p) i_q \quad (A.11)$$

onde:

$$X_d(p) = \frac{X_d(1 + pT'_d)(1 + pT''_d)}{(1 + pT'_{do})(1 + pT''_{do})} \quad (A.12)$$

$$G(p) = \frac{1 + pT_{kd}}{(1 + pT'_{do})(1 + pT''_{do})} \quad (A.13)$$

$$X_q(p) = \frac{X_q(1 + pT''_q)}{1 + pT''_{qo}} \quad (A.14)$$

O significado das constantes de tempo transitórias, e subtransitórias de circuito aberto e curto circuito é descrito em CHATELAIN (1983).

Na maioria dos modelos de sistemas de excitação e controladores de tensão, os parâmetros são dados em p.u. de uma base onde a tensão do campo é a tensão que produz a tensão nominal do gerador na linha do entreferro. Este sistema por unidade chama-se sistema por unidade de tensão unitária. Logo, aplicando-se esta transformação de base na equação (A.10), tem-se:

$$\Phi_d = -X_d(p)i_d + G(p)V_{fd} \quad (A.15)$$

onde a tensão de campo por unidade é:

$$V_{fd} = \frac{X_{md}}{r_{fd}} V_f \quad (A.16)$$

e a tensão estatóricas nos eixos d e q são dadas por:

$$V_d = -r_a i_d + \frac{p}{\omega_s} \Phi_d - w \Phi_q \quad (A.17)$$

$$V_q = -r_a i_q + \frac{p}{\omega_s} \Phi_q + w \Phi_d \quad (A.18)$$

As equações (A.11) - (A.18) representam o modelo do gerador conhecido como modelo de reatâncias operacionais. As constantes de tempo  $T'_d$  e  $T''_d$  em (A.12),  $T'_q$  e  $T''_q$  em (A.14) e  $T_{kd}$  em (A.13) são relativamente pequenas. A influência que tem na representação do modelo incide no regime transitório e subtransitório. Para fins de controle estas constantes podem ser desprezadas. O erro introduzido no modelo é muito pequeno (HAMMONS, 1971).

Linearizando-se o modelo reatâncias operacionais da máquina síncrona para fins de controle e desprezando-se as constantes de tempo  $T'_d$  e  $T''_d$ , em (A.12),  $T'_q$  e  $T''_q$  em (A.14) e  $T_{kd}$  em (A.13), bem como as derivadas dos fluxos e a resistência do estator, e considerando-se que a máquina está funcionando como gerador síncrono (girando na velocidade síncrona,  $w = 1$ ) em (A.18), tem-se:

$$V_d(s) = - \Phi_q(s) \quad (A.19)$$

$$V_q(s) = \Phi_d(s) \tag{A.20}$$

$$\Phi_d(s) = -X_d(s)i_d(s) + G(s)V_{fd}(s) \tag{A.21}$$

$$\Phi_q(s) = -X_q(s)i_q(s) \tag{A.22}$$

$$X_d(s) = \frac{X_d}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{A.23}$$

$$G(s) = \frac{1}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{A.24}$$

$$X_q(s) = X_q \tag{A.25}$$

substituindo-se (A.23) -(A.25) em (A.19)-(A.22) tem-se:

$$V_q(s) = - \frac{X_d i_d(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} + \frac{V_{fd}(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{A.26}$$

$$V_d(s) = -X_q i_q(s) \tag{A.27}$$

$$V_t^2(s) = V_d^2(s) + V_q^2(s) \tag{A.28}$$

As equações (A.26) - (A.28) são importantes na obtenção da função de transferência entre a tensão de campo e a tensão terminal para fins de controle de tensão e potência e reativa da máquina síncrona.

### A.3 Modelo linearizado da máquina síncrona para controle

Se a máquina síncrona está operando como um gerador síncrono, a relação que existe entre a tensão de campo e a tensão terminal pode ser obtida, substituindo-se (A.26) em (A.28) e considerando-se o efeito de  $i_q$  como perturbação do processo, isto é:

$$V_t(s) = V_q(s) = - \frac{X_d i_d(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} + \frac{V_{fd}(s)}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{A.29}$$

$$G_{mv}(s) = - \frac{V_t(s)}{-X_d i_d(s) + V_{fd}(s)} = \frac{1}{(1 + sT'_{do})(1 + sT''_{do})} \tag{A.30}$$

onde  $G_{mv}(s)$  é a função transferência do gerador síncrono.

O termo  $X_{di}(s)$  em (A.30), é denominado reação da armadura, cujo valor é zero quando o gerador opera em vazio. Normalmente o efeito da reação da armadura na representação do modelo não é considerado devido à dificuldade em se obter  $i_d$ . Desprezando-se o efeito da reação da armadura em (A.31), obtem-se um modelo menos complexo, isto é::

$$G_m(s) = - \frac{V_t(s)}{V_{fd}(s)} = \frac{1}{(1 + sT'_{d0})(1 + sT''_{d0})} \quad (A.31)$$

A expressão (A.31) é normalmente utilizada para representar o modelo do compensador síncrono e gerador em vazio.

A tabela A.1 mostra os parâmetros do microgerador fornecido pelo fabricante. A tabela A.2 mostra as constantes de tempo do microgerador fornecido pelo fabricante.

Parâmetros do microgerador	Símbolos	(Pu)
Resistência do estator	$r_a$	0.005
Resistência de campo eixo d	$r_{fd}$	0.009
Resistência amortecedor eixo d	$r_{kd}$	0.067
Resistência amortecedor eixo q	$r_{kq}$	0.067
Reatância dispersão de armadura	$X_a$	0.121
Reatância própria eixo d	$X_{fd}$	0.166
Reatância amortecedor eixo d	$X_{kd}$	0.122
Reatância amortecedor eixo q	$X_{kq}$	0.122
Reatância magnetização eixo d	$X_{md}$	1.81
Reatância magnetização eixo q	$X_{mq}$	1.71

Tabela A.1 Resistências e reatâncias do microgerador

CONSTANTES DE TEMPO DO MICROGERADOR	Símbolo	(p.u.)
Constante de tempo de circuito aberto transitória eixo d	$T'_{d0}$	0.551
Constante de tempo de curto-circuito transitória eixo d	$T'_d$	0.078
Constante de tempo de circuito aberto sub-transitória eixo d	$T''_{d0}$	0.010
Constante de tempo de curto-circuito sub-transitória eixo d	$T''_d$	0.007
Constante de tempo de circuito aberto sub-transitória eixo q	$T''_{q0}$	0.072
Constante de tempo de curto-circuito sub-transitória eixo q	$T''_q$	0.009
Constante de tempo do circuito amortecedor eixo d	$T_{kd}$	0.004

Tabela A.2 Constantes de tempo microgerador

**B.1 MODELO DO MOTOR CC**

As equações diferenciais que governam a operação do motor CC com excitação independente são (LEONHARD, 1984):

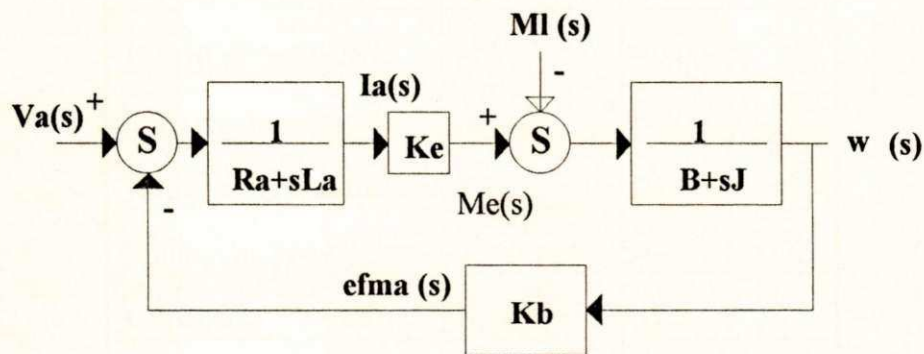
$$V_a(t) - e_{fma}(t) = L_a(d I_a(t)/dt) + R_a I_a(t) \tag{B.1}$$

$$M_e(t) - M_l(t) = J_m(d w(t)/dt) + Bw(t) \tag{B.2}$$

$$M_e(t) = K_i I_a(t) \tag{B.3}$$

onde,  $V_a$  é a tensão de armadura,  $e_{fma} = K_b w$  é a força contra eletromotriz,  $K_b$  é a constante da força contra eletromotriz,  $L_a$  é a indutância do enrolamento da armadura,  $I_a$  é a corrente de armadura,  $R_a$  é a resistência do enrolamento da armadura,  $M_e$  é o conjugado electromagnético produzido pelo motor,  $M_l$  é conjugado de carga aplicado no eixo do motor,  $J_m$  é a inércia do eixo do motor,  $w$  é a velocidade angular do eixo do motor,  $B$  é o coeficiente de atrito do motor e  $K_i$  é a constante do conjugado electromagnético.

Na Figura B.1 mostra-se em diagrama de blocos, o modelo linearizado motor do CC. Este modelo é obtido aplicando-se a transformada de Laplace as equações (B.1) (B.3) (D'AZZO, 1988; KUO, 1985; ZHANG & BARTON, 1991).



**Figura B.1** Diagrama de blocos do modelo linearizado do motor CC com excitação independente

A função de transferência que relaciona a tensão de alimentação e a corrente de armadura considerando-se a compensação da força contra eletromotriz  $E_{fma}$  é obtida a partir da figura B.1 (LEONHARD, 1984), isto é:



$$G_{mi}(s) = \frac{1/R_a}{(1 + T_a s)} \tag{B.4}$$

onde  $G_{mi}(s)$  é a função transferência que relaciona tensão e corrente de armadura.  $T_a = L_a/R_a$  é a constante de tempo da armadura.

A função de transferência que relaciona a corrente de armadura e a velocidade angular do motor CC é obtida a partir da figura B.1 (LEONHARD, 1984), isto é:

$$G_{mw}(s) = \frac{1/B}{1 + T_m s} \tag{B.5}$$

onde  $G_{mw}(s)$  é a função de transferência entre a corrente de armadura e a velocidade.  $T_m = J/B$  é a constante de tempo mecânica, Considera-se neste caso que o conjugado de carga é uma perturbação do processo.

As características de funcionamento e os parâmetros do motor CC utilizado neste trabalho, fornecido pelo fabricante MADSLEY'S (1975), são mostrados na Tabela B.1 e B.2.

A tabela B.1 mostra as características do motor CC fornecido pelo fabricante.

MOTOR CC	UNIDADE	VALORES NOMINAIS
Corrente de excitação	A	4.75
Tensão de excitação	V	40.00
Corrente de armadura	A	30.00
Tensão de armadura	V	230.00
Número de pólos	----	4
Velocidade	rpm	1800.
Potência	kW	5.50

**Tabela B.1** Características do motor CC

A tabela B.2 mostra os parâmetros do motor CC fornecido pelo fabricante.

Parâmetros do motor CC	Símbolos	Valores/unidades
Resistência dos enrolamentos de armadura	$R_a$	1.2 $\Omega$
Indutância de armadura	$L_a$	0.01 H
Inércia do rotor do motor	J	0.785 Kg m <sup>2</sup>
Coefficiente de atrito viscoso	B	0.118 Kg m <sup>2</sup> /(rad/s)
Constante de torque	$K_e$	1.2 V/(rad/s)
Constante de e <sub>fma</sub>	$K_b$	1.2 V/(rad/s)

Tabela B.2 Parâmetros do motor CC

**B.2 CRITÉRIO SOBRE O AMORTECIMENTO ÓTIMO**

A função de transferência  $G_O(s)$  obtida em (1.7), corresponde ao sistema planta e controlador em malha aberta. Isto é:

$$G_O(s) = \frac{1}{T_1 s(1 + T_{pf}s)} \tag{B.6}$$

O módulo e fase de  $G_O$  é mostrada na Figura B2.

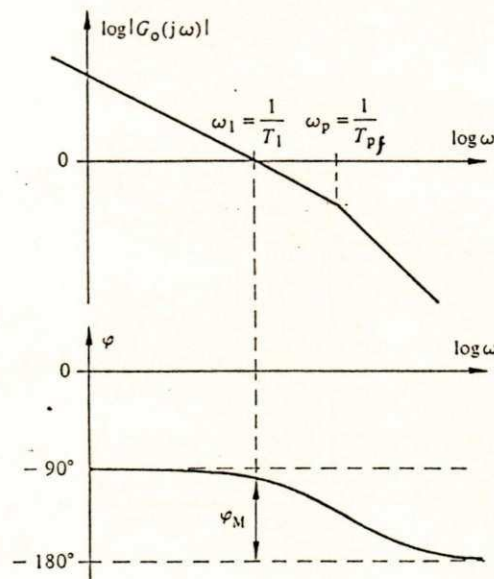


Figura B.2 Módulo e fase da resposta harmônica em malha aberta de  $G_O$

A margem de fase em função de  $T_{pf}/T_1$  é representada na Figura B.3.

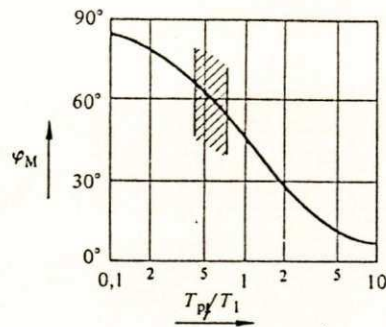


Figura B.3 Margem de fase para a resposta harmônica da Figura B.2

**B.2.1 Resposta ao degrau em malha fechada**

A resposta ao degrau da função de transferência  $G_O(s)$  em malha fechada é dada pela Figura B.4, onde  $t_m$  é o tempo de subida e  $\Delta\gamma'_{max}$  e "overshoot" máximo.

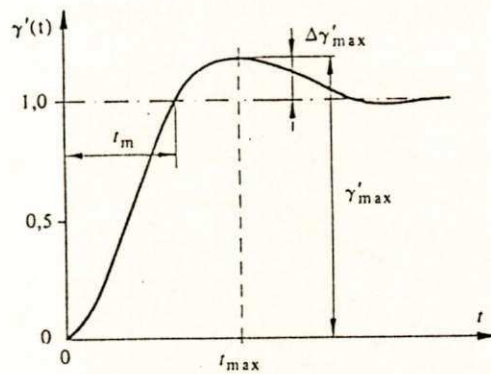


Figura B.4 Resposta ao degrau em malha fechada de  $G_O$

A Figura B.5 mostra a relação entre  $\Delta\gamma'_{max}$  e  $T_{pf}/T_1$ .

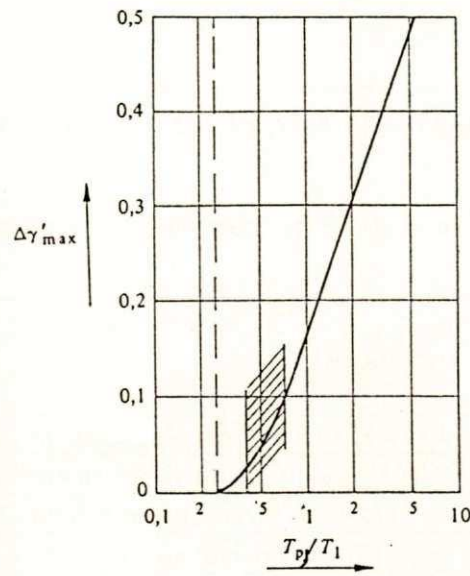


Figura B.5 "Overshoot" máximo ( $\Delta\gamma'_{max}$ ) em função de  $T_{pf}/T_1$

A Figura B.6 mostra a relação entre o tempo de subida ( $t_m/T_{pf}$ ) e  $T_{pf}/T_1$ .

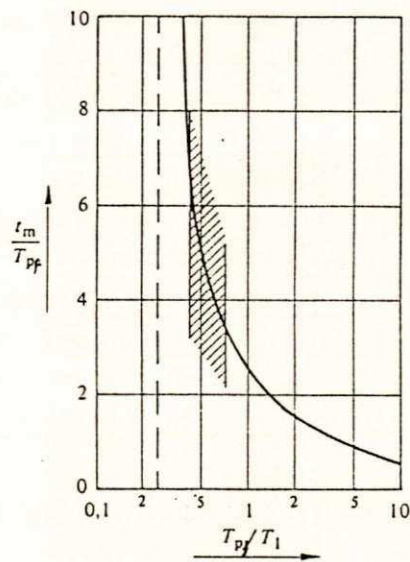


Figura B.6 Tempo de subida em função de  $T_{pf}/T_1$

## C.1 MAPA DE ENDEREÇAMENTO DA PLACA 386-DX-40 Mhz

O mapa de endereço das portas de entrada/saída é dado na tabela C.1.

Faixa de endereço da porta	Dispositivo
0+00-01F	Controlador de DMA #1 (8237A)
020-03F	Controlador de interrupções #1 (8259A)
040-05F	Contador programável (8254A)
060-06F	Controlador de teclado (8042)
070-07F	Relógio de tempo real, máscara NMI ("non-maskable interrupt"; interrupção não-mascarável)
080-09F	Registro de página do DMA (74LS612)
0A0-0BF	Controlador de interrupções #2 (8259A)
0C0-0DF	Controlador de DMA #2 (8237A)
0F0-0FF	Coprocessador aritmético (80x87)
1F0-1F8	Controlador do disco rígido
200-277	Adaptador de jogos (não utilizado)
278-27F	Porta paralela para impressora #2 (LPT2) (não utilizado)
2F8-2FF	Porta serial #2 (COM2) (não utilizado)
300-30F	Placa de aquisição de dados (PCL-718) (veja apendice 2)
31F-36F	Não utilizado
378-37F	Porta paralela para impressora (LPT1)
380-3AF	Controladores para a comunicação bisíncrona (SDLC)
3B0-3BF	Adaptador do monitor monocromático
3C0-3CF	Não utilizado
3D0-3DF	Adaptador do monitor colorido/gráfico
3F0-3F7	Controlador do disco flexível
3F8-3FF	Porta serial #1 (COM1) (não utilizado)

**Tabela C.1** Mapa de endereço das portas de entrada/saída.

O mapa de endereço de memória, é mostrado na tabela C.2

Faixa de endereços	Tamanho em Kbytes	Descrição
000000-07FFFF	512	memória do sistema (banco 1)
080000-09FFFF	128	memória do sistema (banco 2)
0AFFFF-0BFFFF	128	memória de vídeo
0C0000-0DFFFF	128	reservado
0E0000-0EFFFF	64	imagem do BIOS
0F0000-0FFFFF	64	memória do BIOS
100000-15FFFF	384	memória estendida
160000-FDFFFF	14870	memória RAM estendida
FE0000-FEFFFF	64	BIOS utilizado pelo sistema
FF0000-FFFFFF	64	BIOS

**Tabela C.2** Mapa de endereço da memória de dados.

## C.2 REGISTROS INTERNOS DA PLACA DE "INTERFACE"

A placa de "interface" possui um endereço base escolhido dentro de uma área de I/O não utilizada pela placa mãe do PC. a qual vai de 100h, a 1FFh. A programação é realizada na própria placa de interface. A placa de "interface" possui 6 contadores programáveis de 16 bits, uma porta paralela programável. O mapa de endereço da placa de "interface" é mostrado na tabela C.3.

Porta (hexa)	função	dispositivo
10C	palavra de controle	CI1 "timer" 8254-2
10D	contador 0	CI1 "timer" 8254-2
10E	contador 1	CI1 "timer" 8254-2
10F	contador 2	CI1 "timer" 8254-2
11C	palavra de controle	CI2 "timer" 8254-2
11D	contador 0	CI2 "timer" 8254-2
11E	contador 1	CI2 "timer" 8254-2
11F	contador 2	CI2 "timer" 8254-2
11D	contador 0	CI2 "timer" 8254-2
108	palavra de controle	CI3 PPI 8255-A
109	porta A	CI3 PPI 8255-A
10A	porta B	CI3 PPI 8255-A
10B	porta C	CI3 PPI 8255-A

**Tabela C.3** Mapa de endereçamento das portas de E/S da placa de "interface"

## BIBLIOGRAFIA

---

- [1] ADIBI, M.M. & MILANICZ, P.D., (1994) "**Reactive capability Limitation of Synchronous Machine**" IEE Transaction on Power Systems, Vol. 9, No 1, february, p. 29-40.
- [2] ADKINS, B., (1957) "**General theory of electrical machines**" Chapman & Hall.
- [3] ADVANTECH LTD, (1991) "**Manual of especification of acquisition Card No 818**" Synnyvale, CA 94086 USA
- [4] ATHAY M. THOMAS, (1987) "**Generation Sheduling and Control**" IEEE Proceedings, Vol. 75, No 12, december, p. 1592- 1606.
- [5] BABU, T. M & O'KELLY, (1987) "**A Microprocessor-Based Load Angle Measure System**" IEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. IE 34, No 2, May, p. 129- 134.
- [6] BÜLLHER, H. R., (1979) "**Electronique de ràglage et de comande**", Editora Dunod.
- [7] BÜLLHER, H. R., (1982) "**Réglages Echantillonnés**" Vol.ume 1, Editora Presses polytechniques romandes.
- [8] BÜLLHER, H. R., (1983) "**Réglages Echantillonnés: traitement par la transformation en z**", Presses Polytechnique Romandes, Vol. 1.
- [9] CARPI JR. R.S., (1989) "**Sistema de excitação Siemens: confiabilidade e versatilidade no controle da tensão de geradores síncronos**" Revista Siemens No.IX 2/89, separata da edição de junho, p. 1-10.
- [10] CHANDRA A., K. K. WONG, O. P. MALIK & G. S. HOPE, (1991) "**Implementation and test results of a Generalized Self-Tuning Excitation Controller**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 1, march, p. 186-192.
- [11] CHAPMAN, J. STEPHEN, (1985) "**Electric Machine Fundamentals**" McGraw-Hill Book Company.
- [12] CHATELAIN J., (1984) "**Machines Électriques Tome 1-2**", Presses Polytechnique Romandes, Tome 1 -2, Dunod.
- [13] CHOI, S.S. LARKIN, R. *et alli*, (1991) "**Effects of Underexcitation Limiters on Operation fo Remote Generating Station**" IEE Proceedings, Vol. 138, No 6, november, p. 560- 566.
- [14] DEMELLO, P. Francisco & CONCORDIA, CHARLES, (1969). "**Concepts of Synchronous Machine Stability as afected by ExcitationControl**",IEEE Trans. Power App. Sys. april, p. 189-202.
- [15] DE MELLO, F. A., (1977) "**Geradores Síncronos Curvas de Capacidade**", CHESF publicações técnicas No. 2, dezembro, 41 p.

- [16] EGGELING, H., (1973) **"Control Characteristics for Synchronous Machines"** Brown Boveri Rev. 5-73. p. 212-217.
- [17] EGGELING, H., (1976) **"Control Characteristics for Synchronous Machines"** Brown Boveri Rev. Baden, 11-76. p. 682-687.
- [18] FREECH R., (1972) **"Introduction to Network Control"** Brown Boveri Rev. 7-72. p 338-346.
- [19] GEMERTS WILFRED MARLON, (1993) **"Monitoração do desempenho dinâmico de sistemas elétricos de potência"** Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, dezembro.
- [20] GHANDAKLY, A.M. & KRONEGGER, P., (1987) **"Digital Controller Design Method for Synchronous Generator excitation and Stabilizer Systems Part I : Methodology and Computer Simulation"** IEE Transaction on Power Systems, Vol. PWRS-2, No 3, august, p. 633- 637.
- [21] HALLER, W., (1970) **"Excitation Limit Controllers for Synchronous generators"** Brown Boveri Rev. 2-70. p. 60-65.
- [22] HAMILAKIS V. & VOLGARIS C.N., (1987) **"An Accurate Method for the Measurement of Line Frequency and Its Deviation Using a Microprocessor"** IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No 1, march, p. 104- 109.
- [23] HAMMONS, . J.T., & PARSONS, A. J., (1971) **"Design of microalternator for power-system-stability investigations"** IEE Proceedings, Vol. 118, No 10, october, p. 1421- 1438.
- [24] HAMMONS, J. T., (1974) **"Micro-synchronous-generator system for the simulation of large turbo-generators with tho-axis and conventional excitation systems"** R.G.E. Tome 83, No 12, decembre , p. 843- 857.
- [25] HANSELMANN, H., (1987) **"Implementation of Digital Controllers - A Survey"** IFAC, Automatica Vol. 23 No. 1, p. 7-32.
- [26] HASSAN, R.A. & SADRUL ULA, M.H.A., (1994) **"Design and Implemntation of a Fuzzy Controller Based Automatic Voltage Regulator for a Synchronous Generator"** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9 No. 3, september, p. 550-557.
- [27] HEFFRON, G.W. & PHILLIPS, (1952) **"Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators"** Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs. No 64 p 692-697, Appendix III.
- [28] IBRAHIM M. K. & ABDUL-KARIM M. A. H., (1987) **"A Novel Digital Phase Meter"** IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. IM 36, No 3, setember, p. 186- 188.
- [29] IRSHID, I. SHAHAB, A. & EL-ASIR, R.B., (1991) **"A simple Programmable Frequency Meter for Low Frequencies with Known Nominal Values"** IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No 3, june, p. 640- 642.



- [30] JOOS, G. SICARD, P. & GOODMAN, D., (1992) "A Comparison of Microcomputer-Based Implementations of Cascaded and Parallel Speed and Current Loops in dc Motor Drives" IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 28 No. 1, january/february, p. 136-143.
- [31] KOSTENKO, M. P., (1959) "Electrodynamic modelling of power systems" Moscow
- [32] KOSSLER, J. RODOLFO, (1988) "Techniques for Tuning Excitation System Parameters" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No. 4, december, p. 785-793.
- [33] LARSEN, V.E. & SWANN, A.D., (1981) "Applying Power System Stabilizers Part I: General Concepts", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 6, june, p. 3017-3024.
- [34] LEONHARD WERNER, (1985) "Control of Electrical Drives", Springer, Berlin.
- [35] MALIK, P.O., *et alli*, (1991) "Frequency Measurement for use a Microprocessor-Based Water turbine governor" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6 No. 3, september, p. 361-366.
- [36] MAO C. X., PRAKASH, S.K. MALIK, P.O., HOPE S.G & FAN, F., (1990) "Implementation and Laboratory test Results for an Adaptive Power System Stabilizer Based on Linear Optimal Control" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No. 4, December, p. 666-672.
- [37] MATSUKI, J. OKADA T. & UENOSONO C., (1992) "Loss of Synchronism Process of Synchronous Gnerator Described by its Internal Flux and Force Distributions" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7 No. 1, March, p. 177-182.
- [38] MAWDSLEYS'S LTD, (975) "Manual de especification No 103/R13 of Electrical Equipment for the Microsynchronous Generator set " Dursley, Glos GL 115AE, England
- [39] MICHELETTI ROBERTO, (1991) "Phase Angle Measurement Between Two Sinusoidal Signals" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 40, No 1, February, 40- 42.
- [40] MONTERO, R. R. L., (1991A) "Projeto, implementação e simulação digital do sistema de excitação e regulador de tensão para um microgerador síncrono de 3 kVA" Dissertação de Mestrado COPELE/DEE/CCT/UFPB. abril.
- [41] MONTERO, R. R. L., (1991B) "Projeto e implementação de um regulador de velocidade para um motor cc de 5,5 kW" Projeto e Pesquisa apresentado ao COPELE/DEE/CCT/UFPB. Dezembro.
- [42] MONTERO, R. R. L., (1992) "Modelos Lineares e não lineares de geradores Sincronos" Projeto e Pesquisa apresentado ao COPELE/DEE/CCT/UFPB. Dezembro.
- [43] MONTERO, R. R. L. JACOBINA, B.C & MOTA, S.W., (1992B) "Regulador de Tensão digital para geradores Sincronos", 9 CBA-UFES- Vitória -ES-Brasil, Tomo II, p. 940-945.
- [44] MONTERO, R. R. L., (1993) "Sistema de monitoração e Controle de uma microunidade de geração " Projeto e Pesquisa apresentado ao COPELE/DEE/CCT/UFPB. Dezembro.

- [45] MONTERO, R. R. L. JACOBINA, B.C & MOTA, S.W., (1994) "**Regulador de Tensão digital para geradores Síncronos**", 10 CBA e 6 CLACA - PUC-RJ-, Rio de Janeiro, Brasil. Tomo II p. 1183-1188.
- [46] MÜLLER P. & BORNER, CH., (1983) "**Monitoring Turbogenerators in the Underfrequency Range**" Brown Boveri Rev. 1/2-83, Baden, p. 62-65.
- [47] NEMAT ANDRIA, (1990) "**A Digital Frequency Independent Phase Meter**" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No 4, august, p. 665- 667.
- [48] NEMAT ANDRIA, (1990) "**A High Resolution Digital Frequency Meter for Low Frequencies**" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No 4, august, p. 667-667.
- [49] NEWTON, E.M. & HOGG, W.B., (1976) "**Optimal Control of a Micro-Alternator System**" IEEE Transactions on Power and Systems, Vol. PAS-95, No. 6, november/december, p 1822-1831.
- [50] NARAYAN, V., (1980) "**Monitoring Turbogenerators in the Underfrequency Range**" Brown Boveri Rev. 9-80, Baden, p. 530-534.
- [51] NORMA IEEE, (1965) "**Test procedure for synchronous machines**", IEEE publication 115
- [52] OVASKA J. SEPPO, (1988) "**Multstage Digital Prefiltering of Noisy Tachometer Signals**" IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 37, No 3, september, p. 466- 668.
- [53] OHTSUKA, K. YOKOKAWA, S., TANAKA H.,& DOI H., (1986) "**A Multivariable Optimal Control System for a Generator**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC1, No. 2, june, p. 88-98.
- [54] PARK, H.R., (1929) "**Two- Reaction Theory of Synchronous Machines — Part I**" AIEE, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs. Vol. 48, No 2 july p. 716-728.
- [55] PALANIAPPAN, G.R. & VITHAYATHIL J., (1980) "**A Control Strategy for Reference Wave Adaptive Current Generation**" IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI-27 No. 2, may, p. 92-96.
- [56] RANKIN, W.A., (1945) "**Per unit impedances of synchronous machines**" Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs. No 64 p 569-573 p. 839-841.
- [57] RIBEIRO, R. J., (1991) "**Minimum Excitation Limiter Effects on Generator Response to System Disturbances**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 6 No. 1, March, p 29-35.
- [58] ROBERTS, M. R., (1950) "**Micromachines and micronetwork study of them problems of transient stability by the use of models similar electromechanically to existing machines and systems**" CIGRÉ, Paris, paper 338
- [59] SABHARWAL, CH.S. MURTHY, S.S. & BERG, J.G., (1984) "**A Digital Torque Angle Transducer**" IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. IE-31 No. 1, february, p 8-11.

- [60] SEN, C. PARESH. & MacDONALD L MURRAY, (1978) "**Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal**" IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI-25 No. 4, nov, p 347-354.
- [61] SEN, C. PARESH., (1989) "**Principles of Electric Machine and Power Electronic**" John Wiley & Sons.
- [62] SYED I. AHSON & MIRHYDER ALI, (1987) "**A Microprocessor-Based Scheme for Torque-Angle and Speed Measurement**" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE34 No. 2, maio, p 135-138.
- [63] ULA, S.M.H.A., STEADMAN, W.J. & WU, M.J., (1988) "**Design and Demostration of a Microcomputer Controller for an Industrial Sized DC Motor**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 3 No. 1, March, p 102-110.
- [64] ULA, S.M.H.A. & HASAN, R.A., (1992) "**Design and Implementation of a Personal Computer Based Automatic Voltage Regulator for a Synchronous Generator**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7 No. 1, March, p 125-131.
- [65] ZHAOHUI, L. LUQUING, Y. *et alli*, (1992) "**Fault Tolerance Aspects of Highly Reliable Mirocprocessor-Based Water Trubine Governor**" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7 No. 1 march, p. 1-9.