

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**



**DESENVOLVIMENTO DE UM REGULADOR DE TENSÃO PARA
GERADOR ELÉTRICO ATRAVÉS DO MÉTODO DE CONTROLE
DE MODO DESLIZANTE**

Leandro Chiavegatto Martins

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**Itajubá – MG.
2004**

**DESENVOLVIMENTO DE UM REGULADOR DE TENSÃO PARA GERADOR
ELÉTRICO ATRAVÉS DO MÉTODO DE CONTROLE
DE MODO DESLIZANTE**

**Dissertação apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da UNIFEI
como requisito parcial para obtenção
do título de mestre em Engenharia Elétrica.**

Área de Concentração:
Automação e Sistemas Elétricos Industriais.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Murari Pinheiro.
Co-Orientador: Prof. Dr. Angelo José Junqueira Rezek.

**Itajubá – MG
2004**

Dedicatória

*Ao meu pai Jose F. Martins (in memoriam), que apesar da
ausência, deixou sua marca de luta e persistência e
permanece vivo nos momentos mais importantes
de minha vida;*

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela possibilidade de realizar este trabalho e tê-lo concluído.

Um agradecimento especial a minha noiva Cláudia, pelo amor e paciência.

Agradeço a minha mãe Ana Maria, a minha irmã Christina, a meu irmão Ricardo, a meus tios Maria Tereza e Sérgio e a meus avós, pela amizade, apoio e incentivo.

Um agradecimento aos amigos de república de São João Del-Rei (Fabrício, Fernando, Marcelo, Maurício e Renato) e Itajubá (Alessandro, Bradock, David e Luís Carlos).

Um agradecimento especial aos professores Pinheiro e Rezek pela prestativa colaboração, ajuda e estímulos, sempre presentes.

Agradeço ao colega e mestrando Alexandre, pela ajuda e companheirismo durante a implementação deste trabalho.

SUMÁRIO.

SUMÁRIO.....	i
LISTA DE FIGURAS.....	iii
LISTA DE TABELAS.....	v
LISTA DE ABREVIATURAS.....	vi
RESUMO.....	1
ABSTRACT.....	2
CAPÍTULO 1.....	3
INTRODUÇÃO.....	3
CAPÍTULO 2.....	5
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	5
CAPÍTULO 3.....	11
SISTEMAS DE CONTROLE DE EXCITAÇÃO DE GERADORES ELÉTRICOS.....	11
3.1 – Introdução.....	11
3.2 - Definições de Especificações de Regime Transitório.....	12
3.3 - Geradores Síncronos.....	14
3.4 - Modelos Matemáticos Padronizados das Máquinas Síncronas.....	16
3.5 - Sistemas de Excitação.....	17
3.6 - Tipos de Sistemas de Excitação.....	19
3.6.1 - Sistemas de Excitação Rotativos.....	19
3.6.2 - Sistemas de Excitação Estáticos.....	20
3.7 – Modelagem e Simulação de um Sistema de Controle de Excitação.....	20
CAPÍTULO 4.....	25
MODOS DESLIZANTES EM SISTEMAS DINÂMICOS DESCONTÍNUOS.....	25
4.1 – Introdução.....	25
4.2 - Sistemas Dinâmicos Descontínuos.....	25
4.3 - Modos Deslizantes em Sistemas Descontínuos Escalares.....	30
4.4 - Modos Deslizantes em Sistemas Descontínuos Vetoriais.....	36
4.5 – Caracterização de Sistemas de Controle por Modos Deslizantes de Tempo Discreto.....	41
4.6 - Aspectos Práticos sobre Modos Deslizantes.....	43
CAPÍTULO 5.....	46
PROPOSTA DE UM AVR USANDO CONTROLE SLIDING MODE.....	46
5.1 – Introdução.....	46
5.2 – Comportamento Dinâmico do Sistema.....	47
5.3 – Lei de Controle.....	50
5.4 – Simulação.....	52
CAPÍTULO 6.....	57
IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM AVR COM CONTROLADOR TIPO MODO DESLIZANTE.....	57
6.1 – Montagem de uma Bancada de Ensaio.....	57
6.2 – Linearização do Conjunto Circuito de Disparo e Ponte Tiristorizada.....	63
6.3 - Identificação do Sistema.....	64
6.4 - Projeto de um Compensador tipo <i>Lead/Lag</i>	65
6.5 - Projeto de um Controlador PI.....	69
6.6 - Projeto de um Controlador VSC tipo <i>Sliding Mode</i>	73
6.7 - Ensaio Práticos.....	87
6.7.1 – Ensaio Práticos com Controlador <i>Lead/Lag</i>	88
6.7.2 – Ensaio práticos com controlador PI.....	92
6.7.3 – Ensaio Práticos com VSC.....	96

CAPÍTULO 7	101
CONCLUSÃO.	101
7.1 – Conclusão Geral.....	101
7.2 – Trabalhos Futuros.....	102
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	103

LISTA DE FIGURAS.

<i>Fig. 3.1. Diagrama de blocos de um sistema de controle de excitação.</i>	11
<i>Fig.3.2 Características de resposta ao degrau unitário típica..</i>	13
<i>Fig.3.3 Diagrama esquemático de uma unidade geradora.</i>	14
<i>Fig.3.4 Representação elétrica de geradores.</i>	16
<i>Fig.3.5 Sistema de controle de excitação típico.</i>	17
<i>Fig.3.6 Diagrama de blocos esquemático de um sistema de controle de excitação típico.</i>	18
<i>Fig.3.7 Diagrama de blocos simplificado de um sistema genérico de controle de excitação.</i>	20
<i>Fig.3.8 Diagrama de blocos de um controlador/compensador.</i>	21
<i>Fig 3.9 Curva de saturação do gerador.</i>	22
<i>Fig.3.10 Diagrama de blocos aproximado de um sistema de controle de excitação.</i>	23
<i>Fig.3.11 Programa para simulação de um sistema de controle de excitação .</i>	23
<i>Fig.3.12 Resposta no tempo de um sistema de controle de excitação.</i>	24
<i>Fig.4.1 Diagrama de blocos do sistema tipo Estrutura Variável.</i>	26
<i>Fig.4.2 Plano de fase para sistema de 2ª ordem.</i>	27
<i>Fig.4.3 Plano de fase para o sistema tipo estrutura variável e lei de chaveamento.</i>	28
<i>Fig.4.4 Plano de fase típico.</i>	29
<i>Fig.4.5 Plano de fase para sistema tipo relé.</i>	30
<i>Fig.4.6 Plano de fase para sistema descontínuo.</i>	31
<i>Fig.4.7 Trajetórias do ponto sistema em relação à superfície de descontinuidade.</i>	32
<i>Fig.4.8 Plano de fase para um sistema com chaveamento.</i>	34
<i>Fig.4.9 Modos deslizantes multidimensionais.</i>	36
<i>Fig.4.10 Trajetória do ponto-sistema para um sistema em modo deslizante discreto.</i>	42
<i>Fig.5.1 Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação utilizando VSC com SM - I.</i>	47
<i>Fig.5.2 Diagrama de blocos simplificado do controle de excitação utilizando VSC com SM-I.</i>	48
<i>Fig.5.3 Plano de fase da linha deslizante.</i>	49
<i>Fig.5.4 Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação típico utilizando SM-I</i>	53
<i>Fig.5.5 Programa de simulação do sistema de controle de excitação típico utilizando SM - I.</i>	54
<i>Fig.5.6 Resposta no tempo do sistema de controle de excitação com VSC.</i>	55
<i>Fig.5.7 Plano de fase do sistema do controle de excitação.</i>	56
<i>Fig.5.8 Plano de fase e superfície deslizante</i>	56
<i>Fig.6.1 Fotografias da bancada de ensaio.</i>	58
<i>Fig.6.2 Estrutura básica do sistema..</i>	58
<i>Fig.6.3 Dados do gerador síncrono .</i>	59
<i>Fig.6.4 Representação detalhada da instrumentação da bancada..</i>	60
<i>Fig.6.5 Curva de magnetização .</i>	61
<i>Fig.6.6 Curva do transdutor.</i>	62

Fig.6.7	Diagrama de blocos de (6.7).	64
Fig.6.8	Diagrama de blocos de uma malha de controle típica.	65
Fig.6.9	Diagrama de blocos do sistema compensado	67
Fig.6.10	Resposta em frequência de (6.22)	67
Fig.6.11	Programa de simulação da malha de controle com o compensador Lead/Lag	68
Fig.6.12	Simulação do sistema utilizando controlador Lead/Lag.	69
Fig.6.13	Diagrama de blocos do sistema compensado.	70
Fig.6.14	Diagrama de Bode de (6.31).	71
Fig.6.15	Programa de simulação da malha de controle com o controlador PI.	72
Fig.6.16	Simulação do sistema utilizando controlador PI	72
Fig.6.17	Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando controlador VSC com SM - I.	73
Fig.6.18	Resposta em Frequência de $P(s)$ e $P(s)^*$.	74
Fig.6.19	Diagrama de blocos simplificado da malha de controle utilizando o controlador VSC com SM - I	74
Fig.6.20	Plano de fase e inclinação da superfície (linha) deslizante.	75
Fig.6.21	Programa de simulação do sistema utilizando controlador VSC.	79
Fig.6.22	Resultados das simulações da malha de controle com o controlador VSC.	79
Fig.6.23	Sinal de comando u do VSC e sinal depois do integrador da malha.	80
Fig.6.24	Simulação da malha de controle com VSC variando-se s_1 .	80
Fig.6.25	Plano de fase variando-se s_1 .	81
Fig.6.26	Respostas da malha de controle com VSC variando-se s_1 .	81
Fig.6.27	Simulações mostrando os tempos de subida.	82
Fig.6.28	Simulações mostrando os erros em regime permanente.	82
Fig.6.29	Plano de fase e máximos pico.	83
Fig.6.30	Plano de fase e superfícies (linhas) deslizantes.	84
Fig.6.31	Plano de fase e erros em regime permanente.	85
Fig.6.32	Simulações para diferentes ganhos da lei de controle utilizando VSC.	86
Fig.6.33	Plano de fase comparando os ganhos da lei de controle de um VSC.	86
Fig.6.34	Plano de fase e superfície deslizante.	87
Fig.6.35	Implementação real do controlador Lead/Lag no Simulink.	88
Fig.6.36	Respostas reais do sistema utilizando o controlador Lead/Lag .	89
Fig.6.37	Respostas reais do sistema utilizando o controlador Lead/Lag.	89
Fig.6.38	Respostas reais do sistema utilizando o controlador Lead/Lag.	90
Fig.6.39	Resposta real do sistema utilizando o controlador Lead/Lag e com variações de carga no gerador	91
Fig.6.40	Resposta do sistema utilizando o controlador Lead/Lag e com variações de carga no gerador.	91
Fig.6.41	Implementação real do controlador PI no Simulink.	92
Fig.6.42	Resposta real do sistema utilizando o controlador PI e com variações de carga no gerador.	93
Fig.6.43	Resposta real do sistema utilizando o controlador PI e com variações de carga no gerador.	93
Fig.6.44	Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador com carga nominal.	94
Fig.6.45	Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador a vazio.	94
Fig.6.46	Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador a meia carga.	95

<i>Fig.6.47</i>	<i>Implementação real do VSC no Simulink.</i>	96
<i>Fig.6.48(a)</i>	<i>Resposta real do sistema com VSC e variações de carga no gerador.</i>	97
<i>Fig.6.48(b)</i>	<i>Resposta real do sistema com VSC e variação de carga no gerador.</i>	97
<i>Fig.6.49</i>	<i>Respostas reais do sistema utilizando controlador de modo deslizante para diferentes set-point e carga nominal no gerador.</i>	98
<i>Fig.6.50</i>	<i>Respostas reais do sistema utilizando o controlador VSC para diferentes set-point e gerador a vazio.</i>	98
<i>Fig.6.51</i>	<i>Respostas reais do sistema utilizando controlador SM - I para diferentes valores de referência e gerador a meia carga.</i>	99
<i>Fig.6.52</i>	<i>Plano de fase real para sistema com VSC.</i>	99
<i>Fig.6.53</i>	<i>Plano de fase real para sistema com VSC.</i>	100

LISTA DE TABELAS.

<i>Tab. 01</i>	<i>Dados da curva de magnetização do gerador.</i>	62
<i>Tab.02</i>	<i>Dados da curva do transdutor.</i>	63

LISTA DE ABREVIATURAS.

ABREVIATURAS	NOME
$C(s)$	Controlador.
$P(s)$	Processo.
$H(s)$	Transdutor.
sp	Set Point.
e	Sinal de Erro.
y	Sinal de Saída.
V_{REF}	Tensão de Referência.
V_t	Tensão Terminal da Máquina Síncrona.
E_{FD}	Tensão de Campo.
V_{dc}	Tensão Retificada.
A/D	Conversor Analógico/Digital.
D/A	Conversor Digital/Analógico.
AVR	Regulador Automático de Tensão.
$C_{Lead/Lag}$	Controlador Lead/Lag.
a_0, a_1, b_1	Parâmetros do Controlador Lead/Lag.
T_b, T_c	Constantes de Tempo do bloco Avanço e Atraso de Fase.
C_{PI}	Controlador Proporcional-Integrador.
K_p, K_i	Ganhos do Controlador Proporcional-Integrador.
VSC	Controlador a Estrutura Variável (Variable Structure Control).
VSS	Sistema a Estrutura Variável (Variable Structure System).
SM	Modo Deslizante (Sliding Mode).
SM-I	Integrador em série com o Controlador Modo Deslizante.
$s(x)$	Superfície de Descontinuidade.
c	Inclinação da Superfície Deslizante.
v	Função de Lyapunov.
Ψ_1, Ψ_2	Ganhos da Lei de Controle do Sliding Mode.
T_d	Constante de Tempo do Derivador.
K_d	Ganho do Derivador.
λ	Autovalor.
I	Matriz Identidade.
$I_{exc.}$	Corrente de Excitação.
$V_{exc.}$	Tensão de Excitação.
T_a	Constante de Tempo do Excitador.
K_a	Ganho do Excitador.
$V_{ger.ff}$	Tensão Gerada Fase-Fase.
T_g	Constante de Tempo do Gerador.
K_g	Ganho do Gerador.
V_R	Tensão de Saída do Regulador/Compensador.
T_R	Constante de Tempo do Filtro do Retificador.
K_R	Ganho do Filtro do Retificador.
τ	Constante de Tempo do Integrador.
k_i	Ganho do Integrador.
Mp	Valor de Máximo Pico.

t_s	Tempo de Acomodação.
t_d	Tempo de Atraso.
t_p	Instante de Pico.
t_r	Tempo de Subida.
MF	Margem de Fase.
W_{cg}	Frequência de Cruzamento de Ganho.

RESUMO

Este trabalho propõe a utilização de métodos de controle por modos deslizantes aplicado ao controle de tensão de uma máquina síncrona operando como gerador.

Os principais aspectos dos sistemas de controle a estrutura variável (VSC – *Variable Structure Control*) utilizando métodos de modo deslizante (*Sliding Mode*) são apresentados. A estratégia de controle VSC aplicando *sliding mode* tem recebido muita atenção ultimamente devido a esta técnica de controle oferecer boas características tais como, insensibilidade a variações de parâmetros, rejeição de distúrbios externos, e rápida resposta dinâmica.

O projeto de VSC é investigado utilizando o método de controle equivalente e o critério de estabilidade de Lyapunov.

Serão mostrados resultados de simulações e de ensaios experimentais. A parte prática deste trabalho visa a implementação e testes de controles reais em modo deslizante utilizando um microcomputador conectado a um sistema de aquisição de dados. O objetivo é realizar experiências de controle em tempo real em processos de regulação de tensão em geradores elétricos.

Na literatura já foram propostas várias aplicações industriais com VSC. Porém, muito pouco foi realizado em controle de tensão para geradores síncronos. A finalidade deste trabalho é mostrar a viabilidade de usar técnicas de modos deslizantes neste contexto, e comparar os resultados obtidos com sistemas de controle convencionais.

ABSTRACT

This work proposes the use of sliding mode control applied in voltage regulation of synchronous machine working as generator.

The main aspects of variable structure control (VSC) using sliding mode are presented. The VSC strategy has received much attention in recent years because the sliding mode control can offer many good properties, such as insensitivity to parameters variation, external disturbance rejection, and fast dynamic response.

The VSC design is investigated using the equivalent control method and the Lyapunov stability criterion.

In this work will be shown results of simulations and real experiments. The experimental part of this work implements and test real controls in sliding mode using a connected microcomputer to a data acquisition system. The goal is to accomplish control experiences (in real-time) in voltage regulation processes for electric generators.

In the literature a lot of industrial applications using VSC were proposed. However, many few was realized in voltage control for synchronous generators. The aim of this work is to show the viability of the use of sliding modes in this contest, and make comparison of the results obtained with conventional control systems.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO.

Sistemas elétricos de potência são submetidos a mudanças frequentes de estado, como por exemplo, em variações de carga, comutações de geradores ou linhas de transmissão, inclusão de novos equipamentos, contingências, etc. Estas mudanças devem ser compensadas de maneira a manter os sistemas elétricos operando adequadamente com determinada dinâmica especificada.

O desenvolvimento de novas áreas da teoria de controle, assim como de novas tecnologias, permite que novas metodologias de controle possam ser aplicadas a sistemas elétricos de potência, visando a comportamentos mais estáveis e melhorias na eficiência destes sistemas.

Esta dissertação propõe a utilização de métodos de controle por modos deslizantes aplicado ao controle de tensão de máquinas síncronas operando como geradores. São apresentados os principais aspectos dos sistemas de controle a estrutura variável (*Variable Structure Control - VSC*) ou sistemas de controle por modo deslizante (*Sliding Mode Control - SMC*). O objetivo é a obtenção de um melhor desempenho frente aos sistemas de controles convencionais.

Visando a obtenção de resultados práticos, além de modelos matemáticos e simulações numéricas, também serão elaborados experimentos utilizando-se de uma bancada de laboratório que representará (em escala reduzida), sistemas reais encontrados na prática.

Esta dissertação está dividida nos capítulos descritos a seguir.

No capítulo 2 será apresentada uma revisão bibliográfica sobre sistemas de regulação de tensão para geradores elétricos, sistemas de controle tipo VSC, SMC, e outros, comentando-se as abordagens utilizadas, finalidades, tendências, aplicações, etc.

O capítulo 3 mostrará a modelagem matemática típica de sistemas de regulação de tensão de geradores elétricos síncronos, e simulações numéricas servirão para ilustrar alguns conceitos básicos.

O capítulo 4 apresenta uma revisão detalhada sobre VSC e SMC. Alguns exemplos com simulações numéricas serão mostrados para ilustrar a conceituação envolvida.

O capítulo 5 apresenta a proposta de utilizar um controlador tipo modo deslizante na regulação de tensão de máquinas síncronas operando como geradores. A idéia é implementar um regulador automático de tensão (*Automatic Voltage Regulator - AVR*) usando técnicas de SMC.

O capítulo 6 mostrará a implementação experimental de uma bancada de laboratório, com uma máquina síncrona, um acionamento eletro-mecânico, transdutores, condicionadores de sinais, *drivers* de potência, aquisição de dados, e os compensadores digitais (convencionais e SMC). Esta bancada servirá para testar as idéias e conceitos apresentados neste trabalho.

A instrumentação utilizada, modelagem, identificação de parâmetros, procedimentos de cálculo dos ganhos dos compensadores, implementações práticas, ensaios experimentais, comparações e análises de resultados serão detalhadas neste capítulo.

O capítulo 7 apresentará as conclusões pertinentes, e possíveis desdobramentos deste trabalho.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.

Este capítulo traz uma revisão bibliográfica dos principais assuntos abordados nesta dissertação: reguladores automáticos de tensão; sistemas de controle de excitação de geradores elétricos; máquinas síncronas; sistemas de controle de estrutura variável; sistemas de modos deslizantes.

Máquinas síncronas operando como geradores elétricos, sistemas de excitação, reguladores de tensão para geradores síncronos e compensadores convencionais são detalhados em Anderson e Fouad (1993) e Kundur (1994). São apresentados os principais modelos básicos de sistemas de excitação e reguladores de tensão padronizados pelo IEEE (Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).

Quando se deseja obter o comportamento preciso de máquinas síncronas por simulações, em estudos de estabilidade de sistemas de potência, é essencial que o sistema de excitação das máquinas esteja modelado com detalhes suficientes. Os modelos desejados devem ser adequados para representar corretamente o comportamento do sistema de excitação para grandes distúrbios, assim como para pequenos distúrbios. Em 1968, o comitê do IEEE estabeleceu modelos de referências de sistemas de excitação. Foram definidas nomenclaturas padronizadas, modelos matemáticos para sistemas de excitação e definições de parâmetros para estes modelos. Em 1981 foi publicado um novo documento estendendo este trabalho, fornecendo modelos para novos tipos de equipamentos de excitação não incluídos nos modelos anteriores. Este documento “*IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*” atualizou os modelos, fornecendo informações para controles com características adicionais em relação a sistemas práticos. As estruturas dos modelos apresentadas facilitam a realização de testes para obtenção dos parâmetros dos mesmos. Os modelos são, entretanto, de ordem reduzidas e não representam todas as partes de um sistema genérico. Em alguns casos, o modelo usado pode representar uma redução substancial, resultando em grandes diferenças entre a estrutura do modelo e o sistema físico real. O modelo deve ser capaz de refletir a dinâmica original da melhor maneira possível, pois caso contrário os esforços posteriores para análise e sintonia de malhas de controle serão pouco eficientes.

Em IEEE Std 421.2-1990, “*IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems*”, encontram-se definições,

comportamentos dinâmicos e exemplos para sistemas de controle de excitação aplicados a equipamentos elétricos mais recentes. O termo sistema de controle de excitação refere ao sistema de controle como todo, incluindo a máquina síncrona e o sistema de potência, além do sistema de excitação.

Geralmente reguladores convencionais possuem parâmetros fixos, assim, variações ou não linearidades no processo controlado podem implicar em alterações no comportamento dinâmico do sistema. Isto decorre das metodologias de projeto baseadas em técnicas lineares, que estão associadas a modelos linearizados, válidos apenas para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação [Ogata (1998)]. Com o objetivo de superar as limitações de controladores com parâmetros fixos foram desenvolvidos outros tipos de controladores, como os controladores adaptativos [Harris e Billings (1981)]. Estes controladores têm suas leis de controle ou seus ganhos ajustados a partir de métodos de identificação de sistemas. No entanto, as técnicas de estimação dos parâmetros do processo implicam numa maior complexidade nas implementações destes sistemas de controle.

Conceituação básica, características fundamentais, e informações importantes sobre sistemas à estrutura variável são encontradas em detalhes em Utkin, (1977), DeCarlo et al. (1988) e Cardoso (1991). Sistemas de controle de modo deslizante constituem uma classe de sistemas à estrutura variável. Suas estruturas, características básicas e exemplos de aplicações podem ser vistos em Cardoso (1991), Ho e Sen (1991), Pradeep e Paresh (1995).

A metodologia de modos deslizantes tem sido descrita em um grande número de publicações [Utkin (1977, 1978, 1983) e DeCarlo et al.(1988)] como uma alternativa bastante vantajosa para o controle de sistemas que apresentam parâmetros variáveis, perturbações, etc. Trata-se de uma categoria de sistemas de controle intencionalmente não linear [Castrucci e Curti (1981)], cuja principal característica é a robustez em relação a perturbações externas e variações de parâmetros da planta. O conceito de robustez implica em operar o sistema com adequadas margens de estabilidade e grau de desempenho, apesar das várias incertezas inerentes ao sistema e das simplificações dos modelos. A idéia básica é determinar a estrutura e os parâmetros dos controladores de forma que estes possam proporcionar um bom desempenho em diversas condições de operação [Taranto (1996)].

Em relação a sistemas de controle convencionais, a técnica de modos deslizantes apresenta-se vantajosa sob o ponto de vista da possibilidade de manutenção do desempenho de sistemas de controle em amplas faixas de operação, não sendo necessários ajustes iterativos para a obtenção do desempenho desejado [Cardoso (1991)]. Em relação aos sistemas auto-ajustáveis, a técnica de controle por modos deslizante apresenta como vantagens a não

necessidade de estimar os parâmetros do sistema, sendo suficiente para o projeto do sistema de controle o conhecimento das faixas de variação dos parâmetros e das amplitudes dos distúrbios externos [Utkin (1978)]. Tais características de desempenho aliadas à simplicidade do sistema de controle final, resultam na aplicação de modos deslizantes no controle de uma grande diversidade de sistemas. As aplicações de modos deslizantes de especial interesse são para o controle de conversores estáticos e máquinas elétricas, principalmente devido a estes sistemas apresentarem um alto grau de não linearidade, além de variações em seus parâmetros, largas faixas de operação e perturbações externas.

Através de métodos de modos deslizantes torna-se possível a imposição de um comportamento dinâmico desejado para o sistema controlado, além de outras características de interesse em sistemas de controle, como robustez à variação de parâmetros e a distúrbios externos [Utkin (1983)].

Para o modo deslizante é necessário definir condições que garantam a existência e a convergência para a chamada superfície deslizante a partir de um estado inicial qualquer. Para garantir a condição de existência, utiliza-se o segundo método de Lyapunov [Utkin (1977)], que é também chamado método direto de Lyapunov, sendo o método mais geral para se determinar a estabilidade de sistemas não-lineares e/ou variantes no tempo [Ogata (1998)]. O estudo da estabilidade de sistemas não lineares através do método de Lyapunov é amplamente abordado na literatura [La Salle e Lefschetz (1961), Kalman e Bertram (1977)], e basicamente consiste em encontrar uma função definida positiva cuja derivada temporal ao longo das trajetórias do sistema em estudo seja pelo menos semi-definida negativa.

Propostas de SMAVSS (*Sliding Modes and their Applications in Variable Structure Systems*) também tem sido testadas em Utkin (1978), Sabanovic e Bilalovic (1989), Panicker et al. (1988), Hung et al(1993).

Em Utkin (1977), o conceito de *sliding mode* em um sistema de estrutura variável (VSS – *Variable Structure System*) de segunda ordem é mostrado através exemplos ilustrativos. É apresentada a idéia de rejeição a distúrbio em um VSS. A técnica de controle equivalente é utilizada para encontrar as equações de um *sliding mode ideal*. É desenvolvido um teorema análogo ao teorema de estabilidade de Lyapunov, para a condição de existência do modo deslizante.

Em Utkin (1978), o método do controle equivalente fornece um significado importante para descrever o comportamento de um sistema de controle restrito a superfície deslizante.

Sabanovic e Izosimov (1981) apresentaram os resultados de um estudo para o controle de torque, posição e velocidade de um motor de indução tipo gaiola de esquilo, utilizando *sliding mode*.

Em Sarpturk et al. (1987), a estabilidade de sistemas de controle utilizando modo deslizante em tempo discreto é investigado, e uma nova condição de *sliding mode* é sugerida. É mostrado que a lei de controle do *sliding mode* deve ter limites inferiores e superiores de ganhos. Um exemplo numérico é discutido como ilustração.

Na tentativa de estender a validade deste tipo de controle para uma faixa mais ampla de pontos de operação, técnicas de controle robusto e abordagens não lineares têm sido empregadas em projetos de controladores de modo deslizante. Em DeCarlo et al. (1988), tem-se um tutorial sobre sistemas de controle a estrutura variável (VSC – *Variable Structure Control*) para sistemas não lineares, multivariáveis e variantes no tempo. É utilizado o método do controle equivalente e conceitos de estabilidade de Lyapunov. São descritas algumas complicações devido às múltiplas entradas, e para contornar as dificuldades são desenvolvidas várias aproximações. Exemplos numéricos são utilizados como ilustração. Além disso, são citadas literaturas trazendo aplicações de VSC.

Em Panicker et al. (1988), foi proposto um estabilizador de sistema de potência com tecnologia digital e utilizando a técnica de modos deslizantes.

Cardoso (1991), apresentou um estudo para aplicação de modos deslizantes em sistemas dinâmicos descontínuos, propondo controlar a velocidade de um motor de indução. São apresentados os principais aspectos da técnica de controle por modos deslizantes de forma resumida. Discute alguns aspectos teóricos sobre a introdução de modos deslizantes em sistemas de tempo discreto. Os resultados obtidos possibilitam uma avaliação do sistema de controle proposto, fornecendo subsídios para a implementação de um sistema de acionamento elétrico com controle por modos deslizantes. Mostrou que a técnica de modos deslizantes é bastante adequada ao controle de motores elétricos de corrente alternada. Apesar do fato de que a condição básica para a operação em modo deslizante ser a elevada frequência de chaveamento, os resultados obtidos são encorajadores no sentido de se implementar um sistema de controle de motores de indução baseado em inversores convencionais e *hardware* de processamento totalmente digital.

Em Ho e Sen (1991), foi proposto uma técnica de controle para um sistema VSS utilizando um controlador tipo *sliding mode* com compensação integral aplicado ao controle de velocidade de motores de indução. A compensação integral foi introduzida como uma alternativa para tentar eliminar o *chattering*, fenômeno indesejável ao sistema de controle.

Habibi e Richards (1992), propuseram um controle por modo deslizante aplicado a um robô industrial alimentado eletricamente. A estratégia de controle a estrutura variável garante a estabilidade, dado os limites paramétricos incertos, sendo usado para corrigir as incertezas de um modelo de controle com torque estimado.

Hung et al. (1993), elaboraram um resumo sobre controle a estrutura variável com modo deslizante. O objetivo principal deste artigo é introduzir de forma resumida a teoria básica, principais resultados, e aplicações práticas de sistemas de controle não lineares. As principais características tais como invariância, robustez, redução de ordem, e *chattering* são discutidas em detalhes. Sistemas lineares e não lineares são considerados.

Utkin (1993), traz conceitos básicos, métodos matemáticos e os principais aspectos de sistemas a estrutura variável e modos deslizantes. Um projeto de controle para *drives* de acionamento elétrico utilizando *sliding mode* é apresentado, podendo ter várias aplicações práticas. O problema de *chattering* é analisado.

Em Sabanovic et al. (1993), o controle por modo deslizante de máquinas elétricas AC e DC é apresentado. É mostrado que a estrutura do sistema de controle é a mesma para os controles de velocidade e de posição.

Em Brosse et al. (1994), tem-se uma breve revisão sobre a teoria de *sliding mode control* através de citações de outras referências. Comparações entre controle com superfície deslizante e outras estratégias de controles é apresentada com simulações e implementações.

Carpita e Marchesoni (1996), propuseram um estudo experimental de um sistema de controle de potência usando um controlador de modo deslizante. Um protótipo foi construído em laboratório, e resultados experimentais são citados e discutidos. Um estudo analítico e os resultados de simulações e de experimentos confirmam a validade do sistema de controle proposto. São descritas as principais características dos sistemas de controle a estrutura variável.

Chen e Lin (1996), trazem um estudo sobre a técnica de controle por modos deslizantes em sistema não linear, tornando o mesmo mais robusto, porém com o aparecimento do efeito de *chattering*. A principal fonte de *chattering* é o controle descontínuo causado pela alta frequência da lógica de chaveamento.

Young et al. (1999), apresentam um guia para a técnica de controle por modo deslizante em tempo contínuo e discreto. Propõem algumas contribuições para diminuir o fenômeno de *chattering*.

Loukianov et al. (2000), mostram considerações sobre o controle de excitação de um gerador elétrico conectado a um barramento infinito. É utilizado um observador de estado para

estimar as variáveis do sistema que serão usadas em um VSC, e resultados de simulações deste controle são mostrados.

Existem poucos artigos referindo-se à técnica de controle *sliding mode* aplicado ao controle de geração de tensão em máquinas síncronas [Martins et al. (2004)]. Isto constitui como uma das motivações do desenvolvimento desta dissertação.

CAPÍTULO 3

SISTEMAS DE CONTROLE DE EXCITAÇÃO DE GERADORES ELÉTRICOS.

3.1 – Introdução.

Neste capítulo serão apresentados alguns conceitos relacionados a sistemas de controle de excitação de geradores elétricos e uma introdução sobre análise de resposta transitória.

Um diagrama de blocos básico de um sistema de excitação para controle de tensão de geradores é ilustrado na Figura 3.1. [IEEE Standards Board,1990.]

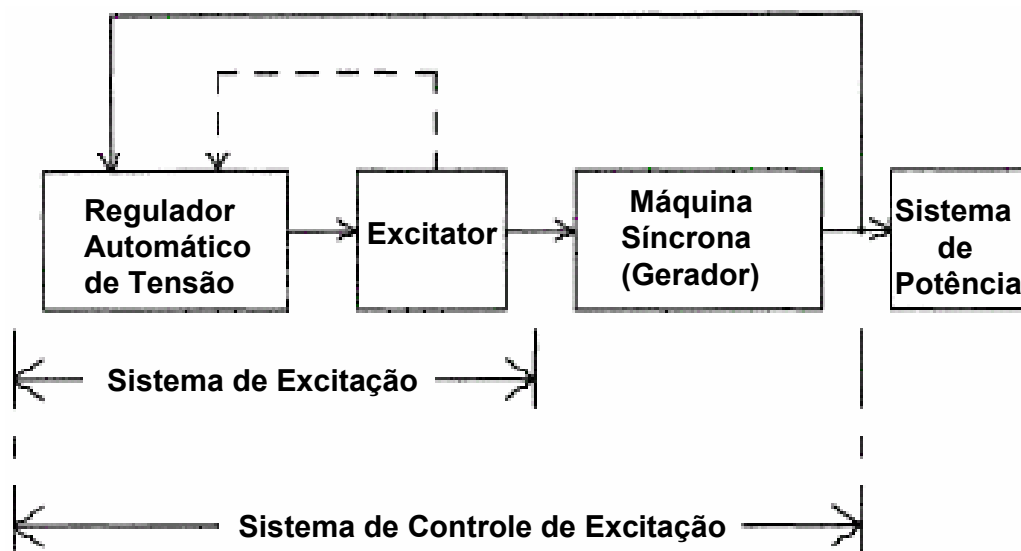


Figura 3.1 – Diagrama de blocos de um sistema de controle de excitação.

O diagrama representa estruturalmente um sistema de controle de excitação formado pelo regulador automático de tensão (AVR – *Automatic Voltage Regulator*), excitatriz e máquina síncrona. Geralmente nas referências técnicas um sistema de excitação se difere de um sistema de controle de excitação por não incluir a máquina síncrona na sua representação.

As funções que descrevem o comportamento dinâmico do sistema de controle de excitação podem ser derivadas a partir de análises de pequenos sinais. Isto pode ser obtido analisando a resposta transitória no domínio do tempo.

3.2 - Definições de Especificações de Regime Transitório.

Em muitos casos práticos, as características de desempenho desejadas de sistemas de controle são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo. Sistemas com armazenamento de energia não podem responder instantaneamente e terão respostas transitórias sempre que submetidos a excitações ou a perturbações.

Freqüentemente, as características de desempenho de um sistema de controle são especificadas em termos da resposta transitória a uma excitação em degrau unitário, pois este sinal é fácil de ser gerado e corresponde a uma solicitação suficientemente severa. Conhecendo-se a resposta a uma excitação em degrau, é matematicamente possível computar a resposta para qualquer outro tipo de sinal.

Na prática, a resposta transitória de um sistema de controle freqüentemente apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o estado ou regime estacionário. Ao especificar as características de resposta transitória de um sistema de controle a uma excitação em degrau unitário, é comum usar algumas das grandezas:

1. Tempo de atraso, t_d
2. Tempo de subida, t_r
3. Instante de pico, t_p
4. Máximo valor de ultrapassagem, M_p
5. Tempo de acomodação, t_s

Estas especificações estão ilustradas graficamente na Figura 3.2.

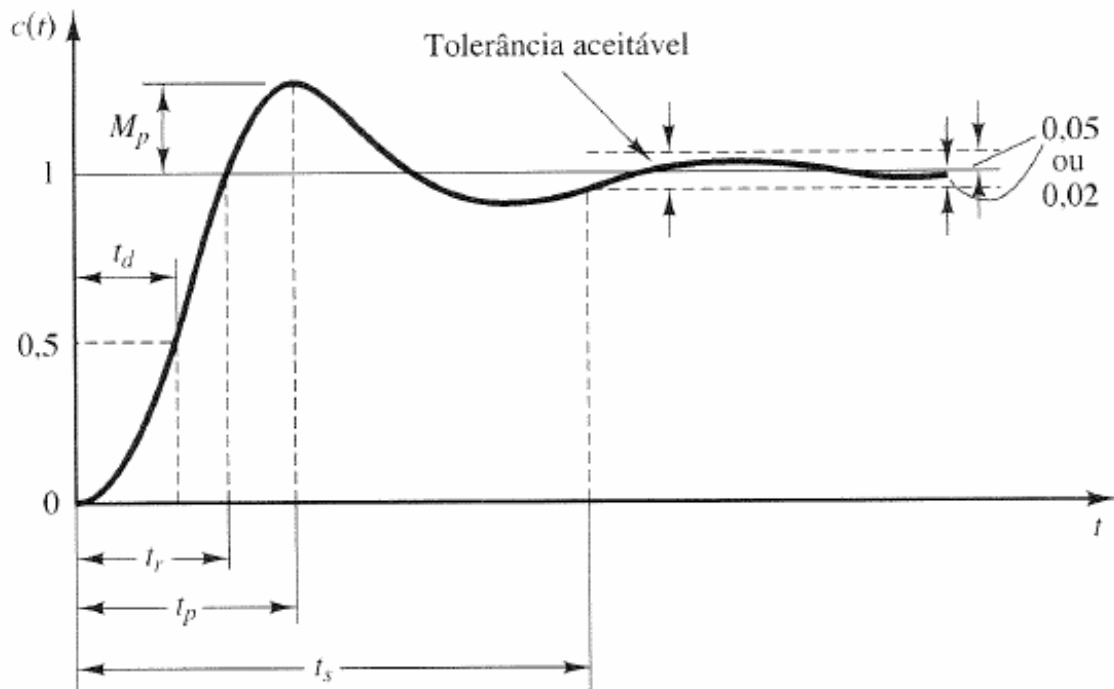


Figura 3.2 - Curva de resposta ao degrau unitário mostrando t_d , t_r , t_p , M_p , t_s .

Tempo de atraso (t_d) é o tempo necessário para que a resposta alcance, pela primeira vez, a metade do valor final. Tempo de subida (t_r) é o tempo necessário para que a resposta passe de 10% a 90%, de 5% a 95%, ou de 0% a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, normalmente se usa o tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas de segunda ordem superamortecidos, o tempo de subida normalmente usado diz respeito ao intervalo de 10% a 90%. Instante de pico (t_p) é o tempo necessário para que a resposta alcance o primeiro pico de ultrapassagem. Máxima ultrapassagem (M_p) é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário. Tempo de acomodação (t_s) é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor final e aí permaneça. O intervalo de valores no interior da faixa é especificado por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 2% ou 5%). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo do sistema de controle.

3.3 - Geradores Síncronos.

O diagrama esquemático simplificado de uma unidade geradora, e alguns de seus principais elementos é apresentado na Figura 3.3. Nesta figura aparece o gerador síncrono que é responsável pela produção de energia elétrica, sendo normalmente acionado por uma turbina ou motor diesel. A turbina, por sua vez, tem a velocidade de rotação controlada por um regulador de velocidade que atua basicamente nas válvulas de admissão de gás, vapor ou água, conforme o tipo considerado. Na Figura 3.3 pode-se observar, também, a presença do sistema de excitação e do regulador de tensão. Estes elementos têm a finalidade de alimentar o enrolamento de campo do gerador com corrente contínua necessária para a produção do fluxo magnético dentro da máquina, assim como controlar a tensão terminal.

Os geradores síncronos podem ser classificados como hidrogeradores e turbogeradores. Os hidrogeradores operam normalmente com baixas velocidades de rotação (inferiores a 500 rpm) e apresentam grande número de pólos, e como o próprio nome sugere são acionados por turbinas hidráulicas e instalados em usinas hidroelétricas. Os turbogeradores operam com altas velocidades de rotação, tipicamente 3600 ou 1800 rpm, apresentando 2 ou 4 pólos, respectivamente. Este tipo de gerador é acionado por turbinas térmicas, sendo instalado em usinas termoeletricas.

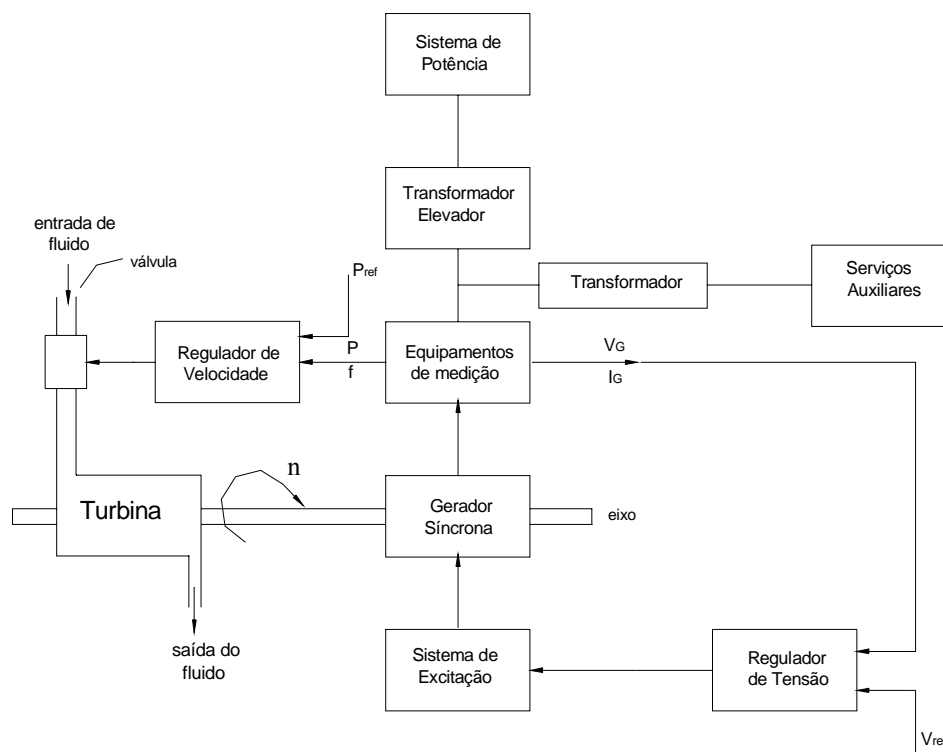


Figura 3.3 – Diagrama esquemático da unidade geradora.

O número de pólos do gerador (p) é definido com base na frequência de operação do sistema de potência (f) e na velocidade de rotação da máquina em rpm (n), onde $p = \frac{120 \cdot f}{n}$.

Os geradores síncronos, de uma forma geral, são compostos por duas partes magnéticas principais: o estator e o rotor. Ambas são confeccionadas com materiais ferromagnéticos, que apresentam alta permeabilidade para o fluxo magnético. No estator (também chamado de armadura) são dispostos enrolamentos que conectam a máquina ao sistema elétrico de potência. Através dos enrolamentos do estator circulam correntes elétricas que permitem suprir a potência demandada pelo sistema. No rotor são encontrados dois tipos de enrolamentos: o enrolamento de campo, que é responsável pela excitação da máquina e conseqüentemente pela produção do fluxo magnético de excitação, e os enrolamentos amortecedores, que têm papel importante no amortecimento das oscilações mecânicas e na qualidade do sinal de tensão obtido no estator. Nos turbogeradores os enrolamentos amortecedores são montados axialmente em ranhuras existentes no rotor, assim como o enrolamento de campo. Já nos hidrogeradores os enrolamentos amortecedores são dispostos de forma axial em ranhuras existentes nos pólos salientes, sendo o enrolamento de campo bobinado nestes pólos.

No enrolamento de campo da máquina circula uma corrente contínua, suprida pelo sistema de excitação. A ação desta corrente juntamente com o movimento do rotor (acionado pela turbina), produz uma tensão induzida no estator. Caso a máquina esteja ligada ao sistema, irá circular corrente alternada pelos enrolamentos do estator. Esta corrente produz um fluxo de reação no próprio estator que tende a se opor ao fluxo magnético de excitação. A composição destes dois fluxos tem efeitos diferentes nos enrolamentos do estator e do rotor. O fluxo magnético de excitação, que é produzido pelo rotor, e o fluxo magnético de reação do estator têm magnitudes constantes e giram com a velocidade do rotor. Assim, a composição dos dois fluxos dá origem a um fluxo resultante, que é estacionário com relação ao rotor, mas que gira com velocidade síncrona com relação ao estator.

Os geradores síncronos são ligados ao sistema elétrico de potência através de transformadores elevadores. No caso de pequenos geradores a conexão com os transformadores é realizada por meio de cabos. Grandes geradores, por sua vez, possuem seus próprios transformadores elevadores e são conectados aos mesmos através de barramentos.

As potências máximas dos geradores síncronos têm sido incrementadas desde os anos 60, graças ao desenvolvimento tecnológico e às necessidades de economia de escala. No caso específico dos turbogeradores as potências atuais são de 600 MW, havendo, entretanto, geradores com potências superiores a 1300 MW. Esta elevação de potência é acompanhada por

um grande incremento no tamanho do rotor e do estator. Como o diâmetro do rotor é limitado pelas forças de reação às forças centrípetas, o comprimento do rotor é alongado.

Maiores detalhes sobre o comportamento, operação e modelagem das máquinas síncronas podem ser obtidos em Fitzgerald (1975), DeMello (1979), Arrillaga (1983), Anderson (1993), Kundur (1994), dentre várias outras publicações.

3.4 - Modelos Matemáticos Padronizados das Máquinas Síncronas.

O desenvolvimento de modelos matemáticos das máquinas síncronas (geradores e motores) é de fundamental importância para a análise dinâmica de um sistema elétrico de potência.

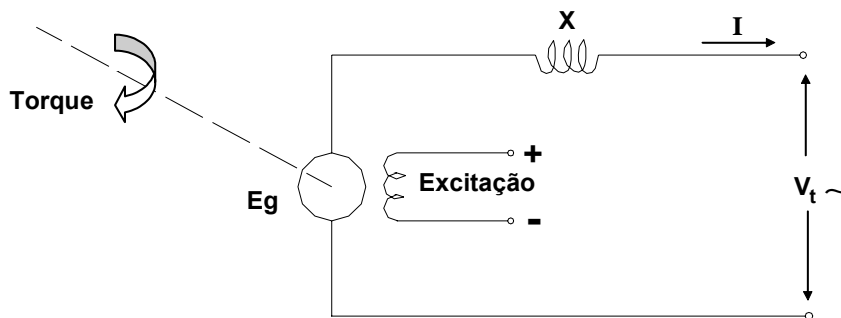


Figura 3.4 - Representação elétrica de geradores.

Dependendo do grau de detalhe considerado, o número de enrolamentos do rotor pode variar entre um e seis. Isto faz com que o número de equações de estado, e conseqüentemente de variáveis de estado, também varie entre um e seis. Como as oscilações do rotor (parte mecânica) são expressas por duas equações de estado, a máquina síncrona pura, ou seja, sem a intervenção de elementos controladores como os reguladores de tensão e de velocidade, pode ter o seu comportamento dinâmico definido com base em modelos de terceira até oitava ordem [Mendes, (2001)]. Em 1986, uma publicação do IEEE “*Current usage and suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines*” apresentou modelos padronizados para a representação de máquinas síncronas.

3.5 - Sistemas de Excitação.

Os sistemas de excitação (composto pelo regulador de tensão automático e pelo excitador) têm como finalidades principais alimentar com corrente contínua o enrolamento de campo das máquinas síncronas (geradores) e estabelecer funções de controle e proteção, para que seja possível obter um bom desempenho operativo destas máquinas e dos sistemas de potência aos quais elas estão ligadas.

A Figura 3.3 apresentou o diagrama esquemático geral de uma unidade geradora e de seus controladores. Pode-se observar a existência de uma malha que envolve o sistema de excitação e o respectivo regulador de tensão, alimentando o campo do gerador. Esta malha é conhecida como malha de controle de tensão e de potência reativa. Uma representação mais detalhada é apresentada na Figura 3.5.

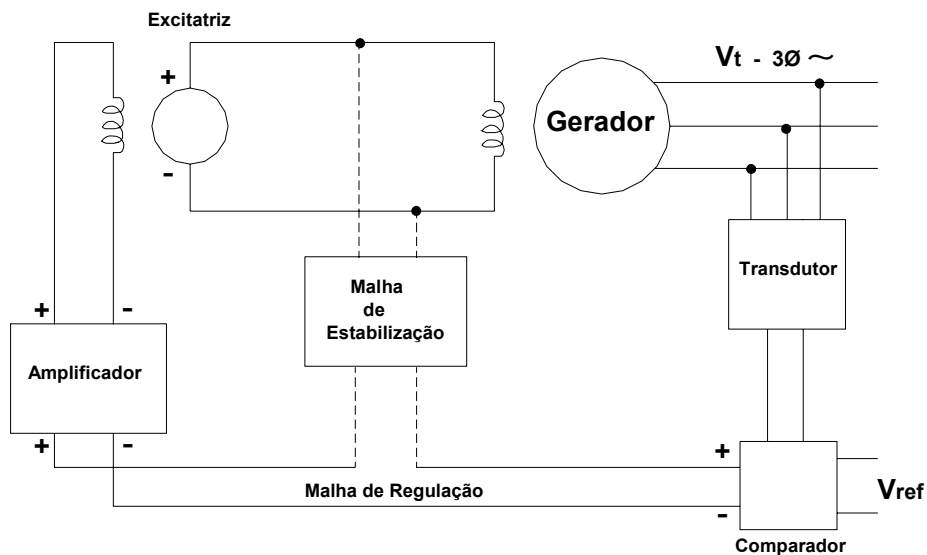


Figura 3.5 – Sistema de controle de excitação típico.

A Figura 3.5 apresenta um sistema de controle de excitação típico. Neste, o campo do gerador principal (máquina síncrona) é alimentado através de um gerador de corrente contínua (GCC), neste caso chamado de excitatriz, que é normalmente acionado pelo mesmo eixo que acopla a turbina ao gerador principal. O campo da excitatriz, por sua vez, é controlado através de amplificadores e de uma malha de estabilização, que formam o sistema regulador de tensão. A tensão terminal do gerador principal, após passar por um processo de medição e retificação, é comparada com uma tensão de referência, gerando um sinal de erro, sendo este utilizado para a alimentação dos amplificadores do regulador de tensão.

A malha de estabilização é responsável pela realimentação da tensão de excitação (e/ou corrente de excitação) para melhorar as condições de estabilidade no sistema elétrico de potência, principalmente em sistemas de grande potência. Neste trabalho essa malha adicional será desconsiderada em função das potências envolvidas.

O sistema de controle de excitação anterior pode ser descrito, também, através de um diagrama de blocos. Uma forma possível de representação é apresentada na Figura 3.6.

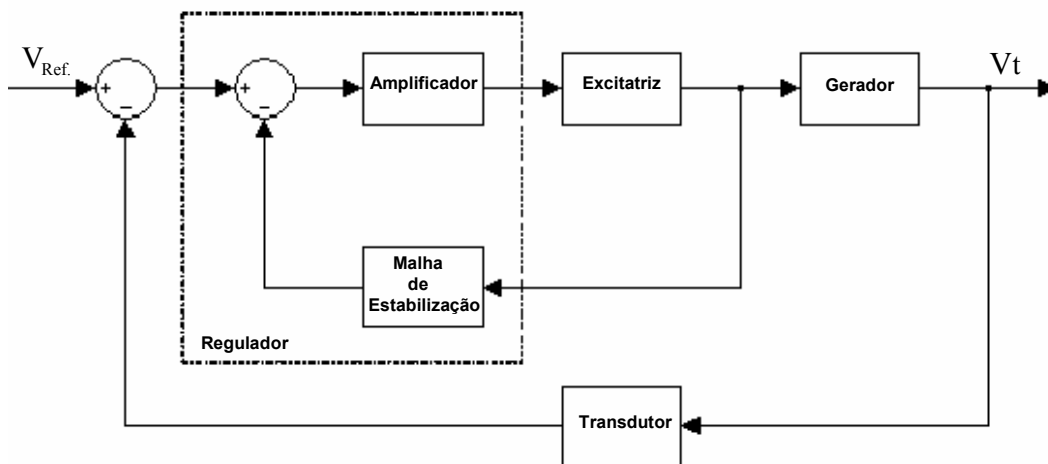


Figura 3.6 - Diagrama de blocos esquemático do sistema de controle de excitação típico.

As Figuras 3.5 e 3.6 mostram os elementos básicos existentes em um sistema de excitação típico. De uma forma mais geral, os sistemas de controle de excitação possuem, dentre outros, os seguintes elementos:

- (a) excitatriz: que fornece a potência necessária ao enrolamento de campo da máquina síncrona;
- (b) amplificadores: servem para amplificar os sinais das malhas;
- (c) malha de estabilização: auxilia na estabilização do controle, podendo ser disposta em cascata ou em realimentação;
- (d) transdutores da tensão terminal: atuam como elementos de transdução da tensão terminal da máquina síncrona. Podem possuir retificadores e filtros para condicionamento do sinal da tensão terminal;
- (e) estabilizadores de sistema de potência (PSS – *Power System Stabilizer*): que injetam sinais adicionais estabilizantes, com o intuito de proporcionar amortecimento nas oscilações dos sistemas de potência. Esta entrada (não mostrada na Figura 3.6) é adicionada no primeiro bloco somador;
- (f) limitadores e circuitos de proteção (não incluídos nas figuras).

Os amplificadores, a malha de estabilização e seus respectivos limitadores e circuitos de proteção, definem o que se denomina regulador de tensão.

Maiores detalhes sobre o comportamento, operação e modelagem dos sistemas de excitação e reguladores de tensão podem ser obtidos em IEEE (1968, 1981), Anderson (1993), Arrillaga (1983), Kundur (1994) e Machowski (1997), dentre inúmeras outras publicações.

Em termos de classificação os sistemas de excitação podem ser divididos em rotativo ou estático, conforme discussão a seguir.

3.6 - Tipos de Sistemas de Excitação.

Existem diversos tipos de sistemas de excitação, tanto no que se refere ao número de componentes, quanto ao princípio básico de funcionamento. De uma forma geral, os sistemas de excitação podem ser classificados em sistema de excitação rotativo e sistema de excitação estático. Um sistema do tipo rotativo considera a presença de excitatriz, sendo esta um gerador de corrente contínua, uma máquina de relutância ou um alternador. Já um sistema de excitação do tipo estático considera a utilização de tiristores estáticos controlados, dispensando unidades rotativas. São admitidas seis configurações básicas de sistemas de excitação, sendo 3 do tipo rotativo e 3 do tipo estático. Estas configurações são apresentadas a seguir.

3.6.1 - Sistemas de Excitação Rotativos.

A corrente contínua do enrolamento de campo é suprida por um gerador de corrente contínua ou por uma máquina de corrente alternada com retificadores. Podem ser consideradas as seguintes configurações básicas:

- a) com gerador de corrente contínua;
- b) com máquina de relutância;
- c) com alternador.

3.6.2 - Sistemas de Excitação Estáticos.

Nestes tipos de sistemas de excitação todos os componentes principais são estáticos. A alimentação do campo do gerador é realizada diretamente por retificadores estáticos controlados, sendo os mesmos alimentados ou pelos terminais do gerador, ou pelo barramento auxiliar da usina. Estes sistemas podem ser classificados nas seguintes categorias:

- (a) sistemas de excitação com retificadores controlados alimentados pelo barramento auxiliar da usina;
- (b) sistemas de excitação com retificadores controlados alimentados por transformador (ligado aos terminais do gerador);
- (c) sistemas de excitação com retificadores controlados de alimentação composta.

Em todos estes tipos são utilizados anéis coletores para a alimentação do campo do gerador através dos retificadores estáticos. Embora esta seja uma desvantagem, ela passa a ser irrelevante quando são considerados os tempos extremamente rápidos de resposta dos sistemas de controle nestas configurações.

3.7 – Modelagem e Simulação de um Sistema de Controle de Excitação.

Dado o diagrama de blocos esquemático do sistema genérico da Figura 3.7, deseja-se obter o diagrama de blocos com as funções de transferências correspondentes a cada bloco, para assim verificar o comportamento dinâmico do sistema de controle de excitação ao aplicar uma entrada tipo degrau.

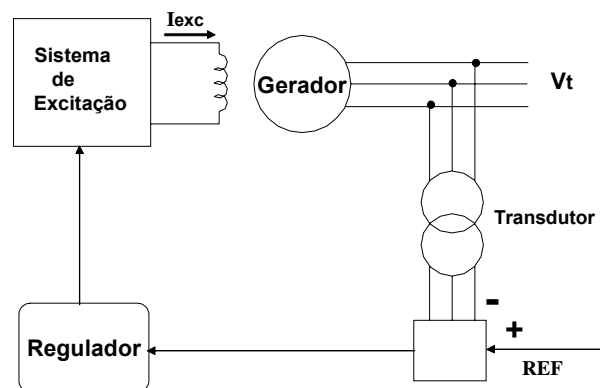


Figura 3.7 – Diagrama de blocos simplificado de um sistema genérico de controle de excitação.

Analisando cada bloco separadamente:

- TRANSFORMADOR DE MEDIDA E RETIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A tensão retificada V_{dc} é diretamente proporcional à tensão terminal V_t e também da relação do transformador K_R . A expressão resultante é:

$$V_{dc} = K_R \cdot V_t / (T_R \cdot s + 1) \quad , \quad (3.1)$$

onde T_R é a constante de tempo do filtro do retificador.

- SUBTRATOR

O sinal V_e entregue ao compensador de tensão é proporcional à diferença entre as tensões de referência V_{REF} e V_{dc} , onde K é um ganho (geralmente unitário).

$$V_e = K \cdot (V_{REF} - V_{dc}) \quad . \quad (3.2)$$

- REGULADOR / COMPENSADOR

O regulador serve para efetuar a compensação da malha de controle, onde T_c e T_b são as constantes de tempo do bloco de avanço e atraso de fase, onde a tensão de saída do regulador/compensador V_R é dada por:

$$V_R = (T_c \cdot s + 1) \cdot V_e / (T_b \cdot s + 1) \quad . \quad (3.3)$$

Estas condições são mostradas no diagrama de blocos da Figura 3.8.

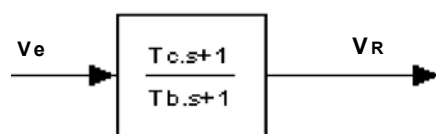


Figura 3.8 - Diagrama de blocos de um controlador/compensador.

- EXCITATOR

A equação da tensão de campo E_{FD} é dada por

$$E_{FD} = (V_R - E_{FD} \cdot S_E) \cdot K_a / (T_a \cdot s + 1) \quad , \quad (3.4)$$

onde S_E é uma função de saturação do excitador.

$$S_E = (I_A - I_B) / I_B \quad . \quad (3.5)$$

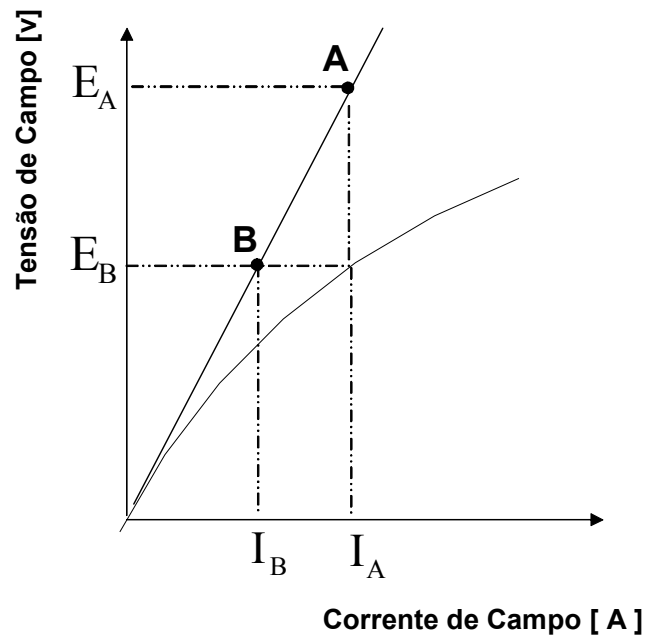


Figura 3.9 – Curva de saturação do excitador.

Da segunda curva na Figura 3.9 verifica-se uma das possíveis não linearidades de um sistema de geração elétrica, a curva real de magnetização de um gerador, que apresenta efeitos de saturação magnética. Em modelos lineares utiliza-se uma aproximação representada pela reta AB. Se necessário pode-se usar uma função de saturação para modelar esta característica não linear.

- GERADOR

A tensão terminal V_t entregue pelo gerador é proporcional a tensão E_{FD} , onde K_g e T_g são respectivamente o ganho e a constante de tempo do gerador.

$$V_t = K_g \cdot E_{FD} / (T_g \cdot s + 1) \quad (3.6)$$

Interligando os blocos analisados com as respectivas funções de transferências, obtém-se uma representação aproximada de um sistema genérico de controle de excitação dada pela Figura 3.10, onde o excitador e o gerador podem ser aproximados por funções de transferência de 1ª ordem [Anderson (1993)].

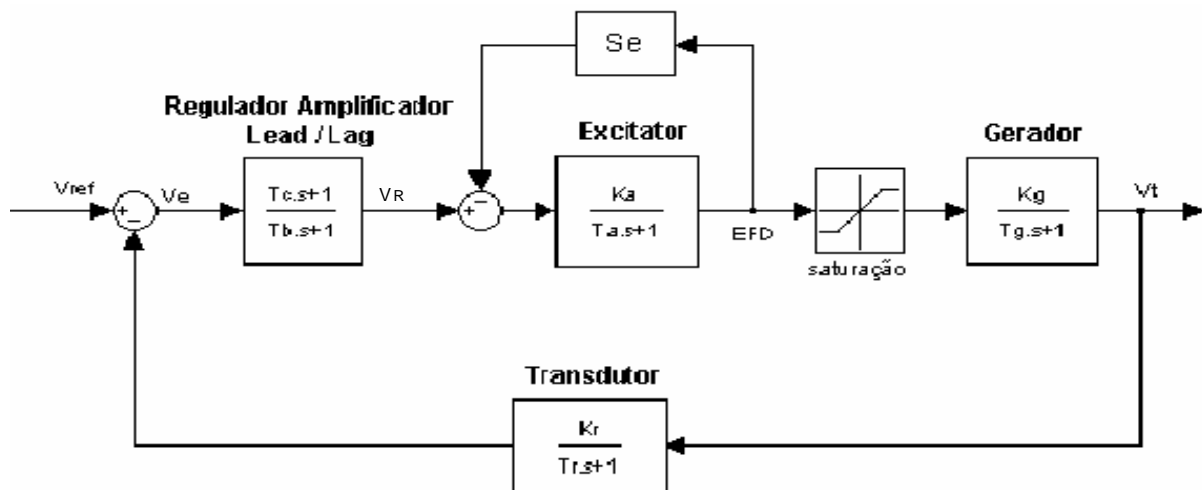


Figura 3.10 - Diagrama de blocos aproximado de um sistema de controle de excitação.

Com o diagrama de blocos da Figura 3.10 é possível simulá-lo em um programa específico, por exemplo, como o toolbox Simulink do Matlab, conforme mostrado pela Figura 3.11.

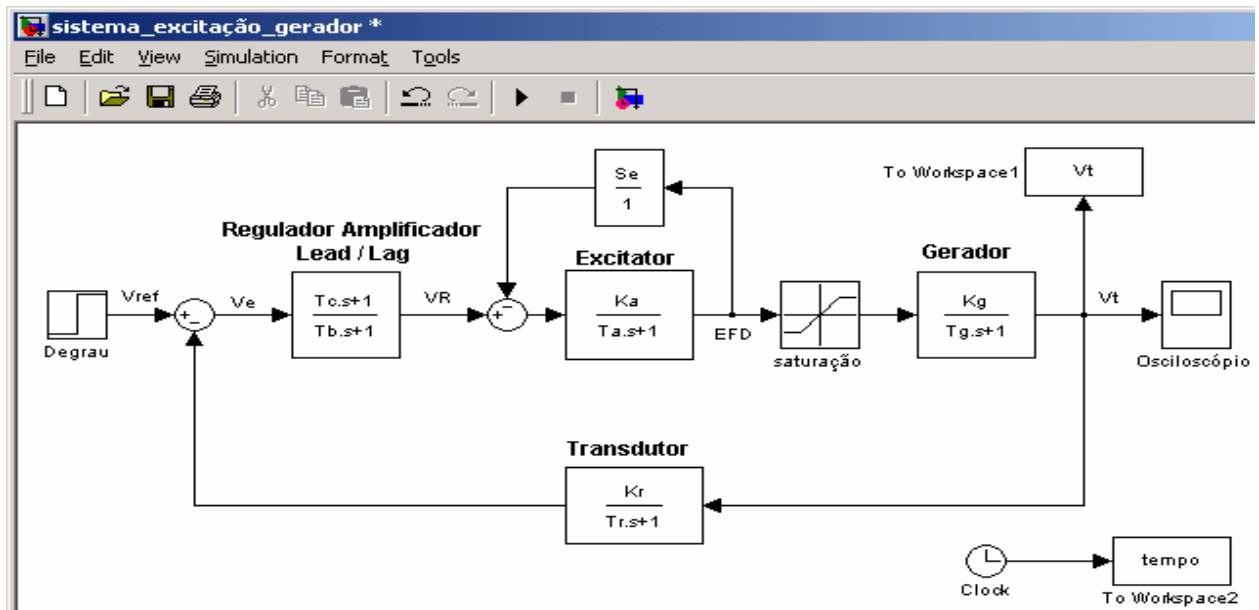


Figura 3.11 - Programa de simulação do sistema de controle de excitação.

Fornecendo ao programa de simulação os dados de (3.7), típicos de um sistema de excitação [Anderson (1993) e Kundur (1994)], cujas entradas são tipo degrau em 1.0[pu] e 0.5[pu], têm-se os sinais de respostas do sistema para estes valores. A Figura 3.12 traz as respostas dinâmicas simuladas no tempo, e podendo assim analisar o comportamento dinâmico, verificando a estabilidade do sistema.

$$\begin{array}{ll}
 K_g & = 1.0 & T_g & = 1.0 \\
 K_a & = 200.0 & T_a & = 0.04 \\
 T_c & = 1.0 & T_b & = 12.0 \\
 K_r & = 1.0 & T_r & = 0.0 \\
 E_{FDmax} & = 5.64 & E_{FDmin} & = -4.53 \\
 Se & = 0.0 & &
 \end{array}
 \tag{3.7}$$

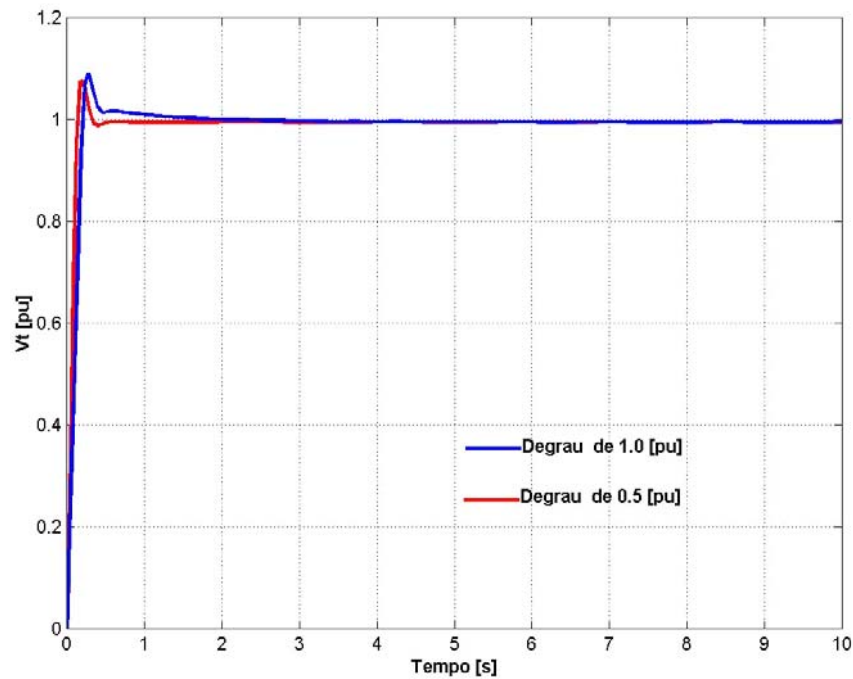


Figura 3.12 – Resposta no tempo de um sistema de controle de excitação.

Analisando as respostas do sistema no domínio do tempo dada pela Fig. 3.12, para entradas tipo degrau de 1.0[pu] e 0.5[pu], verifica-se os valores de máximo pico (M_p) de 9% e 8%, e tempo de acomodação (t_s) de 1.0 [s] e 0.6[s], respectivamente. Estas diferenças são devido a saturação (não-linearidade) presente no modelo do processo.

CAPÍTULO 4

MODOS DESLIZANTES EM SISTEMAS DINÂMICOS DESCONTÍNUOS.

4.1 – Introdução.

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos e resultados da teoria de modos deslizantes em sistemas dinâmicos descontínuos. Essa teoria vem sendo estudada desde 1957 e atualmente suas aplicações têm despertado grande interesse em situações onde o sistema a controlar apresenta não linearidade e/ou variação de parâmetros [Utkin (1983)].

Inicialmente é apresentado o conceito de sistema dinâmico descontínuo, sendo destacados os sistemas de estrutura variável e os sistemas tipo relé. São então discutidas questões relacionadas com a introdução de modos deslizantes em sistemas descontínuos escalares e vetoriais.

Por fim, são apresentadas as principais técnicas de projeto de controles segundo essa metodologia e discutidos alguns aspectos práticos relativos à implementação de malhas de controle operando em modo deslizante.

4.2 - Sistemas Dinâmicos Descontínuos.

Seja o sistema dado em (4.1), onde $x \in \mathbb{R}^n$, $f(x,t)$ é um vetor $n \times 1$, $B(x,t)$ é uma matriz $n \times m$ e $u(x,t)$ é um vetor de dimensão $m \times 1$, sendo $m < n$. Este tipo de sistema dinâmico é dito descontínuo, se a entrada do sistema, $u(x,t)$, é uma função descontínua no espaço (x_1, x_2, \dots, x_n) . A entrada descontínua $u(x,t)$ pode ser definida de formas diferentes, conferindo ao sistema como um todo, características dinâmicas específicas. Duas dessas formas merecem destaque no contexto deste trabalho e serão descritas a seguir.

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (4.1)$$

A primeira é aquela em que cada entrada $u_i(x,t)$ é definida por diferentes combinações lineares dos estados do sistema (4.2), sendo que cada combinação é selecionada a partir de uma

lei específica. O sistema dinâmico resultante neste caso recebe o nome de sistema de estrutura variável.

Este tipo de sistema descontínuo preserva algumas das características de sistemas quando $u(x,t)$ é formado por funções $u_i(x,t)$ contínuas.

$$u_i(x, t) = \begin{cases} K_1^T \cdot x \\ K_2^T \cdot x \end{cases} \quad K_1 \neq K_2 \quad . \quad (4.2)$$

$$i = 1, 2, \dots, n. \quad K_1, K_2 \text{ vetores } 1 \times n \quad .$$

Outra definição de interesse para as funções $u_i(x,t)$ é aquela em que estas assumem valores constantes diversos (4.3). Este tipo de sistema é chamado sistema tipo relé.

$$u_i(x, t) = \begin{cases} U_1 \\ U_2 \end{cases} \quad U_1 \neq U_2, \text{ onde: } U_1, U_2 \in \mathbb{R} \quad . \quad (4.3)$$

Os sistemas (4.1) resultantes da definição de $u(x, t)$ conforme (4.2) ou (4.3) apresentam diferenças entre si. Tais diferenças são devidas à dependência contínua de $u(x, t)$ em relação aos estados em (4.2), o que não ocorre em (4.3). As diferenças entre os dois sistemas serão mostradas a partir de exemplos ilustrativos.

Seja o sistema dinâmico definido da forma (4.4), abaixo [DeCarlo et al. (1988)]:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (4.4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} ;$$

e u definida na forma (4.2), sendo $K_1^T = [2 \ 0]$ e $K_2^T = [-3 \ 0]$.

O diagrama de blocos do sistema (4.4) é mostrado na Figura 4.1

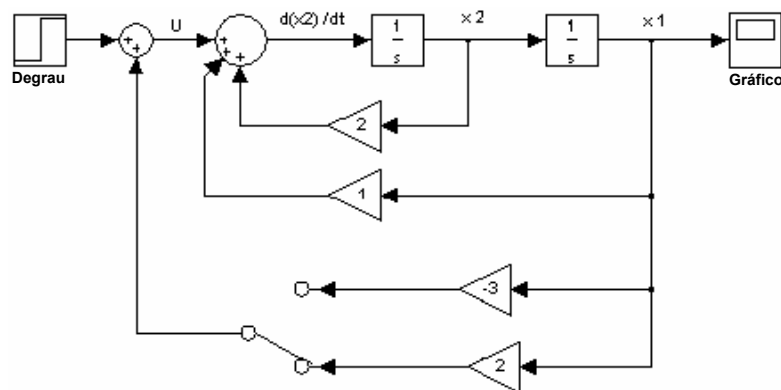


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema tipo Estrutura Variável.

Nas Fig. 4.2a e 4.2b tem-se o plano de fase correspondente ao sistema (4.4) resultante, quando $u = K_1^T \cdot x$ e quando $u = K_2^T \cdot x$, respectivamente. Pela Figura 4.2 observa-se que o sistema exibe dois comportamentos dinâmicos diferentes, uma vez que para cada ganho de realimentação (K_1, K_2) obtém-se uma distribuição de pólos diferentes. Cada um destes subsistemas é chamado *estrutura*.

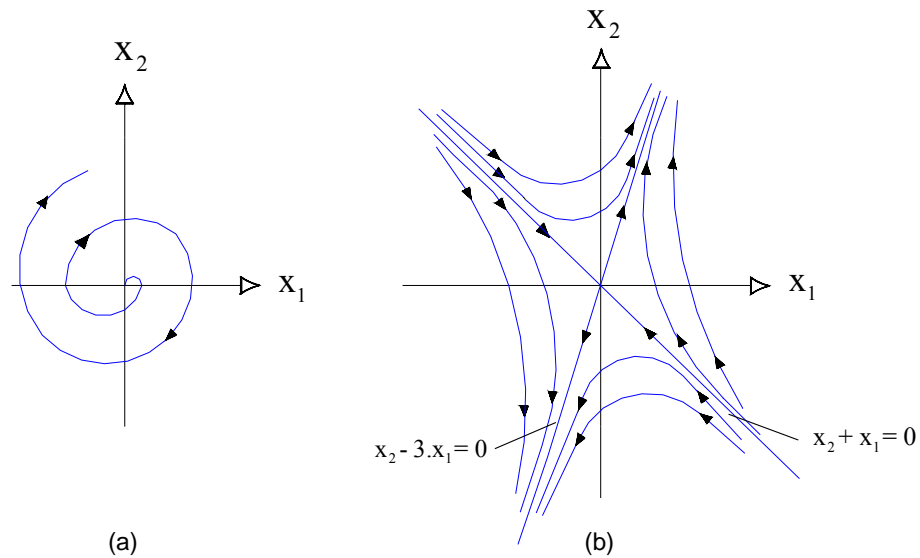


Figura 4.2. - Plano de fase das estruturas obtidas para:

$$(a) \quad u(x, t) = K_1^T x . \quad (b) \quad u(x, t) = K_2^T x .$$

O problema em questão é o de se impor um comportamento assintoticamente estável em relação à origem do espaço de estados para o sistema. Dos planos de fase da Figura 4.2 tem-se que há apenas uma trajetória estável. Esta trajetória corresponde ao autovetor associado ao autovalor $\lambda = -1$, obtido com $u(x, t) = K_2^T \cdot x$. Observa-se então, que através da lei de chaveamento (4.5) obtém-se um sistema assintoticamente estável (Figura 4.3). Uma vez que o comportamento desejado é obtido através do chaveamento entre estruturas, este tipo de sistema descontínuo foi denominado sistema de estrutura variável.

$$u(x, t) = \begin{cases} K_1^T x, & \text{se } x_1 (c x_1 + x_2) > 0 . \\ K_2^T x, & \text{se } x_1 (c x_1 + x_2) < 0 . \end{cases} \quad (4.5)$$

$$c=1 .$$

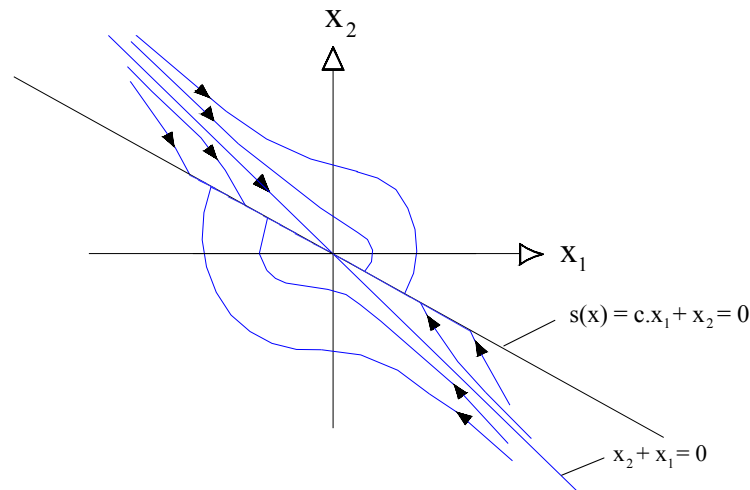


Figura 4.3. Plano de fase para o sistema tipo estrutura variável com a lei de chaveamento (4.5)

Neste exemplo observa-se que a trajetória do sistema corresponde a cada intervalo entre chaveamentos. Especificamente neste exemplo, obteve-se o comportamento assintótico a partir de uma trajetória estável associada a uma das estruturas. A estabilidade do movimento do sistema sobre o autovetor estável é assegurada pela A-invariância dos autovetores.

Seja agora o sistema (4.6) com $u(x, t)$ definido na forma (4.3) com a lei de chaveamento (4.7) [DeCarlo et al, (1988)].

$$\dot{x} = A.x + B.u \quad (4.6)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} .$$

$$u(x, t) = \begin{cases} U_1, & \text{se } c.x_1 + x_2 > 0 . \\ U_2, & \text{se } c.x_1 + x_2 < 0 . \end{cases} \quad (4.7)$$

$$U_1 = -1 \text{ e } U_2 = 1; c = 2 .$$

Os planos de fase para este sistema com $u(x, t)$ igual a U_1 e U_2 são mostrados nas Figuras 4.4a e 4.4b, respectivamente. Assim, com $u(x, t)$ definida da forma (4.3) obtém-se um sistema dinâmico descontínuo que também constitui um sistema de estrutura variável, porém sem haver mudança na distribuição de pólos. Como já foi dito, este tipo de sistema é chamado tipo relé, uma vez que $u(x, t)$ pode assumir apenas dois valores distintos.

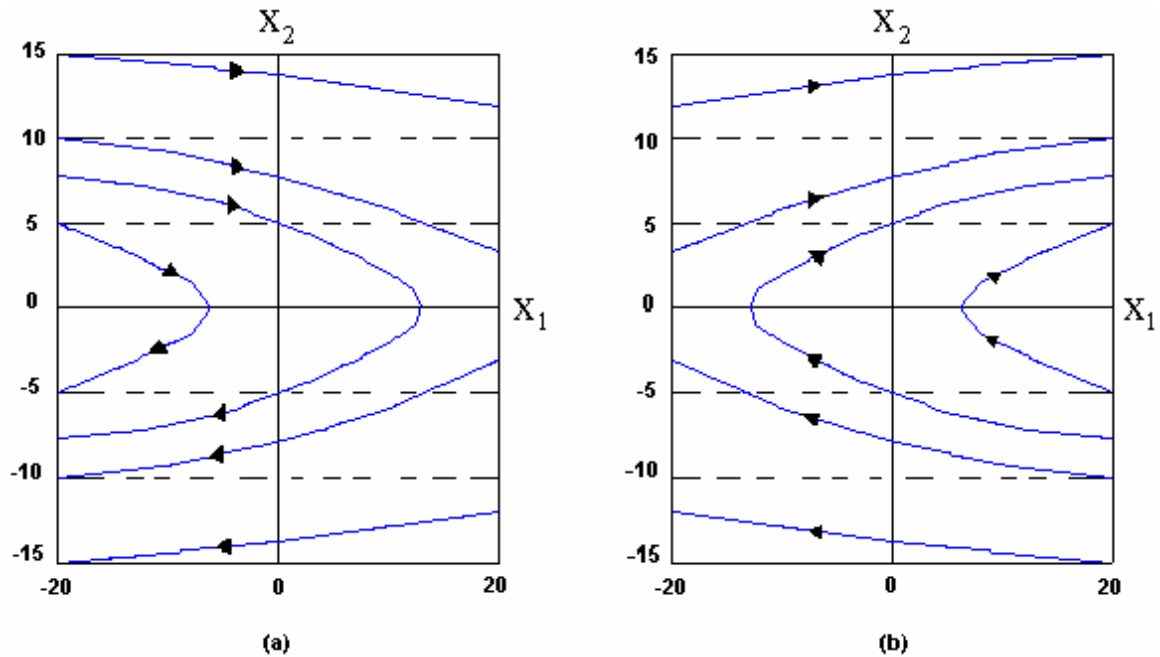


Figura 4.4 - Plano de fase do sistema para: (a) $u(x, t) = U_1$. (b) $u(x, t) = U_2$.

Utilizando-se a lei de chaveamento definida em (4.7), obtém-se um sistema assintoticamente estável em relação à origem, conforme pode ser visto pelo plano de fase mostrado na Figura 4.5. A diferença no comportamento dos dois sistemas é facilmente constatada através das Figuras 4.3 e 4.5. No caso do sistema de estrutura variável, obteve-se o comportamento desejado a partir de uma definição da dinâmica das diferentes estruturas e de uma lei de chaveamento. No caso do sistema tipo relé, os pólos do sistema são sempre os mesmos, variando apenas a derivada dos estados em função da condição do sistema, quando a entrada é chaveada entre os dois valores possíveis. No sistema de estrutura variável foi possível impor um autovalor estável em uma das estruturas, o que possibilitou a convergência para a origem com um número finito de chaveamentos entre as estruturas. No caso do sistema tipo relé, a entrada deve permanecer chaveando entre os valores possíveis indefinidamente e numa frequência bastante elevada. Apesar das diferenças, algumas características são semelhantes entre os dois tipos de sistemas descontínuos. Por exemplo, em qualquer instante, a trajetória do ponto-sistema é determinada pela dinâmica de uma das estruturas envolvidas ou por um nível de entrada específico.

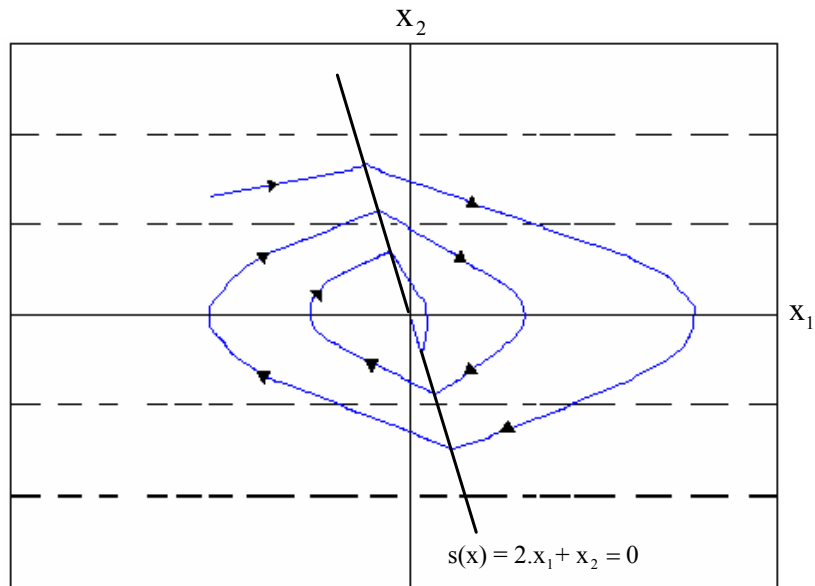


Figura 4.5 - Plano de fase para o sistema tipo relé.

4.3 - Modos Deslizantes em Sistemas Descontínuos Escalares.

No item anterior, tratou-se de sistemas de controle descontínuos em sua forma mais simples. Em cada intervalo de tempo a dinâmica do sistema corresponde à dinâmica de uma das estruturas que compõem o sistema, ou à própria dinâmica do sistema original se este não tem a sua estrutura variável. Um sistema de controle desenvolvido segundo esta metodologia mostra-se bastante dependente das trajetórias associadas a cada estrutura, e uma definição do comportamento dinâmico deste tipo de sistema é praticamente impossível.

Nesta seção é apresentada uma abordagem diferente para o controle de sistemas descontínuos em relação à abordagem clássica. Torna-se possível a imposição de um comportamento dinâmico desejado para o sistema, além de outras características de interesse em sistemas de controle, como robustez à variação de parâmetros e a distúrbios externos. Tal comportamento é obtido a partir da introdução de modos deslizantes em sistema descontínuos [Utkin (1978)].

A seguir é considerada a introdução de modos deslizantes em sistemas descontínuos escalares, ou seja, sistemas que possuem uma única entrada $u(x, t)$.

Seja novamente o sistema descontínuo descrito por (4.4) com a lei de chaveamento entre estruturas definida em (4.8):

$$u(x, t) = \begin{cases} K_1^T \cdot x, & \text{se } x_1 \cdot s(x) > 0 \\ K_2^T \cdot x, & \text{se } x_1 \cdot s(x) < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$s(x) = c \cdot x_1 + x_2; \quad c = 1/2$$

A superfície de descontinuidade $s(x) = 0$ corresponde a uma reta de inclinação menor que aquela correspondente ao autovetor associado ao autovalor estável $\lambda = -1$. Esta situação pode ser vista na Figura 4.6. Nesta figura pode-se também observar que as trajetórias do sistema apontam para a superfície $s(x) = 0$ nas vizinhanças desta superfície (linha). Este fato implica em que, partindo de um estado inicial qualquer, o ponto-sistema atingirá a superfície $s(x) = 0$, num tempo finito.

Quando o ponto-sistema passar pela superfície de descontinuidade deslocando-se sobre a trajetória associada, por exemplo, à estrutura obtida com $u(x, t) = K_1^T \cdot x$ de acordo com (4.8), o sistema muda de estrutura e o ponto-sistema é novamente deslocado em direção à superfície $s(x) = 0$. Assim, se a frequência de chaveamento e a sensibilidade do sistema de medição forem suficientemente elevadas, o ponto-sistema passará a se deslocar virtualmente sobre a superfície de descontinuidade e o VSS (4.4), (4.8) passará a exibir um comportamento dinâmico que não é próprio de qualquer das estruturas que o compõem. Este comportamento do sistema é chamado de modo deslizante.

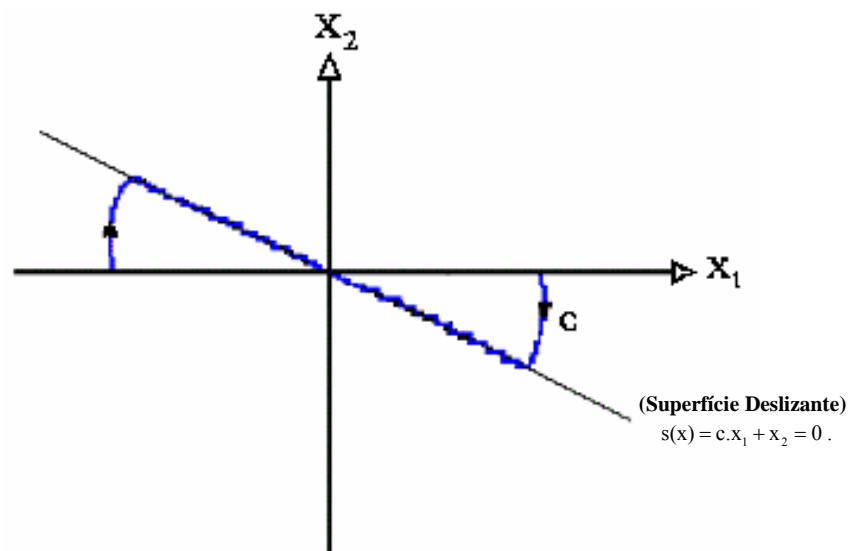


Figura 4.6. Plano de fase para o sistema descontínuo (4.4) com lei de chaveamento (4.7).

Para que seja introduzido modo deslizante num VSS da forma mostrada na Figura 4.6, é necessário definir-se condições que garantam a existência e a convergência para a superfície de

descontinuidade $s(x)=0$ a partir de um estado inicial qualquer. Além disso, é também necessário descrever-se a dinâmica do sistema, uma vez que este esteja em modo deslizante.

Já foi mencionado que, conforme a Figura 4.6, a superfície $s(x)=0$ é tal que nas suas vizinhanças as trajetórias associadas às estruturas que compõem o sistema apontam para esta superfície. Seguindo este raciocínio, baseado em argumentos puramente geométricos, chega-se a uma condição suficiente para a existência de modos deslizantes em VSS. É suficiente que, numa vizinhança próxima da superfície de descontinuidade $s(x)=0$, a projeção das trajetórias associadas às estruturas que compõem o sistema de estrutura variável na direção do gradiente de $s(x)$ ($\nabla s(x)$), tenham sinais contrários e sejam direcionadas para a superfície de descontinuidade. Esta condição de suficiência para a existência de modos deslizantes pode ser expressa na forma (4.9) [Utkin (1978)]:

$$\lim_{s(x) \rightarrow 0^-} \dot{s}(x) > 0 \quad \lim_{s(x) \rightarrow 0^+} \dot{s}(x) < 0 ; \quad (4.9)$$

ou na forma equivalente (4.10) aplicada nas vizinhanças de $s(x)=0$ [Utkin (1977, 1978)]. Tais condições estão ilustradas na Figura 4.7.

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 . \quad (4.10)$$

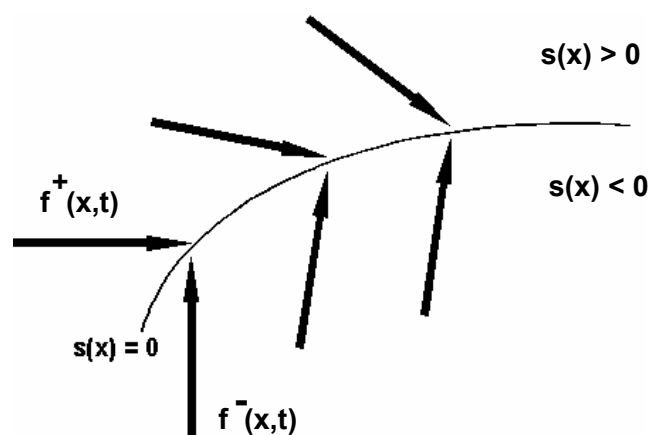


Figura 4.7 - Situação das trajetórias do ponto-sistema em relação à superfície de descontinuidade.

A convergência para modo deslizante pode ser verificada a partir de uma inspeção do plano de fase das estruturas que compõem o VSS. Tal inspeção permite a definição de um domínio de convergência para o modo deslizante. Este domínio corresponde a uma região do espaço de estados definido por $(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$, e partindo de qualquer estado deste domínio, o

ponto-sistema convergirá para a superfície de descontinuidade $s(x) = 0$ e o movimento do VSS passará a ser em modo deslizante.

Obviamente, esta abordagem que parte do conhecimento das trajetórias associadas às diversas estruturas que compõem o sistema está restrita a sistemas de segunda ordem, uma vez que o plano de fase constitui-se no seu principal instrumento de análise e síntese. No entanto, as condições (4.9) e (4.10) podem ser utilizadas diretamente para sistemas descontínuos escalares de qualquer ordem nos quais se deseja introduzir modos deslizantes. Em Utkin (1977, 1978) e DeCarlo et al. (1988) são apresentados diversos resultados sobre a existência, convergência e estabilidade de modos deslizantes em sistemas descontínuos escalares.

Definidas estas condições, é então necessário descrever-se o comportamento dinâmico do sistema descontínuo em modo deslizante. Este problema consiste em se obter um sistema de equações diferenciais contínuas (apesar da entrada real $u(x, t)$ ser descontínua), que descreva o comportamento do sistema em modo deslizante. Alguns procedimentos matemáticos específicos foram desenvolvidos, sendo que o método de Fillipov [Fillipov (1964), Utkin (1978) e DeCarlo et al (1988)] constitui-se num método clássico para a solução deste tipo de problema. A utilização deste método, entre outros, conduz a equações que descrevem a dinâmica do sistema em modo deslizante. Por enquanto, um argumento intuitivo e bastante simples é suficiente para a obtenção da equação que descreve a dinâmica do sistema (4.4), (4.8) em modo deslizante.

Já foi mencionado que se a frequência de chaveamento e a sensibilidade do sistema de medição forem suficientemente elevadas, a ação de chaveamento será tal que o ponto-sistema permanecerá numa vizinhança muito próxima da superfície de descontinuidade. No caso ideal, onde a frequência de chaveamento e a sensibilidade são infinitas, o ponto-sistema se deslocará virtualmente sobre a superfície de descontinuidade. Assim, a partir destes argumentos pode-se dizer que a dinâmica do sistema descontínuo em modo deslizante passa a ser descrita pela equação da superfície de descontinuidade $s(x) = 0$. No caso do exemplo anterior, a dinâmica do VSS (4.4), (4.8) passaria a ser descrita por (4.11).

$$c \cdot x_1 + x_2 = 0 \quad (4.11)$$

A equação (4.11) não depende dos parâmetros do sistema ou da sua entrada. Assim, pode-se concluir que se as condições de existência e convergência forem satisfeitas para uma dada faixa de variação dos parâmetros ou distúrbios externos, o movimento do sistema em modo deslizante será insensível em relação a tais perturbações. Esta conclusão sugere a aplicação de modos deslizantes em VSS para o controle de sistemas não-lineares e/ou variantes no tempo.

Modos deslizantes não são uma característica particular dos VSS que apresentam variação de pólos. Inclusive os estudos iniciais envolvendo modos deslizantes em sistemas descontínuos foram desenvolvidos em sistemas do tipo relé. A seguir desenvolve-se um exemplo da introdução de modos deslizantes em um sistema tipo relé. Seja o sistema (4.4) com a lei de chaveamento definida por (4.12).

$$u(x, t) = \begin{cases} U_1, & \text{se } s(x) < 0; \\ U_2, & \text{se } s(x) > 0; \end{cases}$$

$$s(x) = c \cdot x_1 + x_2 ; \quad (4.12)$$

$$c = 1/2 .$$

A superfície na qual a entrada $u(x, t)$ é descontínua é a mesma definida em (4.8). O plano de fase para o sistema tipo relé (4.4), (4.12) é mostrado na Figura 4.8. Nesta figura pode-se observar que o sistema apresenta modo deslizante. Examinando o plano de fase da Figura 4.8, vê-se que as trajetórias associadas a cada um dos valores possíveis para a entrada $u(x, t)$ apontam para a superfície (linha) de descontinuidade $s(x) = 0$. É interessante verificar a condição de existência (4.9), (4.10), que foi derivada geometricamente a partir do exemplo anterior envolvendo um VSS tipo relé.

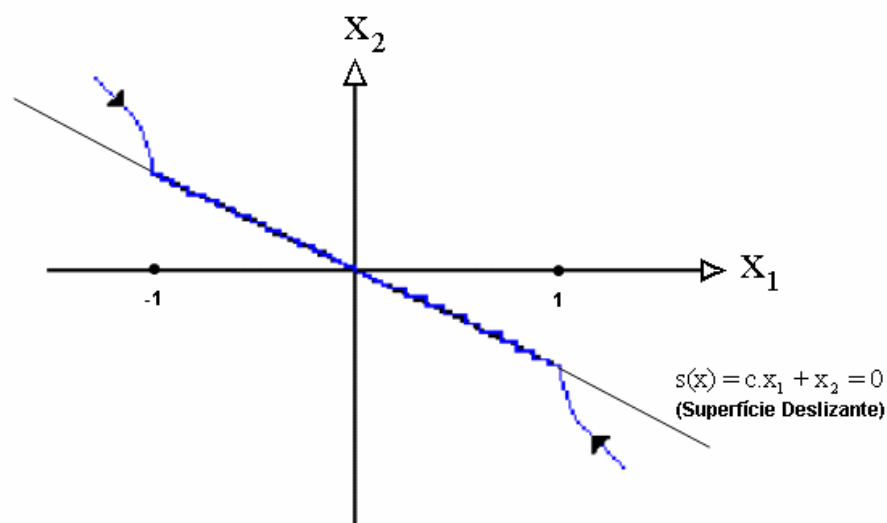


Figura 4.8 – Plano de fase para o sistema (4.4), (4.12).

Uma vez que a entrada $u(x, t)$ definida em (4.12) introduz modo deslizante no sistema (4.4), pode-se determinar o domínio de existência através da aplicação direta da condição (4.10) numa vizinhança próxima de $s(x) = 0$. Procedendo desta forma obtém-se como domínio de existência para modo deslizante no sistema (4.4), (4.11) uma região suficientemente próxima da superfície de descontinuidade, tal que $|x_1| \leq 1$ e $x_2 = -c \cdot x_1$. O domínio de convergência para a superfície de descontinuidade $s(x) = 0$ é obtido a partir da análise dos planos de fase das duas estruturas envolvidas.

Isto significa que para qualquer condição inicial interior a este domínio, o ponto-sistema convergirá para a superfície de descontinuidade definida por $s(x)$ em (4.12), e todo o movimento posterior do sistema se dará sobre esta superfície.

Nos exemplos apresentados, utilizou-se o plano de fase como ferramenta básica no desenvolvimento dos sistemas de controle em modo deslizante. No entanto, tal ferramenta mostra-se bastante limitada, uma vez que pode ser aplicada apenas ao estudo de sistemas de segunda ordem. Em Utkin (1977) são apresentados os principais resultados obtidos no que diz respeito a modos deslizantes em sistemas descontínuos escalares. Em Utkin (1978) vários dos resultados citados em Utkin (1977) são também demonstrados.

A potencialidade dos sistemas de controle obtidos a partir da introdução de modos deslizantes em sistemas descontínuos escalares, conforme mostrado, poderia levar à conclusão errônea de que com a introdução de modos deslizantes poder-se-ia resolver qualquer problema de controle. No entanto, vários aspectos práticos devem ser considerados. A restrição mais importante é, sem dúvida, a representação do sistema na forma canônica de fase [Utkin (1977)]. Em termos de implementação prática, seria necessário construir circuitos diferenciadores, que sempre apresentam um número finito de pólos. Este problema torna-se mais grave ainda quando a ordem do sistema é elevada e múltiplas diferenciações são necessárias. Isto pode ser contornado usando-se observadores de estado.

4.4 - Modos Deslizantes em Sistemas Descontínuos Vetoriais.

São tratados como vetoriais os sistemas definidos na forma genérica (4.1) em que $u(x, t)$ é um vetor, ou seja, sistemas de múltiplas entradas. Nestes sistemas, cada uma das entradas $u_i(x, t)$ que compõem o vetor de entradas $u(x, t)$ é descontínua em uma superfície $s_i(x)$, $i = 1, 2, \dots, m$.

No estudo dos sistemas descontínuos escalares, foram estabelecidas condições suficientes de existência e convergência para modos deslizantes e obteve-se uma descrição da dinâmica do sistema quando em modo deslizante. Esta também será a sequência adotada para o estudo dos sistemas vetoriais. É, entretanto, necessário estabelecer, antes de tudo, o conceito de modos deslizantes em sistemas vetoriais.

Em sistemas escalares, há apenas uma única entrada que é descontínua em uma superfície $s(x) = 0$. Definiu-se então modo deslizante como o comportamento do sistema quando o ponto-sistema se desloca sobre a superfície de descontinuidade $s(x) = 0$. Em sistemas vetoriais define-se não apenas uma superfície de descontinuidade $s(x) = 0$, mas um vetor de superfícies $s(x)$, de dimensão m . Os elementos de $s(x)$ ($s_i(x)$) são as superfícies de descontinuidade associadas a cada entrada $u_i(x, t)$ que compõem o vetor de entrada $u(x, t)$. Neste caso, define-se modo deslizante multidimensional [Utkin (1983)] como sendo o comportamento do sistema quando $s(x) = 0$, ou seja, quando todos os elementos $s_i(x) = 0$, simultaneamente. No espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) tal situação corresponde àquela em que o sistema permanece na origem deste espaço, conforme Figura 4.9.

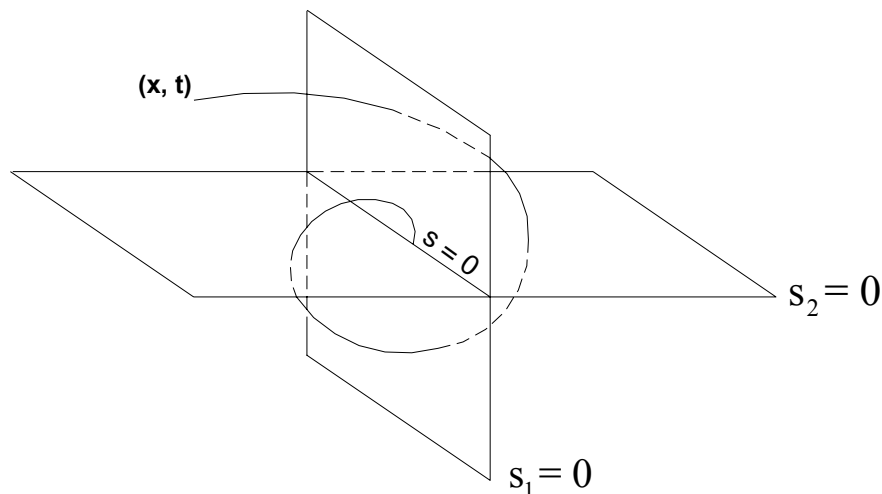


Figura 4.9. Modos deslizantes multidimensionais.

A seguir é apresentada uma definição precisa de modos deslizantes multidimensionais [Cardoso (1991), Utkin (1978)]:

Definição 4.1: No espaço de estados $(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$ do sistema dinâmico (4.1), o domínio $s(x, t)$ pertencente à região de dimensão $(n-m)$ correspondente à interseção das superfícies de descontinuidade $s_i(x) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, m$), é um domínio de modo deslizante se:

- 1) Este domínio não contém trajetórias completas de qualquer dos 2^m sistemas contínuos adjacentes a esta região;
- 2) Para cada e qualquer $\xi > 0$ existe um $\delta > 0$ tal que para qualquer condição inicial na vizinhança δ de $s(x, t)$, o ponto-sistema somente pode deixar a vizinhança ξ de $s(x, t)$ pela vizinhança ξ dos limites de $s(x, t)$.

A definição 4.1 acima é bastante semelhante à definição de estabilidade de Lyapunov. A diferença mais importante é a condição imposta pelo item 1 da definição, que implica em que a trajetória do ponto-sistema quando o sistema se encontra em modo deslizante não é própria de qualquer das estruturas que compõem o sistema [Cardoso (1991)].

A condição de existência de modo deslizante escalar foi obtida através de considerações puramente geométricas, a partir das projeções das trajetórias do sistema descontínuo na direção do vetor gradiente de $s(x)$. Esta condição implica em que, nas vizinhanças das superfícies de descontinuidade, as trajetórias do ponto-sistema são tais que o mesmo sempre converge para a superfície de descontinuidade. No caso vetorial, o problema da existência de modo deslizante é semelhante. Observa-se que não é necessário que exista modo deslizante em cada uma das superfícies de descontinuidade, sendo mesmo possível a não existência de modo deslizante em qualquer superfície $s_i(x) = 0$ (Figura 4.9). Então, ao invés de se impor o movimento do ponto-sistema sobre apenas uma superfície, deseja-se que o ponto-sistema convirja e permaneça na interseção das superfícies $s_i(x) = 0$. Assim, o problema da existência de modo deslizante multidimensional pode ser interpretado como um problema de estabilidade assintótica da origem do espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) . Este problema pode ser tratado através da utilização de resultados clássicos da teoria de estabilidade. O teorema 4.1 abaixo expressa as condições de estabilidade assintótica da origem do espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) [Cardoso(1991), Utkin (1977)]. Uma demonstração deste teorema pode ser vista em Utkin (1978).

Teorema 4.1: Para o domínio $s(x, t)$ de dimensão $(n-m)$ constituir-se num domínio de modo deslizante, é suficiente que, para todo x pertencente a este domínio, exista em uma certa região Ω do espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) que contenha na origem uma função $v(s, x, t)$ continuamente diferenciável em relação a todos os seus argumentos, e que satisfaça às seguintes condições:

- 1) v é escalar e definida positiva em relação a s , e para qualquer $x \in s(x, t)$ e t :

$$\inf_{\|s\|=R} v = h_r \quad \sup_{\|s\|=R} v = H_r ;$$

$$h_r \neq 0 \text{ se } R \neq 0 \text{ e } h_r \text{ e } H_r \text{ dependem apenas de } R;$$

- 2) A derivada no tempo de v é definida negativa, sendo que sobre os círculos $\|s\| \leq R$, $\dot{v} \leq -m_r$ com $m_r > 0$, a não ser nos pontos deste círculo pertencentes às superfícies de descontinuidade onde a derivada \dot{v} não é definida.

O teorema 4.1 nada mais é do que uma versão do teorema de estabilidade de Lyapunov. De forma análoga ao método direto de Lyapunov [Ogata (1998)], é suficiente obter-se uma função $v(s, x, t)$ escalar definida positiva que satisfaça às condições do teorema 4.1 para que a origem do espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) seja assintoticamente estável. Uma particularidade importante da função de Lyapunov é que esta permite selecionar um conjunto de condições iniciais a partir das quais o sistema certamente evolui para o equilíbrio em estudo, e assim definir domínios de estabilidade.

Uma vez que o estudo de modos deslizantes em sistemas vetoriais é feito no espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) , é interessante obter-se uma representação do sistema genérico (4.1) neste espaço.

Seja $s(x, t)$ definida na forma (4.13) abaixo:

$$s(x, t) = G \cdot x ; \quad (4.13)$$

onde: G tem dimensões $m \times n$ e $g_{ij} \in \mathbb{R}$.

Aplicando (4.13) em (4.1), tem-se (4.14):

$$\dot{s} = G \cdot f(x, t) + G \cdot B(x, t) \cdot u(x, t) . \quad (4.14)$$

Expressando $u(x, t)$ na forma (4.15) e substituindo (4.15) em (4.14), tem-se (4.16), onde os termos entre parênteses foram omitidos para maior clareza. A forma (4.16) será referida como a expressão da dinâmica (4.1) no espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) no decorrer deste texto.

$$u_i(x, t) = u_i^0 + U_i \text{sign } s_i ;$$

onde:

$$u_i^0 = \frac{u_i^+ + u_i^-}{2} \quad \text{e} \quad U_i = \frac{u_i^+ - u_i^-}{2} ; \quad (4.15)$$

$$i = 1, 2, \dots, m.$$

$$\dot{s} = G.f + G.B.u^0 + G.B.U. \text{sign } s . \quad (4.16)$$

Da mesma forma que no caso da pesquisa de funções de Lyapunov, não há um método geral a ser seguido para a obtenção de uma função que satisfaça às condições do teorema.

$$v(s, x, t) = \frac{1}{2} . s^T . W . s \quad (4.17)$$

Os limites de existência e convergência de modos deslizantes variam com a matriz W escolhida para $v(s, x, t)$ definida na forma (4.17). Além disso, o critério definido pelo teorema 4.1 é apenas de suficiência. Isto implica que para uma dada função $v(s, x, t)$ pode-se obter um domínio de existência e convergência para modos deslizantes, e para condições iniciais interiores a este domínio o ponto-sistema convergirá para a interseção das superfícies de descontinuidade. Para condições iniciais exteriores a este domínio, não se pode fazer qualquer afirmação. Assim, para se verificar um determinado domínio de convergência, deve-se escolher W em (4.17) convenientemente [Cardoso (1991)].

Definidas as condições de convergência e existência de modos deslizantes, passa-se então à descrição da dinâmica do sistema descontínuo quando em modo deslizante.

Seja o sistema genérico (4.18) linear em relação às suas entradas $u_i(x, t)$. Sejam também as superfícies de descontinuidade $s_i(x, t)$ definidas na forma (4.13), sem perda de generalidade.

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t)$$

onde:

$$\begin{aligned}
x, f(x,t) &\in \mathbb{R}^n; \\
B(x,t) &\text{ é } n \times m; \\
u(x,t) &\in \mathbb{R}^m;
\end{aligned}
\tag{4.18}$$

$$e \quad u_i(x,t) = \begin{cases} u_i^+(x,t), & \text{se } s_i(x,t) > 0. \\ u_i^-(x,t), & \text{se } s_i(x,t) < 0. \end{cases}$$

Quando em modo deslizante, tem-se que $\dot{s} = s = 0$. Substituindo (4.18) em (4.13) e considerando-se o fato acima, obtém-se (4.19), onde os índices entre parênteses foram dispensados para maior clareza.

$$u = -(G.B)^{-1} . G.f . \tag{4.19}$$

A entrada $u(x, t)$ do sistema obtida em (4.19) assumindo-se que o sistema está em modo deslizante é denominada controle equivalente [Utkin (1978)]. Esta denominação provém do fato de que a entrada (ou ação de controle) do sistema (4.18), $u(x, t)$, é equivalente a uma entrada contínua $u_{eq}(x, t)$ quando o ponto-sistema desloca-se numa vizinhança suficientemente próxima da superfície de descontinuidade $s(x, t) = 0$. Em Utkin (1978) mostra-se que o controle equivalente corresponde à componente de baixa frequência da entrada $u(x, t)$ quando o sistema está em modo deslizante.

O comportamento dinâmico do sistema é então descrito por (4.20), obtida através da substituição de (4.19) em (4.20). Em (4.20) os índices entre parênteses também foram omitidos para simplificar a notação.

$$\dot{x} = f - B(G.B)^{-1} . G.f \quad \text{onde: } \dot{x}(t) = \bar{A}_{eq} . x(t); \tag{4.20}$$

$$\pi_A(\lambda) = \left| \bar{A}_{eq} - \lambda . \bar{I} \right| = 0 .$$

O sistema (4.20) é de ordem $n-m$, onde $\pi_A(\lambda)$ é a equação da característica polinomial e λ são os pólos do sistema. Tal redução na ordem do sistema é devida ao fato de que em modo deslizante $s(x, t) = G.x = 0$, onde G é uma matriz $m \times n$ e $x \in \mathbb{R}^n$. Assim, quando $s(x, t) = 0$, tem-se um sistema de equações onde o número de variáveis é superior ao número de equações. Isto implica em que, por exemplo, as m últimas variáveis podem ser escritas como função das outras $n-m$ variáveis. Este procedimento conduz a equações redundantes no sistema (4.20) que

podem ser eliminadas. Tem-se então que a ordem do sistema original é reduzida da dimensão da entrada do sistema original [Cardoso (1991)].

4.5 – Caracterização de Sistemas de Controle por Modos Deslizantes de Tempo Discreto.

Alguns trabalhos têm sido publicados a respeito deste assunto do ponto de vista teórico [Milosavljevic (1985), Drakunov e Utkin (1989), Sarpturk et al (1987), Sabanovic et al (1993)]. Do ponto de vista de aplicação, a metodologia mais utilizada em publicações que tratam o problema do controle em tempo discreto por modos deslizantes, é o de se desprezar os efeitos da amostragem quando a frequência de chaveamento da ação de controle for suficientemente elevada [Sabanovic e Izosimov (1981), Hashimoto et al (1987), Harashima et al (1985)].

Em Milosavljevic (1985) e Sabanovic (1993) são citados três tipos diferentes de sistemas de controle por modos deslizantes em sistemas de estrutura variável em tempo discreto. As diferenças entre os sistemas estão associadas à abrangência do processamento em tempo discreto. São citadas as seguintes possibilidades:

1. Processamento discreto dos ganhos de realimentação e das entradas de controle;
2. Processamento discreto apenas dos ganhos de realimentação e processamento contínuo das entradas de controle;
3. Processamento discreto apenas das entradas de controle, enquanto que a seleção de ganhos é feita continuamente.

Em Milosavljevic (1985) são estudados sistemas do tipo 3 e afirma-se que sistemas do tipo 2 podem ser tratados diretamente a partir dos resultados obtidos para modos deslizantes em sistemas de tempo contínuo. Em Sarpturk et al. (1987) sistemas do tipo 1 são estudados, sendo tal estudo restrito a sistemas lineares. Em Drakunov e Utkin (1989), sistemas do tipo 1 são também estudados. Além de aspectos relacionados com sistemas de controle por modos deslizantes em tempo discreto, é também discutida a questão de simulação digital de sistemas de controle por modos deslizantes em tempo contínuo.

Prosseguindo nestas definições preliminares, é importante caracterizar o que será chamado de modos deslizantes em sistemas de tempo discreto.

De uma forma genérica, a equação dinâmica de um sistema escalar qualquer pode ser expressa na forma [Cardoso (1991)]:

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (4.21)$$

Na forma genérica (4.21), o vetor $f(x, t, u)$ é chamado de vetor velocidade do ponto-sistema, assumindo os valores $f^+(x, t)$ e $f^-(x, t)$ quando a entrada $u(x, t)$ é igual a $u^+(x, t)$ ou $u^-(x, t)$, respectivamente.

Na Figura 4.10 abaixo, tem-se uma possível trajetória do ponto-sistema para um sistema onde introduziu-se modos deslizantes na superfície $s = 0$. É importante observar que os vetores velocidades do ponto-sistema associados a cada uma das estruturas ($f^+(x, t)$ e $f^-(x, t)$) satisfazem à condição (4.9).

Da Figura 4.10 conclui-se claramente que o ponto-sistema não pode ser mantido sobre a superfície de descontinuidade, a menos que o intervalo de tempo entre duas amostragens consecutivas seja muito pequeno, tendendo a zero, ou seja, frequência de chaveamento infinita. Esta situação recai no caso contínuo [Utkin (1978)]. Existe então diferenças entre o chamado modo deslizante contínuo e o seu equivalente em tempo discreto, uma vez que o chaveamento das entradas de controle ocorre apenas a intervalos definidos de tempo. Alguns autores têm buscado novas definições para o movimento em modo deslizante discreto [Milosavlevic (1985), Drakunov e Utkin (1989)].

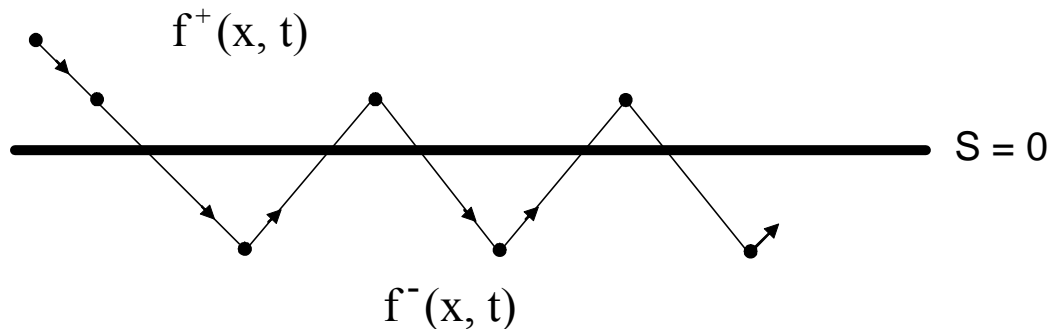


Figura 4.10 – Trajetória do ponto-sistema para um sistema em modo deslizante discreto.

No contexto deste estudo, julga-se suficiente a definição de modo deslizante real. No item 4.4 deste capítulo foi definido o domínio de existência de modos deslizantes (Definição 4.1). Agora, apresenta-se uma definição de modos deslizantes em sistemas reais [Utkin (1977 e 1978)].

Definição 4.2: Em sistemas reais, a operação em modo deslizante é tal que o ponto-sistema pertence a uma certa vizinhança Δ da superfície de descontinuidade $s(x, t) = 0$, ou seja:

$$|s(x, t)| = \Delta \quad \Delta > 0 .$$

A definição 4.2, juntamente com a definição 4.1, incluem também movimentos do tipo ilustrado na Figura 4.10 na categoria de modos deslizantes. Assim, parece não ser necessária uma nova definição para modos deslizantes em tempo discreto. Utilizando a definição 4.2, considera-se a frequência de chaveamento fixa e baixa (do ponto de vista de modos deslizantes ideais) como uma limitação do sistema de controle. Em Utkin (1977) são citados alguns tipos de limitações em sistemas de controle, como retardo de chaveamento, histerese e as dinâmicas rápidas presentes em sistemas reais, por exemplo, e que não são consideradas nos modelos.

Desta forma, estão caracterizados o nível de discretização do sistema de controle e o movimento do ponto-sistema em modo deslizante em tempo discreto.

O método de Fillipov [Utkin (1978), Fillipov (1964)] constitui-se num método clássico para a solução de equações diferenciais descontínuas quando se deseja conhecer a solução destas equações, justamente na região de descontinuidade. Este método pode ser utilizado para caracterizar o movimento do ponto-sistema associado a sistemas de tempo discreto operando em modo deslizante.

Concluindo, tem-se que o ponto-sistema não permanecerá sobre a superfície de descontinuidade em sistemas de tempo discreto em modo deslizante, como foi definido para sistemas de tempo contínuo. Além disso, não há qualquer garantia pelo método de Fillipov que o afastamento médio do ponto-sistema em relação à superfície de descontinuidade seja nulo. Isto quer dizer que o ponto-sistema pode apresentar um afastamento médio da superfície de descontinuidade, implicando em um comportamento dinâmico e em regime permanente do sistema que pode ser diferente daquele previsto simplesmente assumindo que o ponto-sistema permaneceria sobre a superfície de descontinuidade.

4.6 - Aspectos Práticos sobre Modos Deslizantes.

Conforme mencionado na seção 4.2, para que o movimento do sistema descontínuo se dê em modo deslizante ideal, seria necessária uma frequência de chaveamento e sensibilidade de medição infinitas. No caso prático, torna-se necessária a utilização de frequência de

chaveamento bastante elevadas, o que limita, dependendo da tecnologia utilizada, a aplicação desta metodologia de controle. No entanto, atualmente existem dispositivos que exibem capacidade de operar em altas frequências de chaveamento. Assim, a necessidade de se operar com taxas elevadas de chaveamento, pelas razões apresentadas, não se constitui num obstáculo intransponível à implementação de sistemas de controle reais a partir da introdução de modos deslizantes em sistemas descontínuos. A utilização de leis chaveadas causa o aparecimento de componentes de alta frequência no sinal de controle, provocando oscilações próximas à vizinhança da superfície de chaveamento $s(x) = 0$, denominadas de *chattering*, que podem degradar o controle [Furtunato et al. (2001)]. Por isso, para sistemas físicos utilizando modos deslizantes, a eliminação do *chattering* deve ser levada em consideração. A inclusão de um compensador integrador em série com um controlador VSC visando a diminuição do *chattering* é considerada em alguns artigos [por ex., Ho e Sen (1991)]. Este tipo de controlador em modo deslizante com integrador recebe a denominação de SM - I.

Além da questão da frequência de chaveamento, cabe ainda salientar os aspectos associados à informação necessária ao sistema de controle por modos deslizantes em sistemas descontínuos. Conforme mostrado, a dinâmica do sistema em modo deslizante é obtida a partir da definição de superfícies de descontinuidade no espaço $(x_1, x_2, \dots, x_n, t)$. Assim, é necessário conhecer-se os estados do sistema. Esta é, sem dúvida, uma das principais limitações associadas à utilização desta metodologia na implementação de sistemas de controle, uma vez que geralmente não se existe a possibilidade de medir todos os estados. Uma solução para este problema é a utilização de observadores de estados. Quando a medição dos dados de entrada/saída é realizada com boa precisão, pode-se utilizar observadores de Luenberger para obtenção dos estados [Tse e Athans (1970)]. Se as medições são bastante contaminadas por ruídos e se este ruído pode ser caracterizado através de sua variância, pode-se utilizar filtros de Kalman. Uma limitação nestes dois algoritmos de estimação de estado é que ambos foram desenvolvidos para sistemas lineares e, portanto, sua aplicação à estimação dos estados de um sistema dinâmico genérico não é direta. Uma maneira de se contornar esta situação é através da utilização de métodos de estimação para sistemas não lineares. Qualquer método de estimação implica em computações adicionais do sistema de controle. Em sistemas de ordem reduzida pode-se empregar derivadores para estimar variáveis de estado com razoável precisão e com pouco esforço computacional [Ho e Sen (1991)].

Por último, cabe ainda salientar que os sistemas de controle por modos deslizantes são normalmente implementados em circuitos digitais baseados em microprocessadores,

microcomputadores, etc. [Hashimoto et al (1987), Panicker et al (1988), Klein e Maney (1979)]. Este fato implica que os sistemas operam em tempo discreto, o que constitui uma diferença em relação aos sistemas ideais, mas como a tecnologia atual dos processadores comerciais permite operações em altas frequências, pode-se obter resultados práticos aproximados aos dos sistemas ideais.

CAPÍTULO 5

PROPOSTA DE UM AVR USANDO CONTROLE SLIDING MODE.

5.1 – Introdução.

O desenvolvimento do projeto de sistemas de controle baseados na introdução de modos deslizantes (*sliding mode*) em sistemas descontínuos é realizado em duas etapas básicas. Numa primeira etapa, as superfícies de descontinuidades $s(x, t)$ são determinadas a partir da dinâmica desejada para o sistema. Esta etapa é completamente independente do conhecimento da entrada $u(x, t)$ a ser aplicada ao sistema. Este fato pode ser verificado a partir de (5.1) que descreve o comportamento dinâmico do sistema em modo deslizante. Como pode ser visto, a dinâmica do sistema em modo deslizante depende somente das próprias características do sistema e das superfícies de descontinuidades $s(x, t)$.

$$\dot{x} = f - B(G.B)^{-1} \cdot G.f \quad \text{onde:} \quad \dot{x}(t) = \bar{A}_{eq} \cdot x(t) \quad . \quad (5.1)$$

Uma vez determinadas as superfícies de descontinuidades $s(x, t)$ que conduzem ao comportamento dinâmico desejado, passa-se à determinação das entradas $u_1^+(x, t)$ e $u_1^-(x, t)$ que garantem a existência e convergência para o modo deslizante a partir de qualquer condição inicial. Neste ponto, nota-se que existe uma dependência entre a determinação da entrada $u(x, t)$ e a definição das superfícies de descontinuidades adotadas. Tal dependência é devida ao fato de que a matriz G em (5.2), ou de uma forma geral, a matriz dos gradientes de $s(x, t)$, transforma o espaço (x_1, x_2, \dots, x_n) no espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) , e a determinação de $u(x, t)$ é feita a partir de considerações de estabilidade da origem no espaço (s_1, s_2, \dots, s_m) .

$$s(x, t) = G \cdot x \quad , \quad \text{onde:} \quad G = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_m] \quad . \quad (5.2)$$

5.2 – Comportamento Dinâmico do Sistema.

Dado o diagrama de blocos esquemático de um sistema de controle de excitação genérico da Figura 3.7, deseja-se obter o comportamento dinâmico deste sistema ao introduzir um controlador tipo VSC utilizando modo deslizante. Os dados das constantes de tempo e dos ganhos do excitador, gerador e transdutor serão os mesmos valores já descritos em (3.7).

Conforme já apresentado, ao introduzir modo deslizante num sistema descontínuo, torna-se possível a imposição de um comportamento dinâmico específico para o sistema, e para isto, devemos determinar as superfícies de descontinuidades $s(x, t)$ que conduzem ao comportamento dinâmico desejado, a partir de (5.1).

A representação do diagrama de blocos do sistema está indicada na Figura 5.1.

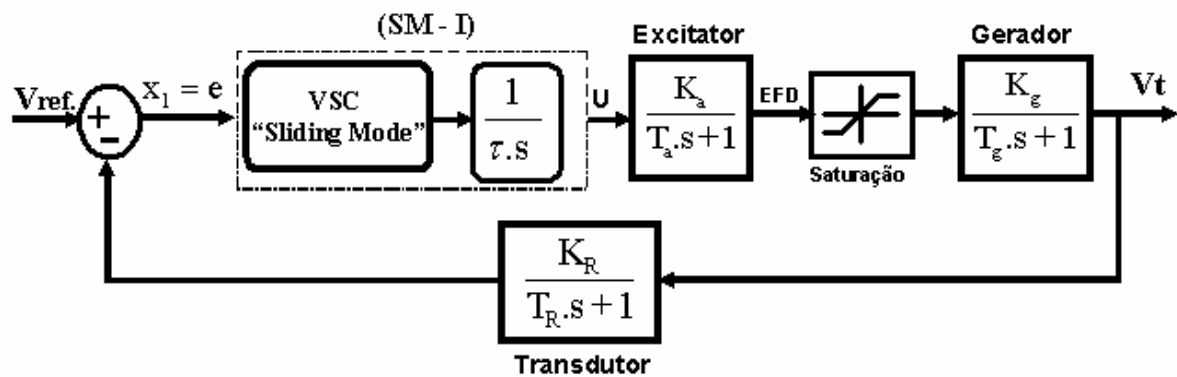


Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação utilizando controlador VSC com SM - I.

No capítulo 04 foi visto que a utilização de leis chaveadas causa o aparecimento de componentes de alta frequência no sinal do controle, denominadas de *chattering*, que podem degradar o mesmo. Na estrutura da Figura 5.1 é inserido um compensador integrador em série com o controlador *sliding mode* (SM) visando diminuir o efeito do *chattering*, onde τ é a constante de tempo do integrador, assim este controlador recebe o nome SM - I ou SLMC - I [Ho e Sen (1991)]. Devido a constante de tempo do excitador T_a ser pequena em relação a constante de tempo do gerador T_g , para efeito de simplificação de cálculos pode-se desprezar o bloco do excitador. Para efeito de projeto, admitindo operações em regime permanente em regiões lineares do sistema, podemos desconsiderar a saturação. A malha de realimentação pode ser considerada unitária, pois os sinais estão normalizados em [pu]. Estas considerações podem ser visualizadas na Figura 5.2.

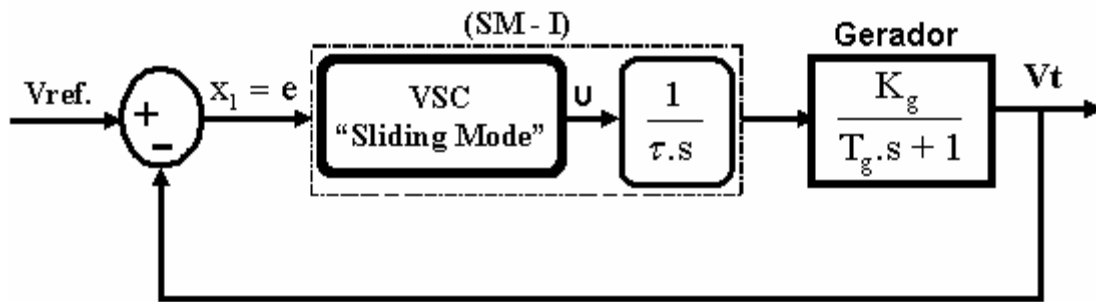


Figura 5.2 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle de excitação utilizando controlador VSC com SM - I.

A representação das equações de variáveis de estado da Figura 5.2 pode ser expressas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} \cdot u \quad (5.3)$$

De (5.3), temos a matriz característica A e a matriz de entrada B do sistema dadas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} ; \quad (5.4)$$

onde:

$$x_1 = e = V_{\text{ref}} - V_t ; \quad x_2 = -\frac{dx_1}{dt} ; \quad (5.5)$$

$$a = \frac{1}{T_G} ; \quad b = \frac{K_G}{T_G \cdot \tau} .$$

A superfície deslizante pode ser vista analisando o plano de fase da Figura 5.3, onde a superfície (linha) é descrita como:

$$s(x) = s_1 \cdot x_1 + s_2 \cdot x_2 = 0 \rightarrow s(x) = c \cdot x_1 + \dot{x}_1 = 0, \quad \text{onde: } \dot{x}_1 = -x_2 ;$$

$$G = [s_1 \ s_2] ; \quad (5.6)$$

$$s_1 = c ;$$

$$s_2 = -1 .$$

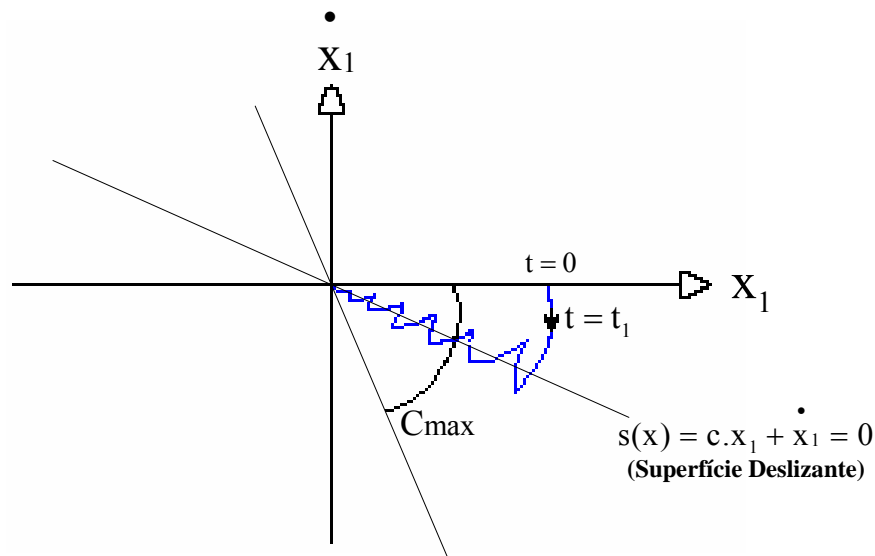


Figura 5.3 - Plano de fase da linha deslizante.

Substituindo os valores das matrizes em (5.1), onde $f = A \cdot x(t)$ e $G = [s_1 \ s_2]$, têm-se:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix} \cdot x(t) \quad \rightarrow \quad \bar{A}_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix} . \quad (5.7)$$

A equação característica polinomial é dada por

$$\pi_A(\lambda) = \left| \bar{A}_{eq} - \lambda \cdot \bar{I} \right| = 0 \quad ; \quad (5.8)$$

onde: $\bar{I} \rightarrow$ Matriz identidade ;
 $\lambda \rightarrow$ Autovalor .

Logo:

$$\pi_A(\lambda) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & -1 \\ 0 & \left(\frac{s_1}{s_2} - \lambda \right) \end{bmatrix} = \lambda \cdot \left(\lambda - \frac{s_1}{s_2} \right) = 0 \rightarrow \begin{cases} \lambda = 0; \\ \lambda = \frac{s_1}{s_2} = \frac{c}{-1} = -c. \end{cases} \quad (5.9)$$

Através de (5.9) fica demonstrado claramente a relação direta entre a inclinação c da superfície deslizante, ver Figura 5.3, com o autovalor λ do sistema. A resposta do sistema é dada pela inclinação c da linha deslizante $s(x) = 0$. Para grandes inclinações, a resposta do

sistema torna-se mais rápida. Entretanto, esta inclinação não pode ser aumentada indefinidamente, onde $c < c_{\max}$ [Pradeep e Paresh (1995)], assim:

$$C_{\max} = \sqrt{K_i \cdot K_a \cdot K_g} ; \quad (5.10)$$

$$\text{onde: } K_i = \frac{1}{\tau} .$$

5.3 – Lei de Controle.

Várias leis de controle podem ser usadas para forçar o sistema deslizar sobre a superfície deslizante especificada. A lei de controle que proporciona uma resposta rápida é [Ho e Sen (1991)]:

$$u = \psi_1 \cdot x_1 + \psi_2 \cdot \dot{x}_1 ; \quad (5.11)$$

onde:

$$\psi_1 = \begin{cases} k_{1a} & \text{se } s \cdot x_1 > 0 . \\ k_{1b} & \text{se } s \cdot x_1 < 0 . \end{cases} \quad (5.12)$$

$$\psi_2 = \begin{cases} k_{2a} & \text{se } s \cdot \dot{x}_1 > 0 . \\ k_{2b} & \text{se } s \cdot \dot{x}_1 < 0 . \end{cases}$$

Os valores dos ganhos (ψ_1, ψ_2) podem ser obtidos baseando-se na condição de existência. A condição para a existência de modos deslizantes pode ser expressa na forma a seguir [Utkin (1978)].

$$\lim_{s(x) \rightarrow 0^-} \dot{s}(x) > 0 \quad \lim_{s(x) \rightarrow 0^+} \dot{s}(x) < 0 ; \quad (5.13)$$

ou na forma equivalente aplicada nas vizinhanças de [Utkin (1977, 1978)]:

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 . \quad (5.14)$$

A equação (5.14) pode ser interpretada usando o segundo método de estabilidade de Liapunov. Para todo sistema com uma única função de entrada, uma função adequada de Liapunov é dada por [DeCarlo et al. (1988)]:

$$v(x,t) = (0.5)s^2(x) ; \quad (5.15)$$

que é uma função definida positiva, cuja derivada em relação ao tempo é definida negativa:

$$\dot{v}(x,t) = (0.5) \frac{ds^2}{dt} = s \cdot \frac{ds}{dt} = s \cdot \dot{s} < 0 . \quad (5.16)$$

Logo, comparando (5.14) e (5.16) é fácil perceber que se trata da mesma equação.

Derivando (5.6) temos:

$$\dot{s}(x) = c \cdot \dot{x}_1 - \dot{x}_2 ; \quad (5.17)$$

onde:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -x_2 ; \\ \dot{x}_2 &= -a \cdot x_2 + b \cdot u . \end{aligned} \quad (5.18)$$

Logo, substituindo (5.18) em (5.17), tem-se:

$$\dot{s}(x) = -c \cdot (x_2) + (a \cdot x_2 - b \cdot u) . \quad (5.19)$$

Substituindo (5.11) em (5.19):

$$\dot{s}(x) = c \cdot \dot{x}_1 - a \cdot \dot{x}_1 - b \cdot \psi_1 \cdot x_1 - b \cdot \psi_2 \cdot \dot{x}_1 . \quad (5.20)$$

Portanto, substituindo (5.20) em (5.14):

$$s \cdot \dot{s}(x) = s \cdot x_1 (-b \cdot \psi_1) + s \cdot \dot{x}_1 (c - a - b \cdot \psi_2) < 0 . \quad (5.21)$$

Analisando a condição (5.21), tem-se:

$$\text{Se } s \cdot x_1 > 0 \rightarrow -b \cdot \psi_1 < 0 \rightarrow \psi_1 > 0 , \text{ onde: } \psi_1 = k_{1a} .$$

$$\text{Se } s \cdot x_1 < 0 \rightarrow -b \cdot \psi_1 > 0 \rightarrow \psi_1 < 0 , \text{ onde: } \psi_1 = k_{1b} .$$

$$\text{Se } s \cdot \dot{x}_1 > 0 \rightarrow c - a - b \cdot \psi_2 < 0 \rightarrow \psi_2 > \frac{c - a}{b} , \text{ onde: } \psi_2 = k_{2a} .$$

$$\text{Se } s \cdot \dot{x}_1 < 0 \rightarrow c - a - b \cdot \psi_2 > 0 \rightarrow \psi_2 < \frac{c - a}{b} , \text{ onde: } \psi_2 = k_{2b} .$$

(5.22)

Logo, a condição de existência pode ser satisfeita se:

$$k_{2b} < \frac{c - a}{b} < k_{2a}; \quad (5.23)$$

$$k_{1b} < 0 < k_{1a}.$$

5.4 – Simulação.

O diagrama de blocos, com a lei de controle desenvolvida no item anterior, é representado pela Figura 5.4. Como o processo é um sistema de ordem reduzida (segunda ordem) utilizou-se um derivador (com os parâmetros K_d e T_D) para estimar a segunda variável de estado x_2 , obtendo-se bons resultados de estimação sem a necessidade de usar um observador de estado [Ho e Sen (1991)]. Este método de estimação é relativamente simples, mas pode ser mais sensível a ruídos comparado à estimação por observadores de estado. A constante de tempo do derivador (T_D) deve ser escolhida de tal forma que seja menor do que a constante de tempo da superfície deslizante ($1/c$) [Ho e Sen (1991)]. O uso de observadores de estado em modos deslizantes pode ser visto em Young et al., 1999 e Loukianov et al., 2000.

Sabendo que $K_a = 200$, $K_g = 1.0$ e fazendo $K_i = 0.01$, onde, $K_i = 1/\tau$, logo $C_{max} = \sqrt{K_i \cdot K_a \cdot K_g} = 1.41$, onde $c < c_{max}$. Logo pode-se considerar a inclinação $c = s_1 = 1.0$. Calculando (5.5), vem:

$$a = \frac{1}{T_g} = \frac{1}{1.0} = 1.0; \quad (5.24)$$

$$b = \frac{1}{T_g \cdot \tau} = \frac{1}{(1.0) \cdot (100)} = 0.01.$$

Finalmente, substituindo os valores de (5.24) em (5.23), a condição de existência do controlador VSC será satisfeita se for usada as seguintes condições:

$$k_{2b} < 0 < k_{2a}; \quad (5.25)$$

$$k_{1b} < 0 < k_{1a}.$$

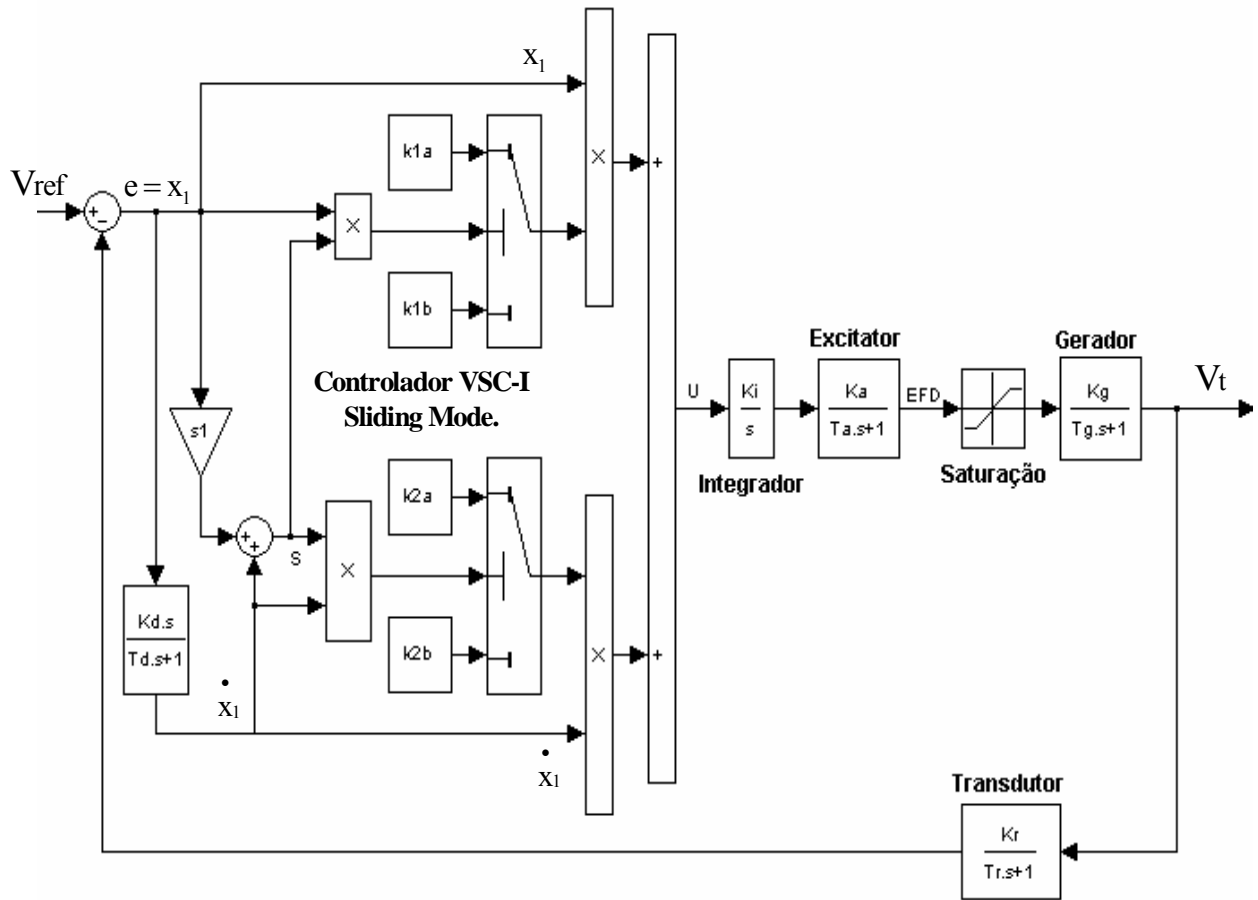


Figura 5.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle de excitação típico utilizando SM - I.

O processo a ser controlado da Figura 5.4 é idêntico ao da Figura 3.10, possibilitando assim fazer a comparação entre as respostas dinâmicas das duas malhas apresentadas. Com o diagrama de blocos da Figura 5.4 é possível simulá-lo em um programa específico, por exemplo, como o *toolbox* Simulink do Matlab, conforme mostrado pela Figura 5.5.

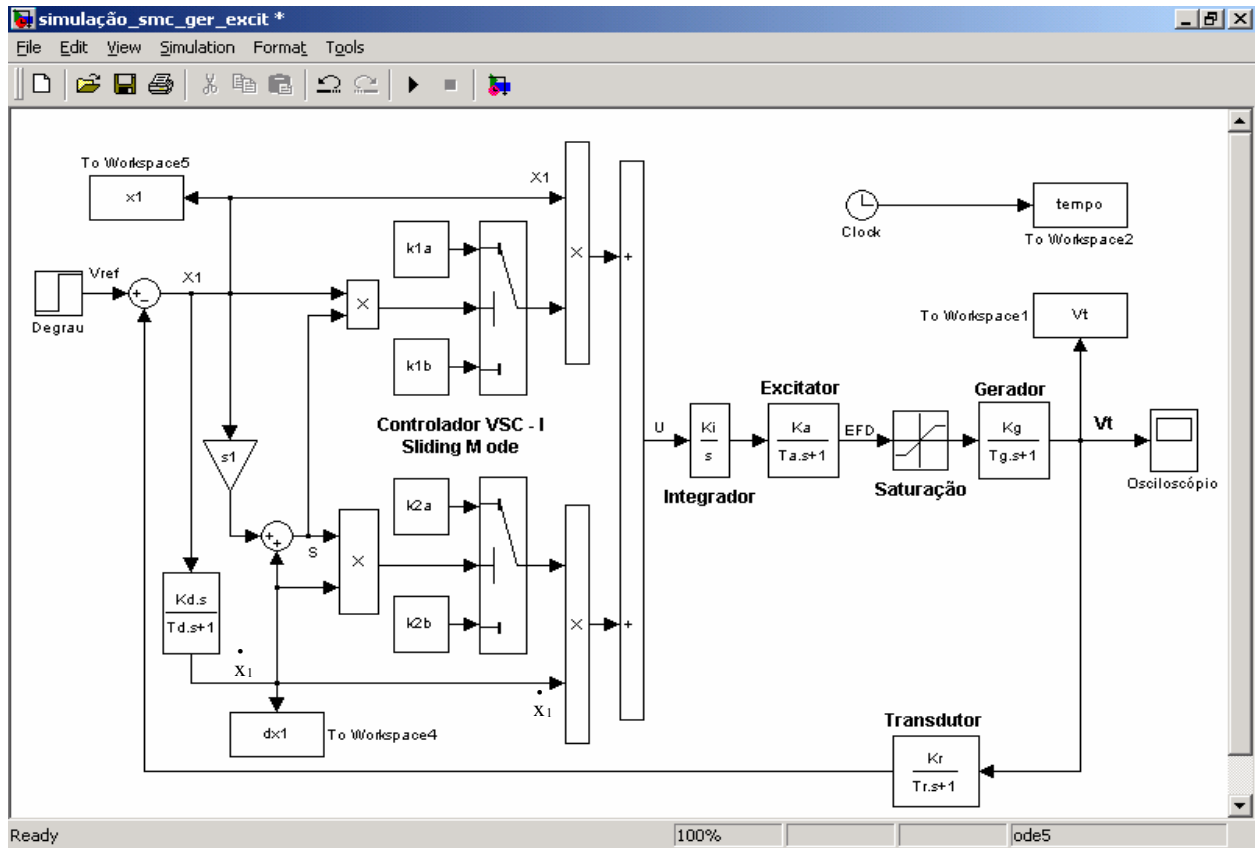


Figura 5.5 – Programa de simulação do sistema de controle de excitação típico utilizando SM-I.

Aplicando os respectivos valores de (5.26) no programa de simulação da Figura 5.5, teremos a resposta dinâmica para o sistema com o controle VSC especificado. Os parâmetros do sistema são listados em (5.26), onde E_{FD} são os limites do bloco de saturação e K_d e T_D são os parâmetros do bloco derivador.

$$\begin{array}{ll}
 k_{1a} & = 2.0 & k_{1b} & = -2.0 \\
 k_{2a} & = 15.0 & k_{2b} & = -15.0 \\
 s_1 & = 1.0 & K_i & = 0.01 \\
 K_d & = 0.2 & T_D & = 0.01 \\
 K_a & = 200 & T_a & = 0.04 \\
 K_g & = 1.0 & T_g & = 1.0 \\
 K_r & = 1.0 & T_r & = 0.0 \\
 E_{FDmax} & = 5.64 & E_{FDmin} & = -4.53
 \end{array} \tag{5.26}$$

A Figura 5.6 apresenta as respostas dinâmicas do sistema simulado no domínio do tempo para entradas tipo degrau de 0,5 e 1.0 [pu].

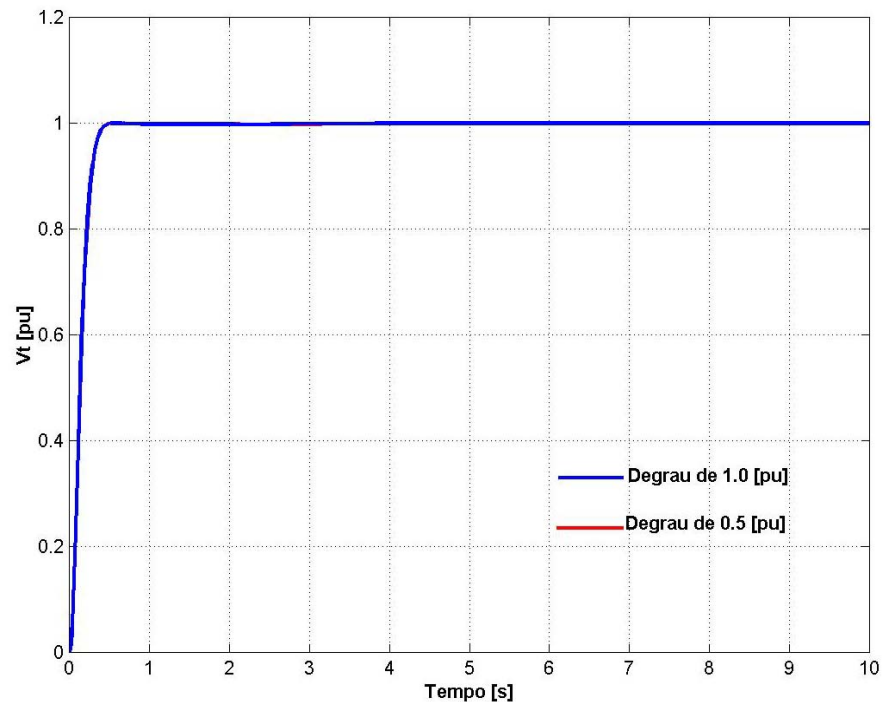


Figura 5.6 – Resposta no tempo do sistema de controle de excitação com VSC.

Conforme previsto pela teoria de VSS, para este tipo de sistema utilizando controlador *sliding mode*, praticamente não houve diferenças entre as respostas com diferentes entradas, comprovando a robustez deste controlador em relação à saturação presente no modelo da planta. A saturação é um fenômeno não linear que varia o ganho equivalente do sistema em função da intensidade de entrada, como se o sistema tivesse um parâmetro (ganho) variável.

Analisando as respostas da Figura 5.6 é fácil notar que o máximo pico (M_p) das respostas estão em 0%, e o tempo de acomodação (t_s) das mesmas em torno de 0.37 [s], comprovando assim a melhor performance do controlador VSC em relação a simulação com o compensador lead/lag mostrada no capítulo 3. Nota-se que as respostas do controle com modo deslizante são bem menos dependentes da amplitude da referência de entrada (os gráficos das respostas estão praticamente sobrepostos).

Uma outra ferramenta gráfica usada para analisar a estabilidade de sistemas de modo deslizante é o plano de fase. A convergência para modo deslizante pode ser verificada a partir de uma inspeção do plano de fase das estruturas que compõem o VSC. Na Figura 5.7 temos o gráfico com os planos de fase para o sistema de controle simulado na Figura 5.6. Ao ampliar a região de estabilidade (próxima ao ponto (0,0)) da Figura 5.7), têm-se as curvas indicadas na Figura 5.8. Analisando as figuras dos planos de fase fica claro esta convergência para modo

deslizante, onde o ponto-sistema sai de um ponto inicial qualquer conforme a entrada do sistema, e ao atingir a superfície de descontinuidade $s(x) = 0$ se deslocará numa vizinhança próxima à esta superfície, convergindo para um ponto de estabilidade, no caso o ponto de origem $(x_1, \dot{x}_1) = (0, 0)$, quando o erro (x_1) da malha de controle é nulo e sua derivada (\dot{x}_1) é zero. É fácil verificar que as inclinações das linhas deslizantes são de $c = 1$.

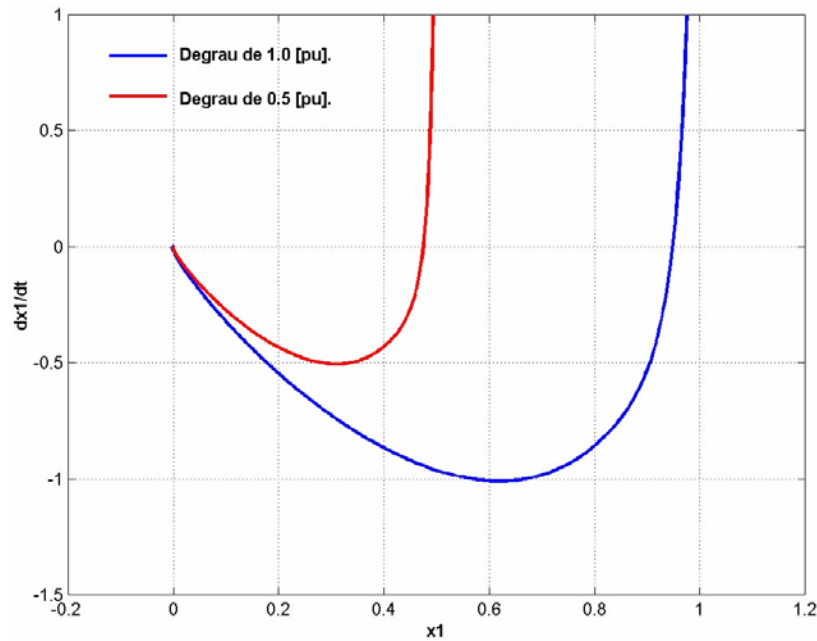


Figura 5.7 – Plano de fase do sistema de controle de excitação.

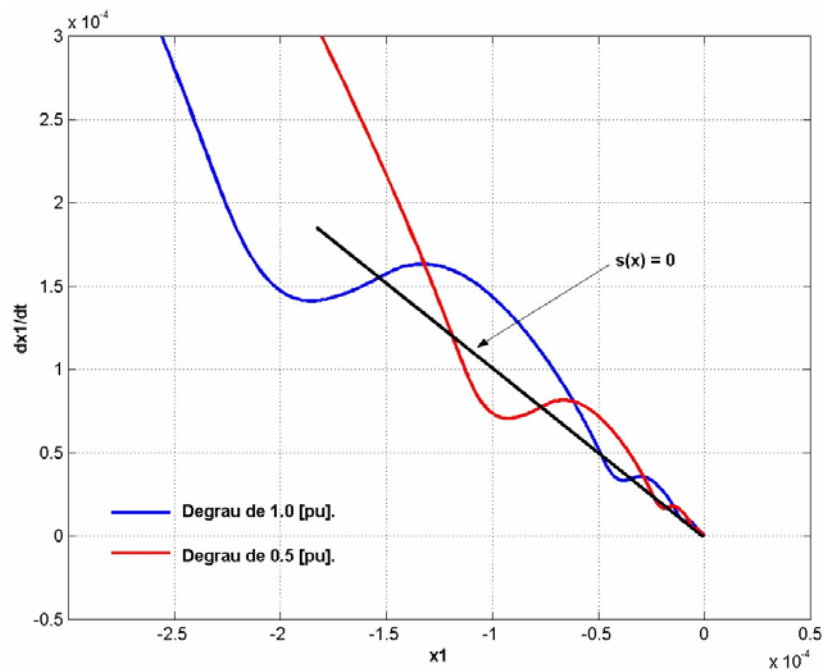


Figura 5.8 – Plano de fase e superfície deslizante.

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE UM AVR COM CONTROLADOR TIPO MODO DESLIZANTE.

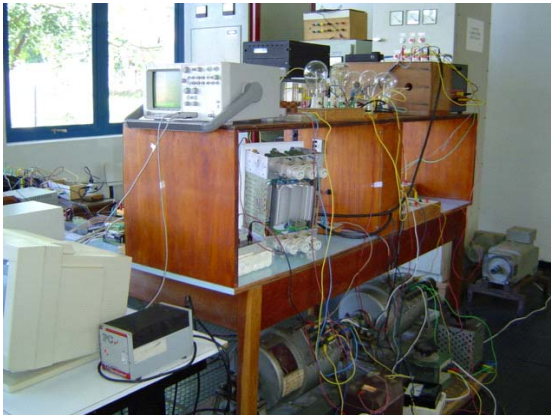
6.1 – Montagem de uma Bancada de Ensaio.

Para comprovar efetivamente a viabilidade técnica da implementação de um sistema de controle de modo deslizante em regulação de tensão de geradores elétricos, foi montada uma bancada de ensaio conforme ilustrado nas fotos da Figura 6.1. Esta bancada é composta das seguintes partes: um gerador de tensão trifásico (3Ø) a ser controlado, uma máquina de corrente contínua (CC) acionando o gerador (representando uma turbina), um transformador (trafo) de potência e um *varivolt* (transformador variável), cargas (lâmpadas e indutâncias), um comutador (manual) para variar as cargas, um transdutor de tensão, uma ponte 3Ø tiristorizada para gerar corrente de excitação do campo do gerador e uma outra ponte controlada para acionar o motor CC. A Figura 6.2 traz a estrutura básica do sistema.

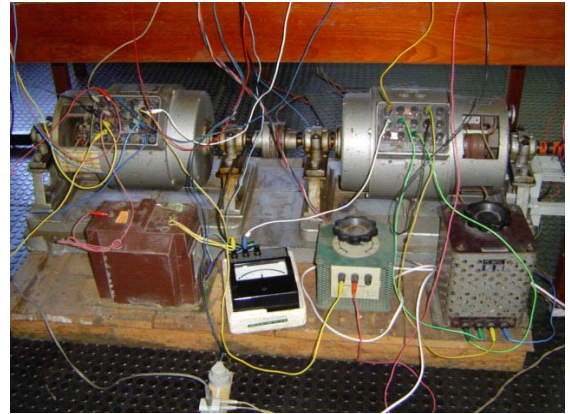
A utilização de microcomputadores pessoais e sistemas de aquisição de dados para o desenvolvimento de algoritmos de sistemas de controle tem sido uma prática usual, principalmente devido ao custo baixo destes equipamentos e pelos recursos gráficos e de software normalmente disponíveis. Um microcomputador para este contexto deve ser capaz de medir e registrar grandezas analógicas e/ou digitais, e atuar sobre o processo controlado em tempo real, em função dos valores obtidos. Os conversores analógicos-digitais (A/D) e digitais-analógicos (D/A) de uma placa de aquisição de dados realizam a interface da instrumentação da bancada com o microcomputador. Os A/D e D/A têm faixas de 0 a 5 e 0 a 10 [V] respectivamente, resolução de 12 bits e taxa de amostragem de até 0,1 m [s]. Foi empregada uma placa de aquisição modelo PCL-711 da Advantech conectada em um *slot* do microcomputador.

A foto da Figura 6.1(a) apresenta uma vista geral da bancada. Na Figura 6.1(b) são mostradas as máquinas elétricas utilizadas (gerador síncrono à esquerda e motor de corrente contínua à direita), que estão acopladas eixo a eixo. Nesta mesma fotografia, observando mais à frente, temos da esquerda para a direita os respectivos equipamentos: o transformador de potência, um amperímetro e os reostatos de armadura e do campo da máquina de corrente contínua. O motor CC pode ter sua velocidade controlada manualmente ou automaticamente através de uma malha de controle de velocidade exclusiva. Na foto da Figura 6.1(c) tem-se o

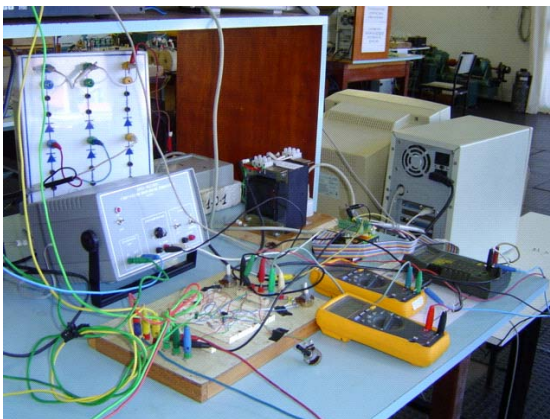
circuito de disparo tiristorizado ligado à ponte retificadora, e ainda o circuito condicionador da tensão gerada, alguns multímetros, o conector da placa de aquisição de dados e o microcomputador. Por fim, em 6.1(d) são mostrados o microcomputador e um osciloscópio digital.



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 6.1 - Fotografias da bancada de ensaio.

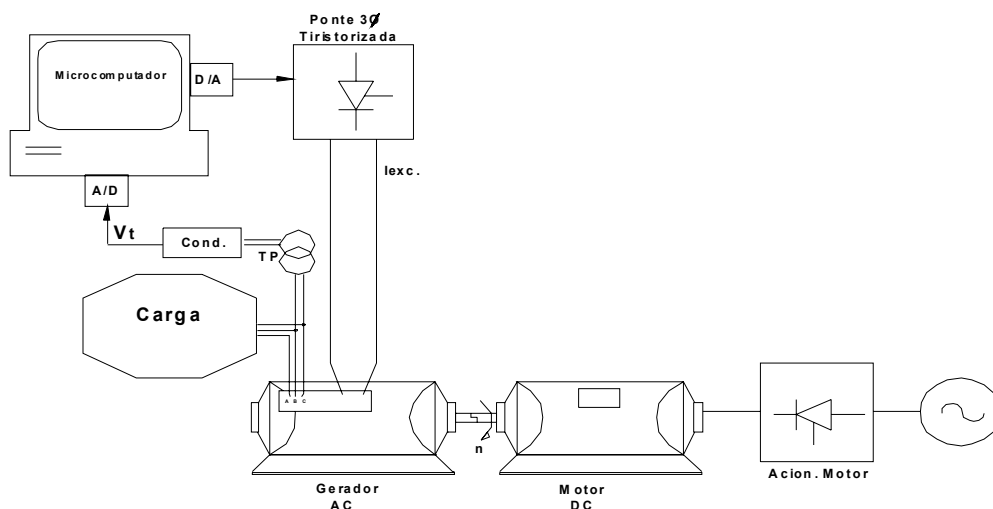


Figura 6.2 - Estrutura básica do sistema.

O gerador utilizado nos ensaios é uma máquina síncrona com excitação independente, com os dados do fabricante indicados na Figura 6.3.

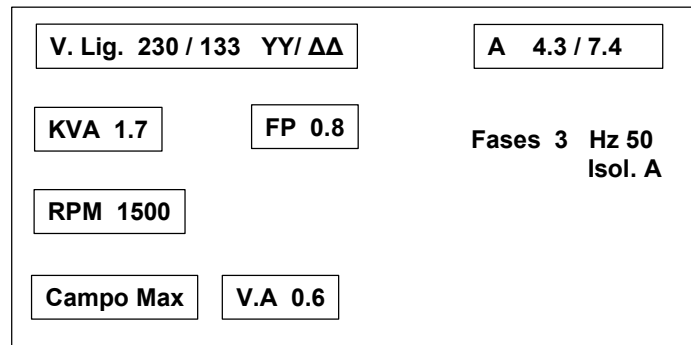


Figura 6.3 – Dados do gerador síncrono.

A ponte trifásica retificadora é formada por um conjunto de seis tiristores, equipada com um circuito de gatilhamento. O circuito de disparo é comandado através do sinal enviado pelo D/A da placa de aquisição, e o sinal proporcional a tensão gerada é lido pelo A/D da mesma. A Figura 6.4 ilustra com detalhes toda a instrumentação da bancada de ensaio. O osciloscópio digital é utilizado para registrar a grandeza controlada de forma independente da placa de aquisição de dados.

Os algoritmos de controle a serem testados são implementados por software no microcomputador. O armazenamento das grandezas de controle pelo computador permite a elaboração de gráficos detalhados que serão usados para análises e visualizações de resultados.

Serão simulados e testados experimentalmente algoritmos de controle com funções de avanço e atraso de fase (*Lead/Lag*), compensador tipo PI (Proporcional-Integral) e controlador em modo deslizante (*Sliding Mode*). Estes três tipos de controladores serão usados individualmente para realizar o controle de regulação de tensão no gerador elétrico. Os resultados obtidos com as diferentes estratégias de controle serão comparados entre si.

Neste trabalho o gerador irá operar isoladamente em condições de plena carga, meia carga e a vazio. A finalidade é verificar as características de regulação de tensão, rejeição a distúrbios de carga e influências de não linearidades que sistemas reais tendem a apresentar. Em trabalho futuro pretende-se incluir uma malha de estabilização de potência adicional para possibilitar que o sistema possa operar adequadamente em paralelo com outros geradores.

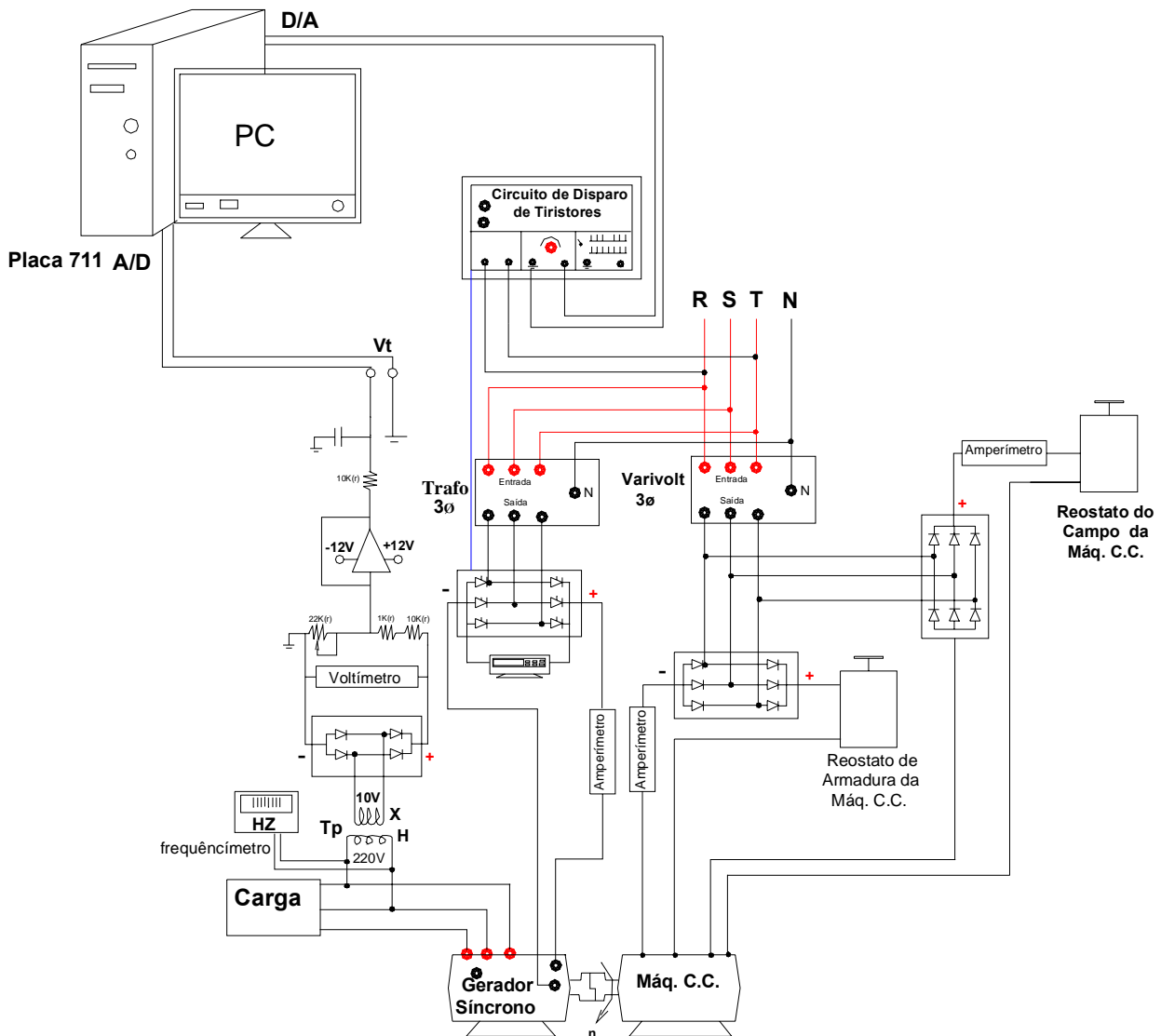


Figura 6.4 – Representação detalhada da instrumentação da bancada.

Inicialmente foram realizados ensaios básicos para determinar algumas características do sistema. Com o auxílio de multímetros digitais foram realizadas algumas medidas da tensão gerada ao variar-se a corrente de excitação da máquina síncrona, conforme a Tabela 01. O gráfico da Figura 6.5 mostra a curva de magnetização do gerador (que não é linear), indicando uma não linearidade inerente ao sistema.

$I_{exc.}$ [A]	$V_{ger. ff}$ [v]
1.5	52.0
2.0	88.0
2.5	118.0
3.0	143.0
3.5	166.0
4.0	189.0
4.5	208.0
5.0	227.0
5.1	230.0
5.5	244.0

Tabela 01 – Dados da curva de magnetização do gerador.

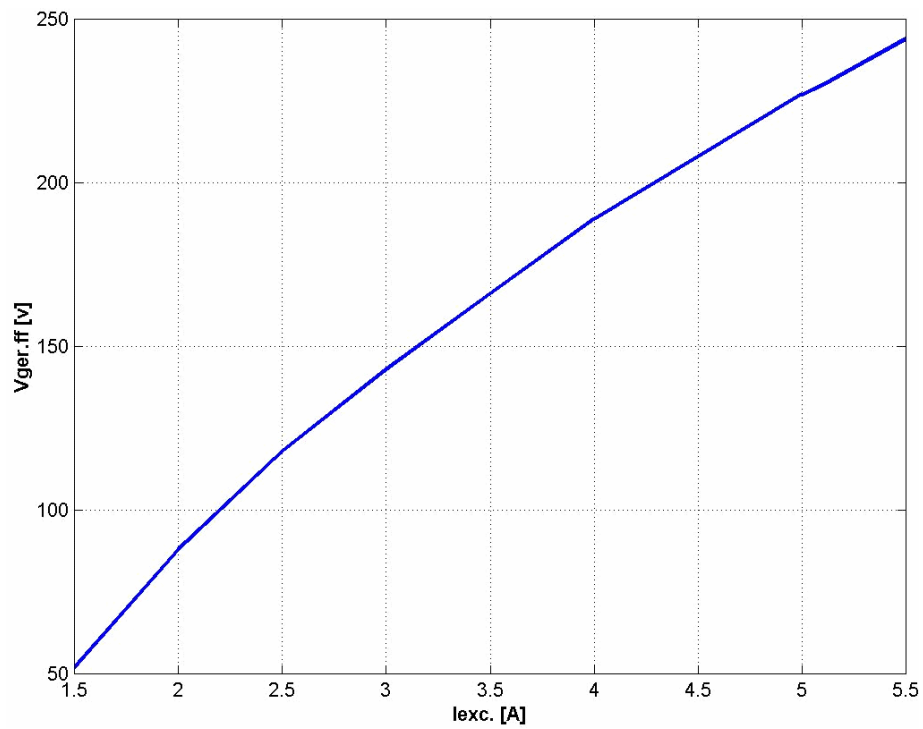


Figura 6.5 – Curva de magnetização.

Outro aspecto interessante a ser mostrado é a curva do transdutor da tensão gerada (Figura 6.6). O transdutor é composto por um transformador de medição e um circuito condicionador de sinais (retificador de sinais e filtro-passa-baixa). Esta curva mostra uma relação linear entre a tensão gerada na máquina síncrona e o respectivo sinal do transdutor (os dados estão disponíveis na Tabela 02). As medidas também foram efetuadas com auxílio de multímetros digitais.

Vger.ff [v]	Vt [v]
42	0.366
90	0.97
115	1.289
156	1.807
185	2.18
211	2.525
219	2.634

Tabela 02 – Dados da curva do transdutor.

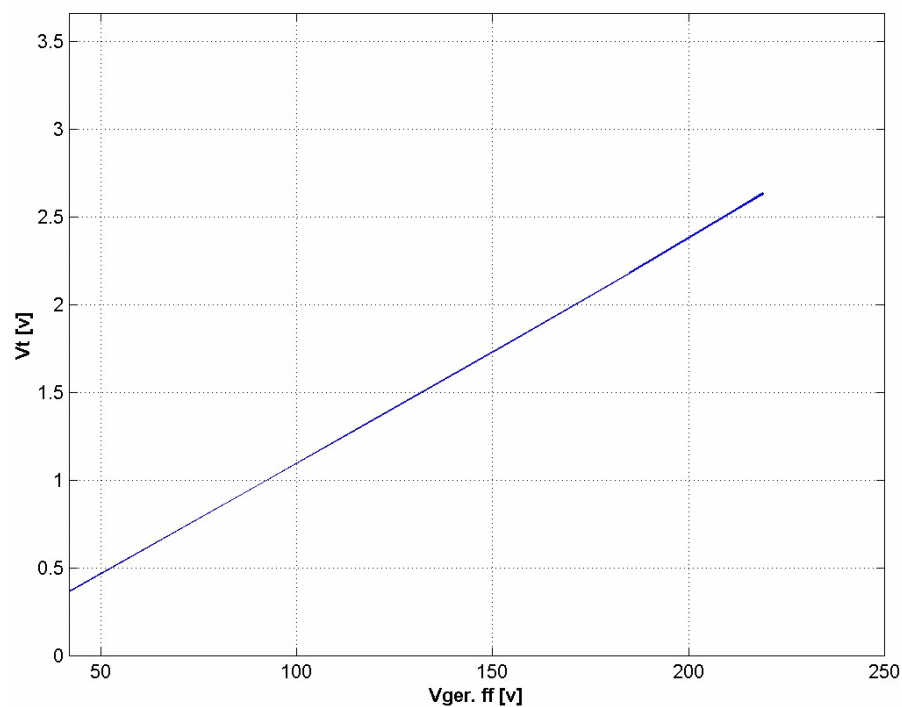


Figura 6.6 - Curva do transdutor.

6.2 – Linearização do Conjunto Circuito de Disparo e Ponte Tiristorizada.

Deseja-se uma relação linear entre o sinal de controle (u) proveniente do D/A que comanda o circuito de disparo, e a tensão retificada de excitação (V_{exc}), ou seja:

$$V_{exc} = (1.35)V_{ff}u/5 \quad . \quad (6.1)$$

Para cada intensidade de u tem-se uma tensão V_{exc} associada desejada:

$$\begin{aligned} u = 0.0 & \rightarrow V_{exc} = 0 ; \\ u = 2.5 & \rightarrow V_{exc} = \text{Max}/2 ; \\ u = 5.0 & \rightarrow V_{exc} = \text{Max} . \end{aligned} \quad (6.2)$$

O retificador é expresso por (6.3) e o circuito de disparo por (6.4), onde V_c é o sinal de comando do mesmo, e α é o ângulo de disparo da ponte retificadora controlada.

$$V_{exc} = (1.35)V_{ff}\cos[\alpha], \quad (6.3)$$

$$\alpha = 180(1-V_c/10) \quad . \quad (6.4)$$

De (6.1) e (6.3) vem:

$$u/5 = \cos(\alpha) \quad . \quad (6.5)$$

Substituindo (6.4) em (6.5), tem-se:

$$u/5 = \cos(180(1 - V_c/10)) \quad . \quad (6.6)$$

Isolando V_c de (6.6), obtém-se:

$$V_c = 10(1-(\cos(u/5))/180) \quad . \quad (6.7)$$

Ou seja, a relação resultante entre as variáveis u e V_{exc} é linear como desejado, exemplificando:

$$\begin{aligned} u = 0.0 & \rightarrow V_c = 5.0 \rightarrow \alpha = 90^\circ \rightarrow V_{exc} = 0 ; \\ u = 2.5 & \rightarrow V_c = 6.67 \rightarrow \alpha = 60^\circ \rightarrow V_{exc} = \text{Max}/2 ; \\ u = 5.0 & \rightarrow V_c = 10.0 \rightarrow \alpha = 0^\circ \rightarrow V_{exc} = \text{Max} . \end{aligned} \quad (6.8)$$

A equação (6.7) pode ser representada em diagramas de blocos conforme ilustrado na Figura 6.7, e é facilmente implementada por software visando obter-se uma atuação linear entre o sinal de comando e a tensão de excitação.

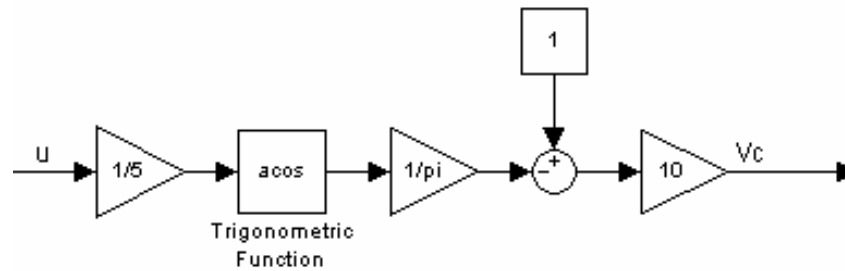


Figura 6.7 - Diagrama de blocos de (6.7) .

6.3 - Identificação do Sistema.

Para simular o processo da bancada e sintonizar os controladores das malhas de controle, é necessário ter-se a função de transferência do sistema. Isto foi realizado através de técnica de identificação de sistemas utilizando o *toolbox* “ident” do *software* Matlab. A partir de uma tabela de medidas da entrada (u) do comando de excitação do sistema (com valores variando no tempo), e do correspondente sinal do transdutor da tensão gerada (V_t), obteve-se a função de transferência do sistema usando o método dos mínimos quadrados em função específica do Matlab chama *arx*, como exemplificado nos comandos abaixo.

```

v = [y(500 : 900) u(500 : 900)]; < Enter >
modelo = arx(v, [2 2 1]); < Enter >
[Nz, Dz] = th2tf(modelo) < Enter >
[Ns, Ds] = d2cm(Nz, Dz, 0.001, 'zoh') < Enter >

```

O sinal da entrada de comando foi ajustado para excitar o gerador em torno do seu valor nominal de operação. O modelo linearizado obtido é representado por uma função de transferência linear de segunda ordem dada pela expressão (6.9), incorporando a função do excitador e do gerador. A não linearidade da curva de magnetização do gerador e os limites de operação da ponte retificadora que alimenta o campo de excitação do mesmo, são modeladas por uma função de saturação com limites em +/- 5.

$$P(s) = N_s / D_s = \frac{2,2526}{0,0006.s^2 + 1,7985.s + 0,8724} \quad (6.9)$$

6.4 - Projeto de um Compensador tipo *Lead/Lag*.

Neste item serão calculados os parâmetros de um compensador tipo avanço/atraso de fase (*Lead/Lag*), cujo objetivo será compensar o processo de geração visando impor determinada característica dinâmica. As especificações desejadas são: margem de fase (MF) de aproximadamente 84°; frequência de cruzamento de ganho (W_{cg}) em torno de 53 [rd/s]; erro em regime permanente de 0,5% para entrada tipo degrau. Para facilitar os cálculos seja a representação da Figura 6.8, onde $C(s)$ é a função do compensador e $P(s)$ a do processo. A variável y é a grandeza controlada, r é a entrada de referência (ou *set point*), e a variável e é o erro da malha de controle. A equação (6.10) modela uma função $C(s)$ *Lead/Lag* básica.

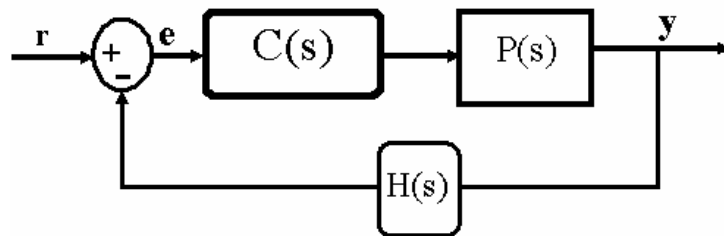


Figura 6.8 - Diagrama de blocos de uma malha de controle típica.

$$\frac{a_1s + a_0}{b_1s + 1} = C(s)_{\text{Lead/Lag}} \quad (6.10)$$

Para calcular os parâmetros do compensador serão usadas expressões conhecidas da teoria de controle [Phillips e Harbor (1996)]. A expressão que relaciona o erro em regime permanente é dada por (6.11), onde n é o número de pólos na origem da função $P(s)$.

$$s^n \cdot K \cdot P(s)_{s=0} = 1/e_{ss} \quad (6.11)$$

De (6.9), fazendo $s = 0$, tem-se:

$$P(s)_{s=0} = \frac{2.2526}{(0.0006)(0)^2 + (1.7985)(0) + 0.8724} = \frac{2.2526}{0.8724} = 2.5821 \quad (6.12)$$

Considerando o erro em regime permanente igual a $e_{ss} = 0.5\%$ e substituindo (6.12) em (6.11):

$$s^0 K (2.5821) = 1/(0.005) \rightarrow K = \frac{(1/0.005)}{2.5821} = 77.46 \quad (6.13)$$

O ângulo θ de compensação é dado por:

$$\theta = -180^\circ + MF - \underbrace{|P(jW_{cg})H(jW_{cg})|}_{\text{}} , \quad (6.14)$$

onde:

$$H(s) = 1_{pu} \rightarrow H(jW_{cg}) = 1 .$$

Substituindo $jW_{cg} = j 53 \text{ rad/s}$ em (6.9), vem (6.15).

$$P(j53) = \frac{2.2526}{(0.0006)(j53)^2 + (1.7985)(j53) + 0.8724} = 0.0237 \angle -90.5^\circ . \quad (6.15)$$

Portanto, substituindo os valores calculados em (6.14) tem-se:

$$\theta = -5.5^\circ . \quad (6.16)$$

As expressões dos parâmetros a_0 , a_1 e b_1 são dados a seguir:

$$a_0 = K ; \quad (6.17)$$

$$a_1 = \frac{1 - a_0 |P(jW_{cg})H(jW_{cg})| \cos \theta}{|P(jW_{cg})H(jW_{cg})| \sin \theta \cdot W_{cg}} ; \quad (6.18)$$

$$b_1 = \frac{\cos \theta - a_0 |P(jW_{cg})H(jW_{cg})|}{\sin \theta \cdot W_{cg}} . \quad (6.19)$$

Substituindo os valores chega-se aos seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} a_0 &= 77.46 ; \\ a_1 &= 6.79 ; \\ b_1 &= 0.16 . \end{aligned} \quad (6.20)$$

Conseqüentemente os parâmetros do controlador são dados por:

$$C(s)_{\text{Lead/Lag}} = \frac{a_1 s + a_0}{b_1 s + 1} = \frac{6.79s + 77.46}{0.16s + 1} . \quad (6.21)$$

Para verificar se as especificações MF e W_{cg} são alcançadas com a função $C(s)$, será obtida a resposta em freqüência do sistema compensado (Figura 6.9).

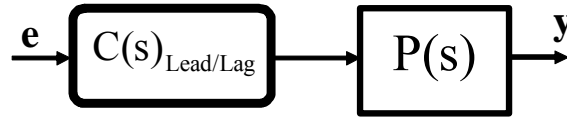


Figura 6.9 - Diagrama de blocos do sistema compensado.

A função de transferência em malha aberta do sistema é dada por:

$$\begin{aligned}
 FT_{C_{\text{Lead/Lag}}P} &= \frac{(6.79s + 77.46)}{(0.16s + 1)} \cdot \frac{2,2526}{(0.0006s^2 + 1.7985s + 0.8724)} = \\
 &= \frac{15.29s + 174.49}{0.0001s^3 + 0.2907s^2 + 1.9392s + 0.8724} \quad (6.22)
 \end{aligned}$$

Utilizando os comandos do Matlab abaixo obtém-se o diagrama de Bode de (6.22), ilustrado na Figura 6.10.

```

num = [15.287 174.4864] << Enter >>
den = [0.0001 0.2907 1.9392 0.8724] << Enter >>
bode(num, den) << Enter >>

```

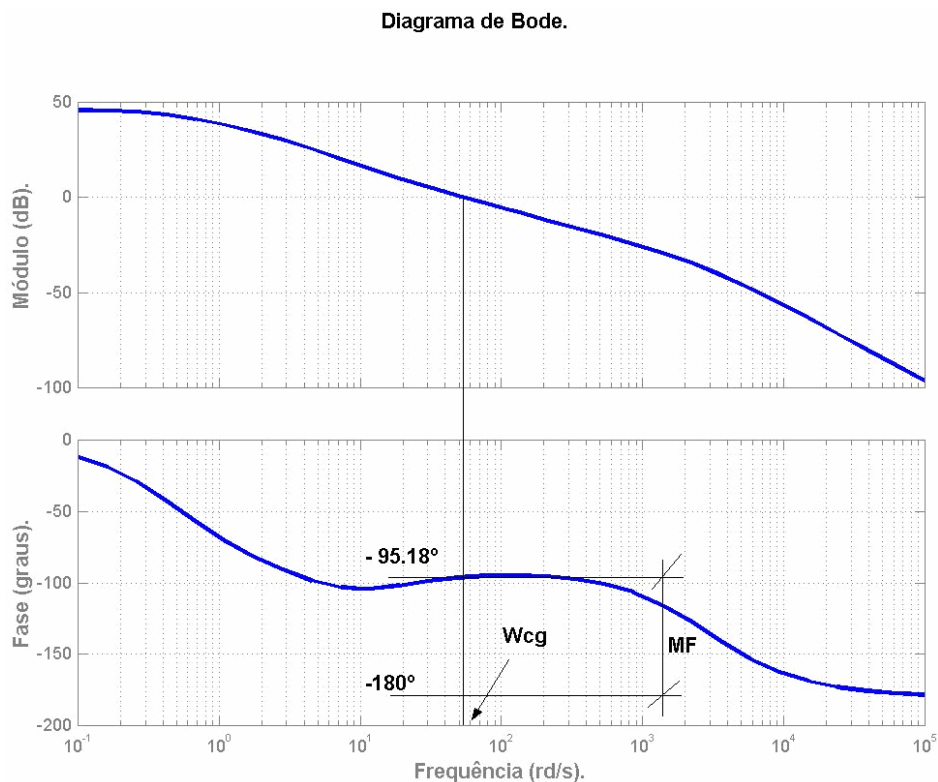


Figura 6.10 – Resposta em frequência de (6.22) .

Verificando a Fig.6.10, obtêm-se os valores:

$$\begin{aligned} MF &= 180^\circ - 95.18^\circ = 84.82^\circ ; \\ W_{cg} &= 53.7 \text{rd/s.} \end{aligned} \quad (6.23)$$

Comparando os valores de (6.23) com os valores especificados de MF e W_{cg} , conclui-se que as especificações da malha de controle foram razoavelmente atingidas. A simulação no Simulink do Matlab da malha de controle no domínio do tempo é mostrada na Figura 6.11. O bloco de saturação representa a não linearidade da curva de magnetização do gerador e os limites de operação da ponte retificadora que alimenta a excitação do mesmo.

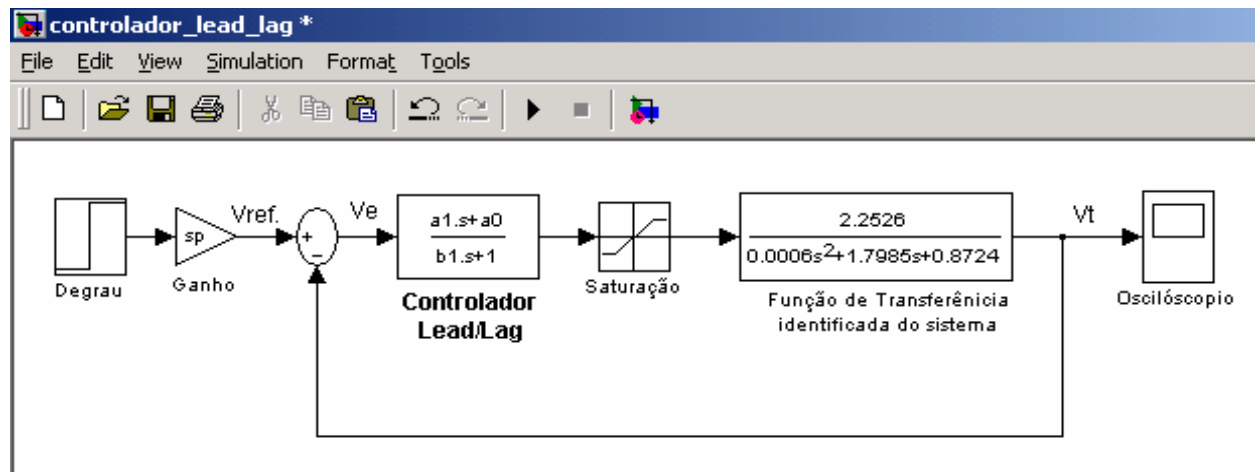


Figura 6.11 – Programa de simulação da malha de controle com o compensador *Lead/Lag*.

A Figura 6.12 ilustra respostas dinâmicas normalizadas da malha de controle para alguns valores de *set point* (sp) ou de referência de entrada. Verifica-se que as respostas variam com a intensidade de entrada devido a não linearidade (saturação) da malha de controle. Os valores de máximo pico estão na faixa de 12 a 15% e os valores de tempo de acomodação ficaram em torno de 0,7 [s]. É conhecido que em sistemas que contenham não linearidades, as respostas da saídas dependem das intensidades das suas entradas. Neste contexto dependendo da não linearidade, a utilização de controladores convencionais pode resultar em respostas bem diferentes das especificadas.

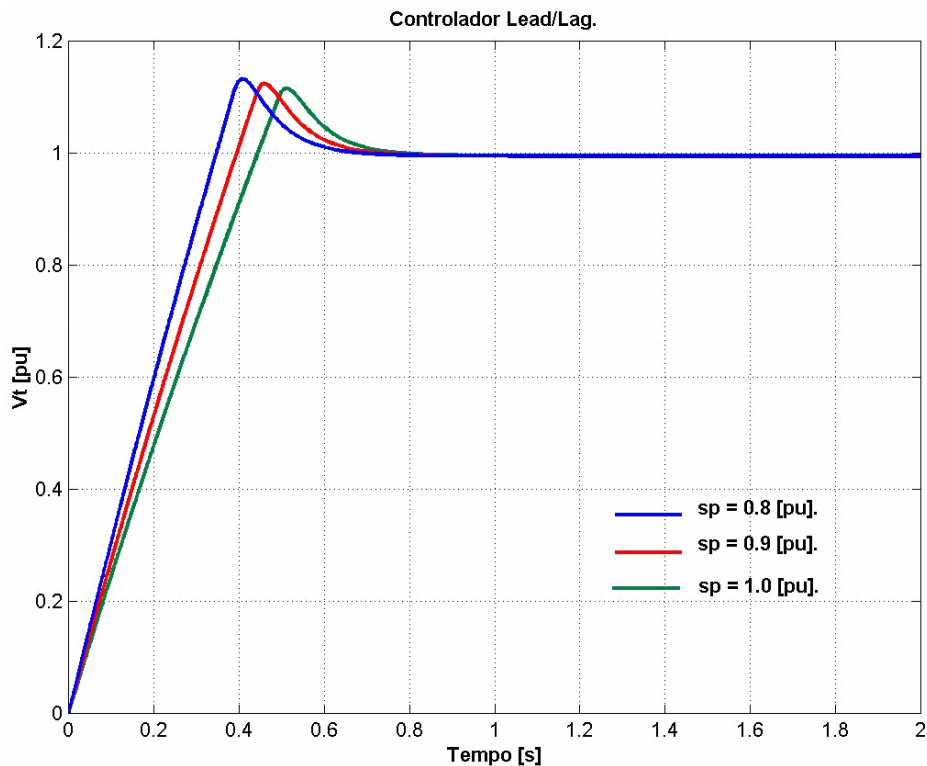


Figura 6.12 – Simulação do sistema utilizando controlador *Lead/Lag*.

6.5 - Projeto de um Controlador PI.

Neste item será calculado os ganhos de um controlador PI (Proporcional-Integral) para os mesmos valores de MF e W_{cg} do item 6.4. Considerando $K_i = 2.5$ para impor um erro em regime permanente de aproximadamente 15% para entrada tipo rampa (para entrada degrau o erro em regime será nulo, pois a parte integral do compensador insere um pólo na origem do sistema). Usando expressões conhecidas da teoria de controle [Phillips e Harbor (1996)], e com $H(s) = 1\text{pu} \rightarrow H(jW_{cg}) = 1$, têm-se:

$$C(s)_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} ; \quad (6.24)$$

$$K_p = \frac{\cos \theta}{|P(jW_{cg})H(jW_{cg})|} ; \quad (6.25)$$

$$\theta = -180^\circ + MF - \underline{|P(jW_{cg})H(jW_{cg})|} . \quad (6.26)$$

Logo:

$$\begin{aligned}
 P(j\omega_{cg}) = P(j53) &= \frac{2.2526}{(0.0006)(j53)^2 + (1.7985)(j53) + 0.8724} = \\
 &= \frac{2.2526}{-0.813 + j95} = 0.0237 \angle -90.5^\circ.
 \end{aligned}
 \tag{6.27}$$

Substituindo os dados em (6.26), vem:

$$\theta = -5.5^\circ. \tag{6.28}$$

Logo, em (6.25) tem-se:

$$K_p = \frac{\cos(-5.5)}{(0.0237)(1)} = 41.97. \tag{6.29}$$

Finalmente, substituindo em (6.24), tem-se a função do controlador PI:

$$C(s)_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} = 41.97 + \frac{2.5}{s} = \frac{41.97s + 2.5}{s}. \tag{6.30}$$

Para verificar se as especificações MF e ω_{cg} são alcançadas com a função $C(s)$, será obtida a resposta em frequência do sistema compensado (Figura 6.13).

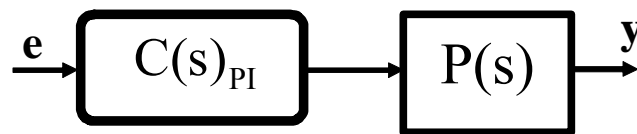


Figura 6.13 - Diagrama de blocos do sistema compensado.

A função de transferência equivalente em malha aberta do sistema (Figura 6.13) é dada por:

$$\begin{aligned}
 FT_{C_{PI}G} &= \frac{(41.97s + 2.5)}{s} \cdot \frac{2.2526}{(0.0006s^2 + 1.7985s + 0.8724)} = \\
 &= \frac{83.94s + 5.6315}{0.0006s^3 + 1.7985s^2 + 0.8724s}.
 \end{aligned}
 \tag{6.31}$$

Utilizando os comandos de linha do Matlab abaixo obtém-se o diagrama de Bode de (6.31), dado pela Figura 6.14.

```
num = [77.04 5.6315] << Enter >>
den = [0.0006 1.7985 0.8724 0] << Enter >>
bode(num,den) << Enter >>
```

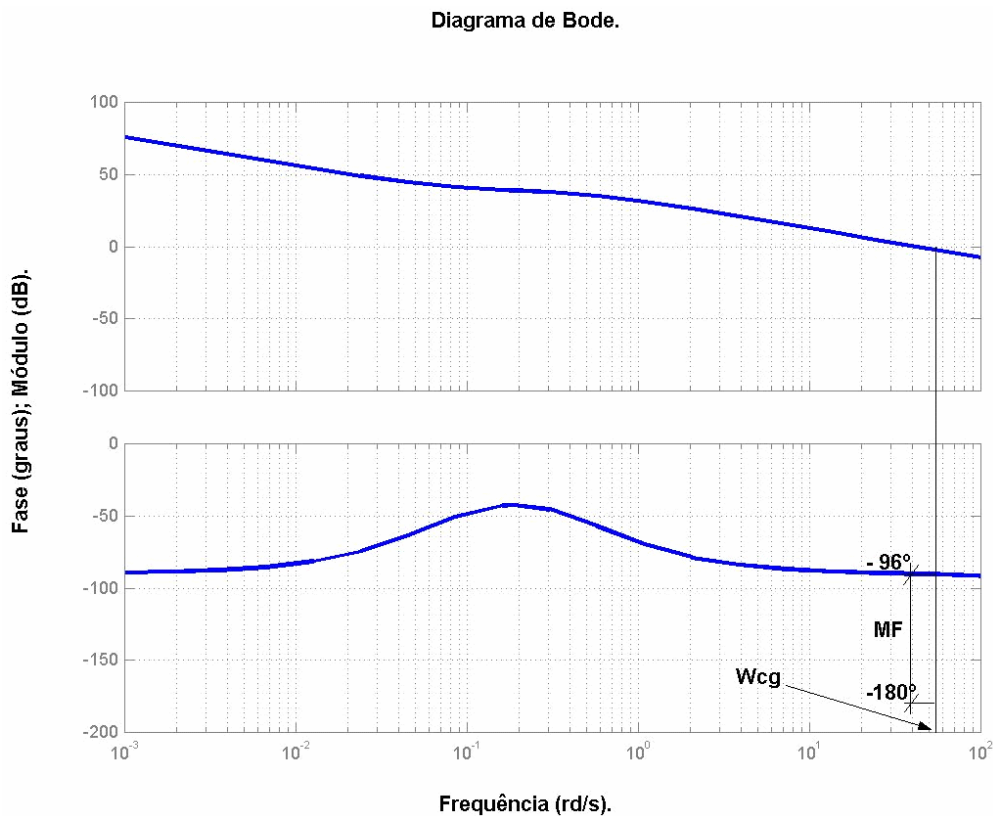


Figura 6.14 – Diagrama de Bode de (6.31) .

Verificando a Figura 6.14, obtêm-se os seguintes valores:

$$\begin{aligned} MF &= 180^\circ - 96^\circ = 84^\circ ; \\ W_{cg} &= 53 \text{rd/s.} \end{aligned} \quad (6.32)$$

Comparando os valores de (6.32) com as especificações de MF e W_{cg} , conclui-se que a compensação com o PI também foi alcançada. A simulação através do *Simulink* da malha de controle com o compensador PI está ilustrada na Figura 6.15.

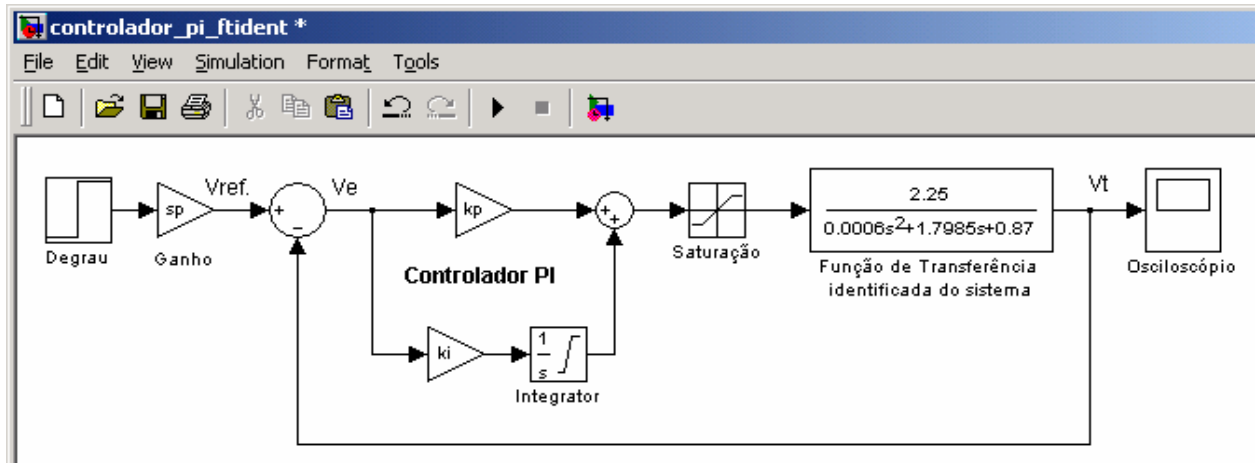


Figura 6.15 – Programa de simulação da malha de controle com o controlador PI.

A Figura 6.16. ilustra respostas dinâmicas normalizadas da malha de controle para alguns valores de *set point* (*sp*) ou de referência de entrada. As respostas variam um pouco com a intensidade de entrada devido a não linearidade (saturação) da malha de controle. Os valores de máximo pico são praticamente nulos e os valores de tempo de acomodação de até 0.45 [s].

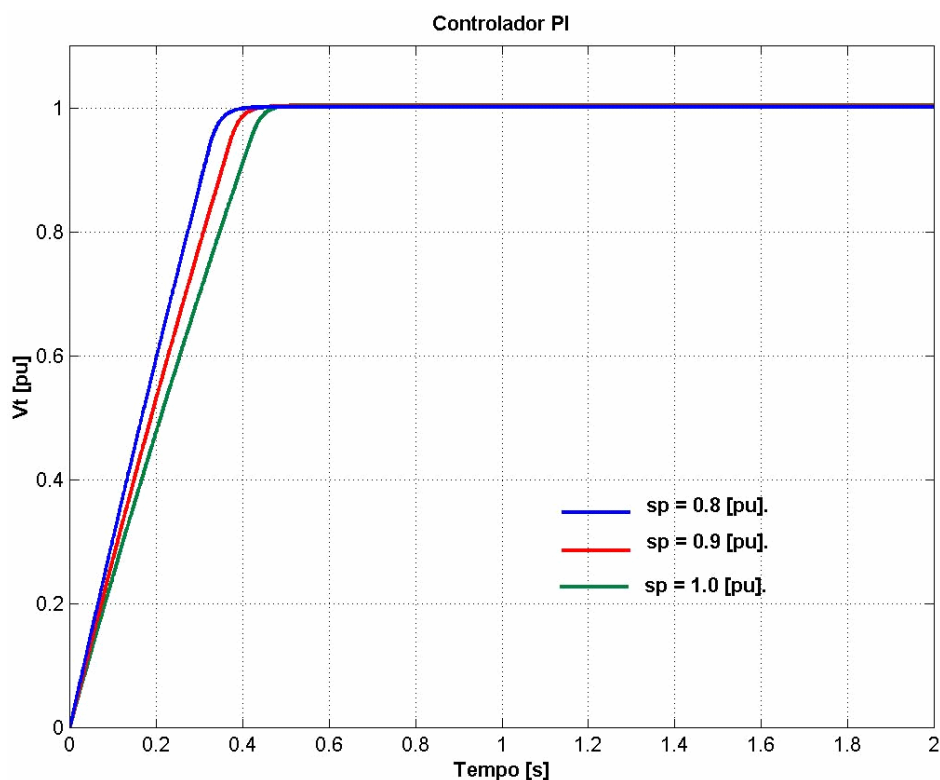


Figura 6.16 – Simulação do sistema utilizando controlador PI.

6.6 - Projeto de um Controlador VSC tipo *Sliding Mode*.

Neste item será projetado um controlador VSC utilizando a técnica de modo deslizante. O diagrama de blocos da malha de controle está ilustrado na Figura 6.17, onde τ é a constante de tempo do integrador. A explicação do bloco integrador em série com o controlador *sliding mode* foi mostrada no capítulo 5.

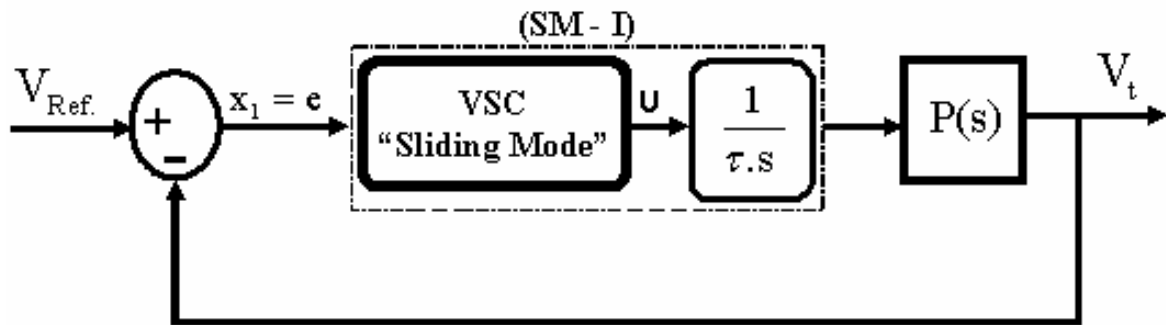


Figura 6.17 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando controlador VSC com SM - I.

De (6.9), que é a função de transferência identificada do sistema real, dividindo o numerador e o denominador por 2.2526, obtém-se (6.33).

$$P(s) = Ns/Ds = \frac{2.2526}{0.0006s^2 + 1.7985s + 0.8724} = \frac{1}{0.0002s^2 + 0.7984s + 0.3873} \quad (6.33)$$

O coeficiente 0.0002 é bem pequeno em relação aos outros e pode ser desprezado. Isto pode ser justificado pelos pólos da função $P(s)$ que são -0.4852 e -3991.5 . A relação entre os coeficientes $0.3873/0.7984$ é 0.4851 , que é uma aproximação bem razoável da raiz mais próxima da origem (-0.4852) da planta, assim pode-se reduzir (6.33) em uma equação de primeira ordem, conforme (6.34).

$$P(s) \approx P(s)^* = N/D = \frac{1}{0.7984s + 0.3873} \quad (6.34)$$

Outra maneira de verificar a aproximação realizada em (6.34), é comparando as respostas em frequência de $P(s)$ e $P(s)^*$, conforme Figuras 6.18(a) e (b), respectivamente. Observando as semelhanças dos gráficos é fácil notar que a aproximação é boa.

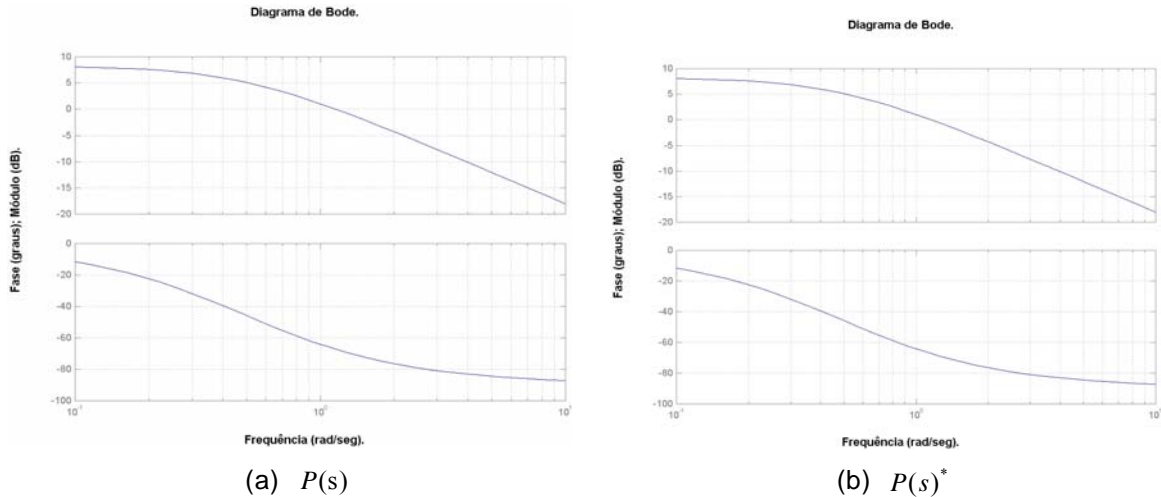


Figura 6.18 – Resposta em Frequência de P(s) e P(s)*.

A malha resultante está ilustrada na Figura 6.19, considerando $P(s)^* = P(s)$ e (6.35).

$$K_i = \frac{1}{\tau} \quad (6.35)$$

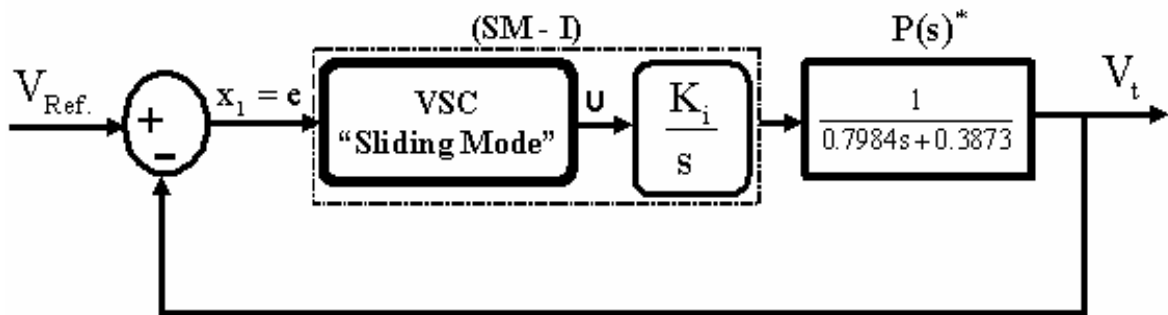


Figura 6.19 – Diagrama de blocos simplificado da malha de controle utilizando o controlador VSC com SM - I.

A representação das equações de variáveis de estado da Figura 6.17 pode ser expressas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & (-0.4851) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (1.2525) \cdot K_i \end{bmatrix} \cdot u \quad (6.36)$$

Onde a matriz característica A e a matriz de entrada B do sistema são:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & (-0.4851) \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ (1.2525) \cdot K_i \end{bmatrix}; \quad (6.37)$$

$$x_1 = e = V_{ref} - V_t; \quad x_2 = \frac{dV_t}{dt} \quad (6.38)$$

A superfície deslizante pode ser vista analisando o plano de fase da Figura 6.20, onde a superfície (linha) é descrita como:

$$\begin{aligned}
 s(x) = s_1 \cdot x_1 + s_2 \cdot x_2 = 0 &\rightarrow s(x) = c \cdot x_1 + \dot{x}_1 = 0; \\
 \text{onde: } \dot{x}_1 = -x_2; & \\
 G = [s_1 \ s_2]; & \\
 s_1 = c; & \\
 s_2 = -1. &
 \end{aligned}
 \tag{6.39}$$

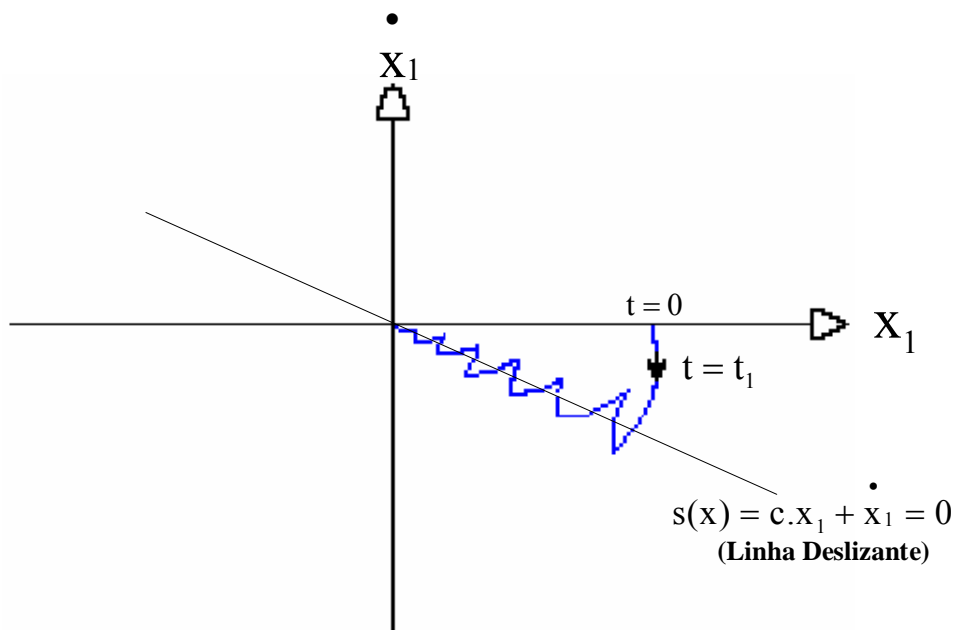


Figura 6.20 - Plano de fase e inclinação da superfície (linha) deslizante.

No capítulo 5 foi mostrado que o desenvolvimento do projeto de sistemas de controle baseados na introdução de modos deslizantes em sistemas descontínuos é realizado em duas etapas básicas. Numa primeira etapa, as superfícies de descontinuidades $s(x, t)$ são determinadas a partir da dinâmica desejada para o sistema, onde:

$$\dot{x} = f - B(G \cdot B)^{-1} \cdot G \cdot f \quad \text{onde: } \dot{x}(t) = \bar{A}_{eq} \cdot x(t). \tag{6.40}$$

Substituindo os valores das matrizes (6.37) em (6.40), onde $f = A \cdot x(t)$ e $G = [s_1 \ s_2]$, tem-se:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix} \cdot x(t) \rightarrow \bar{A}_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix}. \tag{6.41}$$

A equação característica polinomial é dada por:

$$\pi_A(\lambda) = \left| \bar{A}_{eq} - \lambda \cdot \bar{I} \right| = 0 ; \quad (6.42)$$

onde: $\bar{I} \rightarrow$ Matriz identidade ;
 $\lambda \rightarrow$ Autovalor .

Logo:

$$\pi_A(\lambda) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & \frac{s_1}{s_2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda & -1 \\ 0 & \left(\frac{s_1}{s_2} - \lambda \right) \end{bmatrix} = \lambda \cdot \left(\lambda - \frac{s_1}{s_2} \right) = 0 \rightarrow \begin{cases} \lambda = 0; \\ \lambda = \frac{s_1}{s_2} = \frac{c}{-1} = -c. \end{cases} \quad (6.43)$$

Foi comentado que várias leis de controle podem ser usadas para forçar o sistema deslizar sobre a superfície deslizando especificada. A lei de controle que proporciona uma resposta rápida é:

$$u = \psi_1 \cdot x_1 + \psi_2 \cdot \dot{x}_1 ; \quad (6.44)$$

onde:

$$\psi_1 = \begin{cases} k_{1a} & \text{se } s \cdot x_1 > 0. \\ k_{1b} & \text{se } s \cdot x_1 < 0. \end{cases} \quad (6.45)$$

$$\psi_2 = \begin{cases} k_{2a} & \text{se } s \cdot \dot{x}_1 > 0. \\ k_{2b} & \text{se } s \cdot \dot{x}_1 < 0. \end{cases}$$

Os valores dos ganhos (ψ_1, ψ_2) podem ser obtidos baseando-se na condição de existência de modos deslizantes:

$$\lim_{s(x) \rightarrow 0^-} \dot{s}(x) > 0 \quad \lim_{s(x) \rightarrow 0^+} \dot{s}(x) < 0 , \quad (6.46)$$

ou na forma equivalente aplicada nas vizinhanças de (6.47).

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 . \quad (6.47)$$

Derivando (6.39) vem

$$\dot{s}(x) = c \cdot \dot{x}_1 - \dot{x}_2 ; \quad (6.48)$$

onde:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -x_2 ; \\ \dot{x}_2 &= (-0.4851)x_2 + (1.2525)K_i \cdot u . \end{aligned} \quad (6.49)$$

Logo, substituindo \dot{x}_2 em (6.48), tem-se:

$$\dot{s}(x) = c \cdot \dot{x}_1 + (0.4851) \cdot x_2 - (1.2525)K_i \cdot u . \quad (6.50)$$

Substituindo (6.44) em (6.50):

$$\dot{s}(x) = x_1 [(-1.2525)K_i \cdot \psi_1] + \dot{x}_1 [c - 0.4851 - (1.2525)K_i \cdot \psi_2] . \quad (6.51)$$

Portanto, substituindo (6.51) em (6.47), tem-se:

$$s \cdot \dot{s}(x) = s \cdot x_1 [(-1.2525)K_i \cdot \psi_1] + s \cdot \dot{x}_1 [c - 0.4851 - (1.2525)K_i \cdot \psi_2] < 0 . \quad (6.52)$$

Analisando a condição (6.52), tem-se:

Se $s \cdot x_1 > 0$:

$$(-1.2525) \cdot K_i \cdot \psi_1 < 0 \rightarrow \psi_1 > 0 , \text{ onde: } \psi_1 = k_{1a} .$$

Se $s \cdot x_1 < 0$:

$$(-1.2525) \cdot K_i \cdot \psi_1 > 0 \rightarrow \psi_1 < 0 , \text{ onde: } \psi_1 = k_{1b} .$$

Se $s \cdot \dot{x}_1 > 0$:

$$c - 0.4851 - (1.2525) \cdot K_i \cdot \psi_2 < 0 \rightarrow \psi_2 > \frac{c - 0.4851}{(1.2525) \cdot K_i} , \text{ onde: } \psi_2 = k_{2a} .$$

Se $s \cdot \dot{x}_1 < 0$:

$$c - 0.4851 - (1.2525) \cdot K_i \cdot \psi_2 > 0 \rightarrow \psi_2 < \frac{c - 0.4851}{(1.2525) \cdot K_i} , \text{ onde: } \psi_2 = k_{2b} .$$

(6.53)

Logo, a condição de existência pode ser satisfeita se:

$$k_{1b} < 0 < k_{1a} ; \quad (6.54)$$

$$k_{2b} < \frac{c - 0.4851}{(1.2525)K_i} < k_{2a} .$$

A simulação da malha com a lei de controle do VSC está representada na Figura 6.21. Com os valores dos ganhos (6.55) ajustados conforme as deduções, e fazendo $s_1 = 1 = c$, $K_i = 2.5$, $K_d = 1.0$, $T_D = 0.01$, obtêm-se as respostas dinâmicas normalizadas da malha de controle no domínio do tempo (Figura 6.22). Como o processo é um sistema de ordem reduzida (segunda ordem) utilizou-se um derivador (com os parâmetros K_d e T_D) para estimar a segunda variável de estado x_2 . Este método de estimação é relativamente simples de ser implementado, porém pode ser mais sensível a ruídos comparado à estimação por observadores de estado ou filtros de Kalman. A constante de tempo do derivador (T_D) deve ser escolhida de tal forma que seja menor do que a constante de tempo da superfície deslizante ($1/c$). Os valores da referência de entrada foram 0.8, 0.9 e 1 [pu]. Os valores de máximo pico foram praticamente nulos e os valores de tempo de acomodação vão até 0.43 [s]. Das curvas obtidas verifica-se que praticamente não houve muita influência dos valores da intensidade de entrada, indicando uma boa robustez da malha de controle em modo deslizante mesmo na presença de não linearidades.

$$\begin{aligned} k_{1a} &= 0.5 ; & k_{1b} &= -0.5 ; \\ k_{2a} &= 15 ; & k_{2b} &= -15 . \end{aligned} \quad (6.55)$$

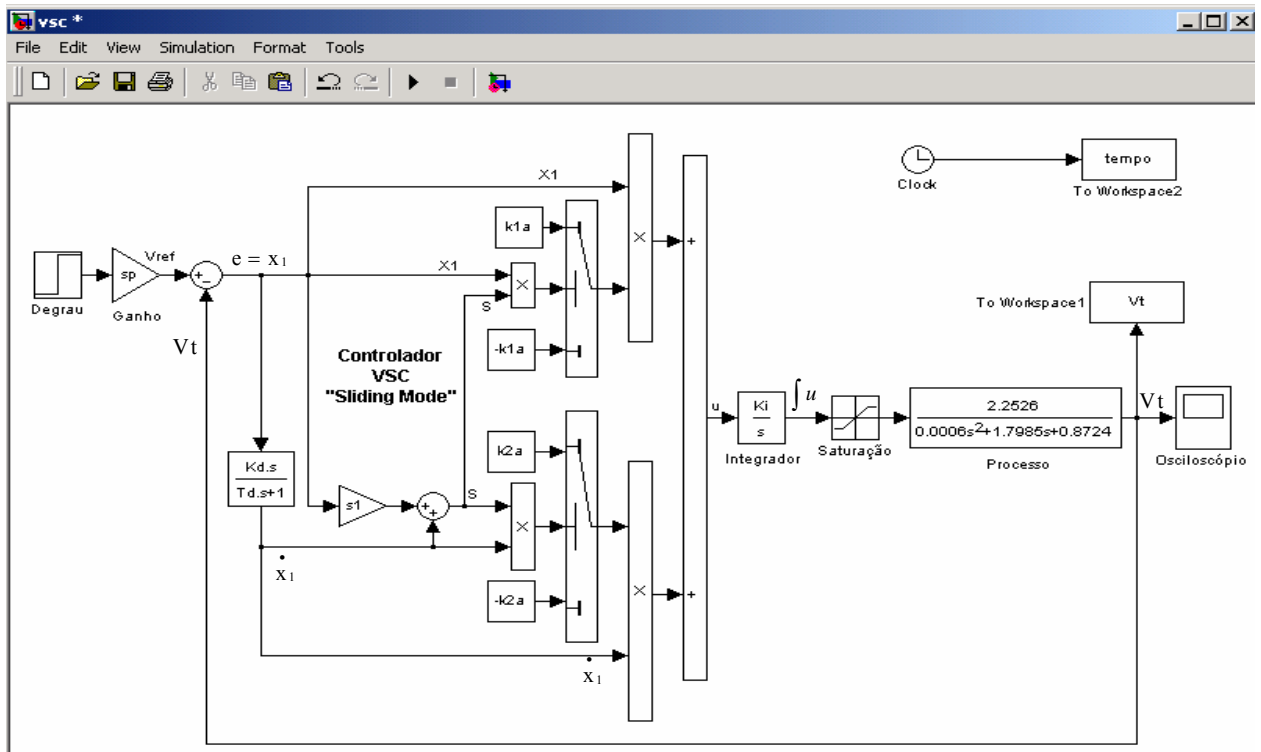


Figura 6.21 – Programa de simulação do sistema utilizando controlador VSC.

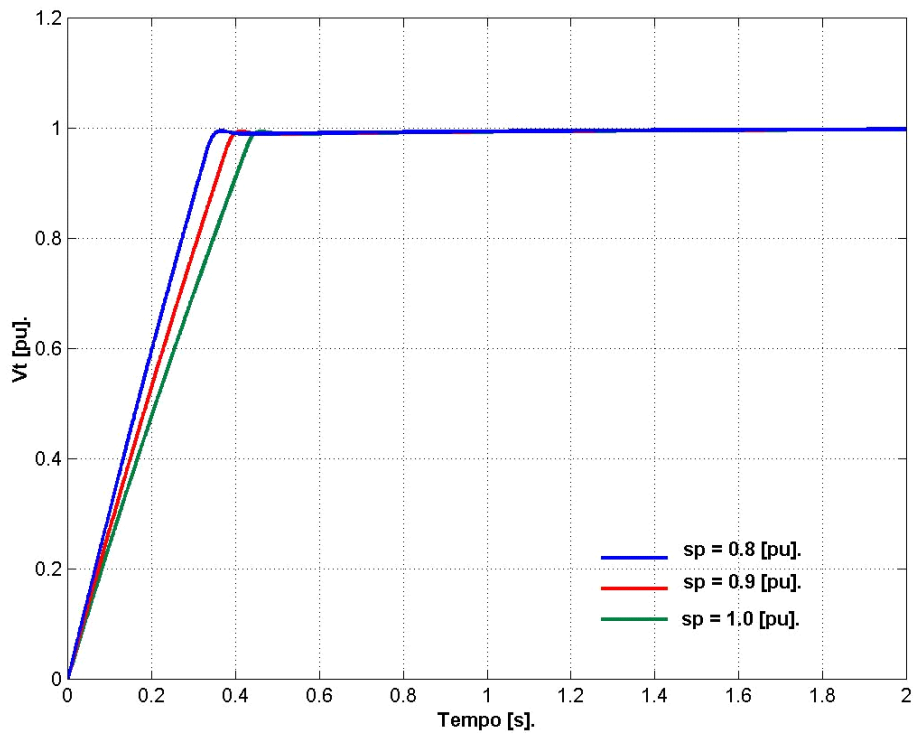


Figura 6.22 – Resultados das simulações da malha de controle com o controlador VSC.

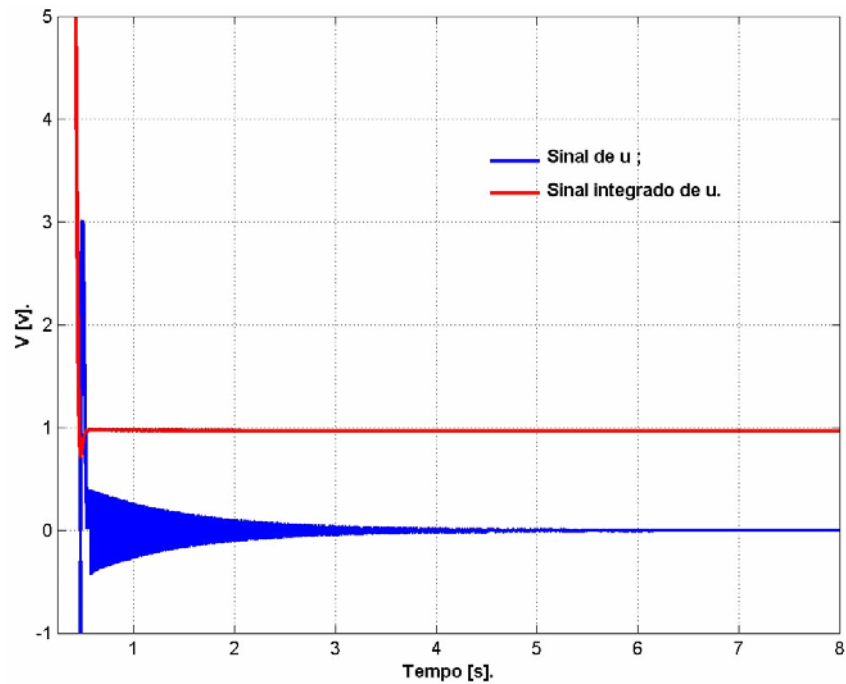


Figura 6.23 – Sinal de comando u do VSC e sinal depois do integrador da malha.

A Figura 6.23 mostra o sinal de u antes e depois do integrador. O efeito do chaveamento dos ganhos pode ser visto nas variações do sinal de comando u do VSC.

A Figura 6.24 mostra resultados das simulações com $sp = 1$ [pu] e variando-se os valores de c (ou s_1). O objetivo é verificar a influência deste parâmetro na resposta dinâmica do sistema.

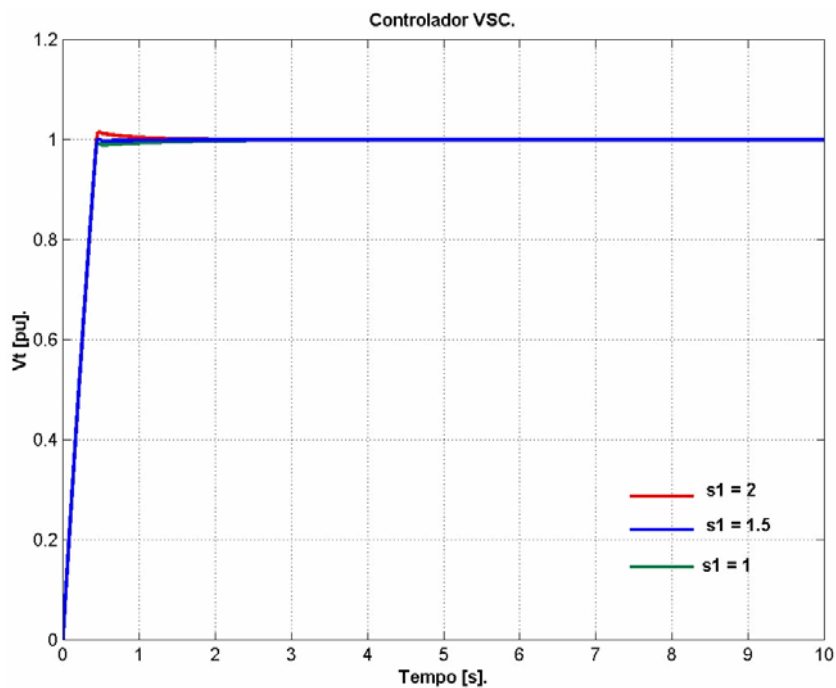


Figura 6.24 – Simulação da malha de controle com VSC variando-se s_1 .

O plano de fase para variações em s_1 é mostrado na Figura 6.25.

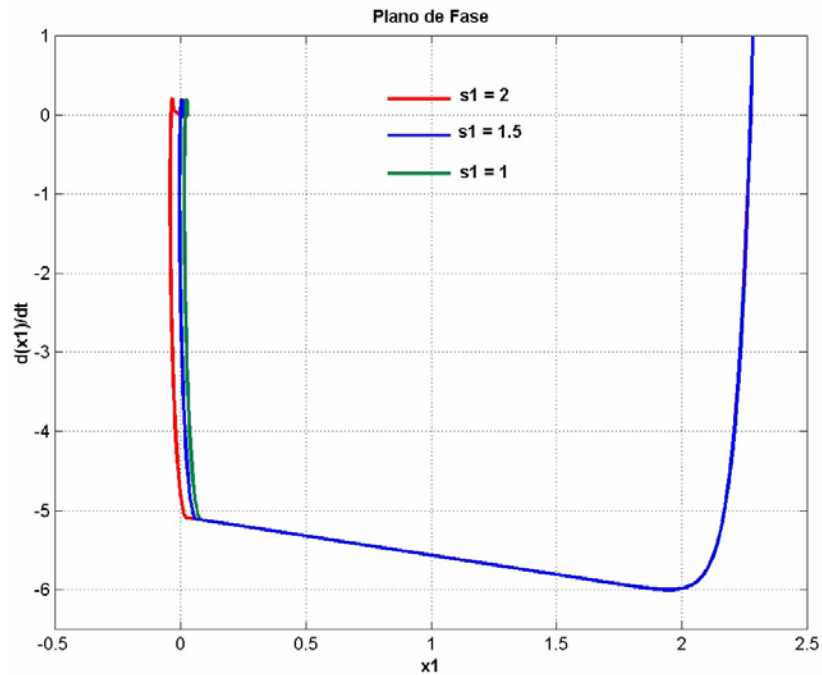


Figura 6.25 – Plano de fase variando-se s_1 .

Ao ampliar a Figura 6.24 observa-se melhor as respostas dinâmicas no domínio do tempo, conforme apresentado pela Figura 6.26, Figura 6.27 e Figura 6.28, onde as duas primeiras destacam a resposta transitória, enquanto que a terceira busca mostrar com maior nitidez o erro em regime permanente.

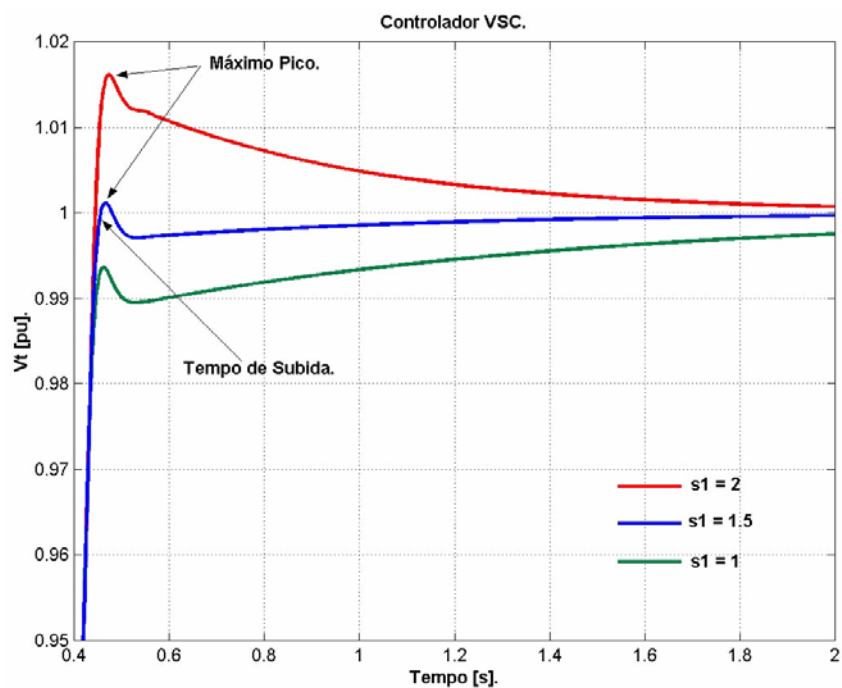


Figura 6.26 - Respostas da malha de controle com VSC variando-se s_1 .

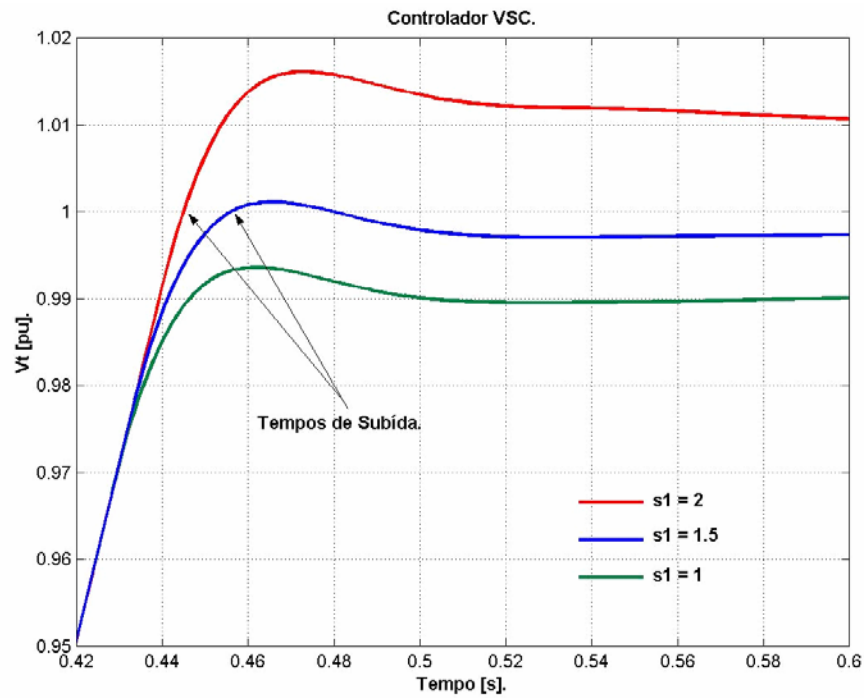


Figura 6.27 - Simulações mostrando os tempos de subida.

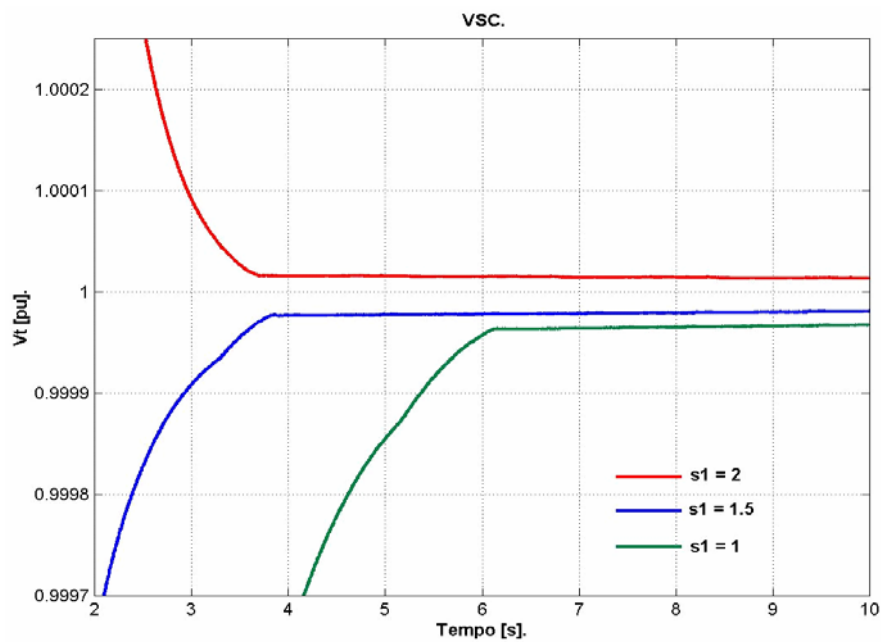


Figura 6.28 – Simulações mostrando os erros em regime permanente.

As curvas com $s_1 = 1.5$ e $s_1 = 2$ apresentam um máximo pico de 0.2 e 1.6% respectivamente, enquanto que para $s_1 = 1$ não ocorre máximo pico. Os pontos dos tempos de subida são mostrados pela Figura 6.27, apresentando uma pequena diferença entre os tempos para as curvas em $s_1 = 1.5$ e $s_1 = 2$, enquanto que para $s_1 = 1$ não existe tempo de subida, já que a curva não atinge o valor de set point ($sp = 1$ [pu]). Os erros em regime permanente das respostas dinâmicas simuladas podem ser visualizados pela Figura 6.28, onde o erro para $s_1 = 1$ é maior comparado com o erro para $s_1 = 1.5$, e este último é maior comparado com o erro para $s_1 = 2$.

Através da inspeção do plano de fase da Figura 6.25 é possível verificar as convergências para modo deslizante, mostrando as superfícies deslizantes $s(x) = 0$ para $s_1 = 1$, $s_1 = 1.5$ e $s_1 = 2$, que são as inclinações das superfícies (linhas), conforme teoria de modos deslizantes vista nos capítulos anteriores. Quando o ponto-sistema passar pela superfície deslizante $s(x) = 0$ (que corresponde a uma reta de inclinação c) este deve entrar em chaveamento, deslizando virtualmente sobre a superfície para o caso ideal. Ou seja, se a frequência de chaveamento e a sensibilidade do sistema de medição forem infinitas, ou então, no caso real, se a frequência de chaveamento e a sensibilidade do sistema de medição forem suficientemente elevadas, manter-se chaveando entre as estruturas numa região muito próxima a superfície (linha) especificada (de tal forma que as trajetórias do sistema apontem sempre para ela). Ampliando o plano de fase da Figura 6.25, obtêm-se Figura 6.29, Figura 6.30 e Figura 6.31.

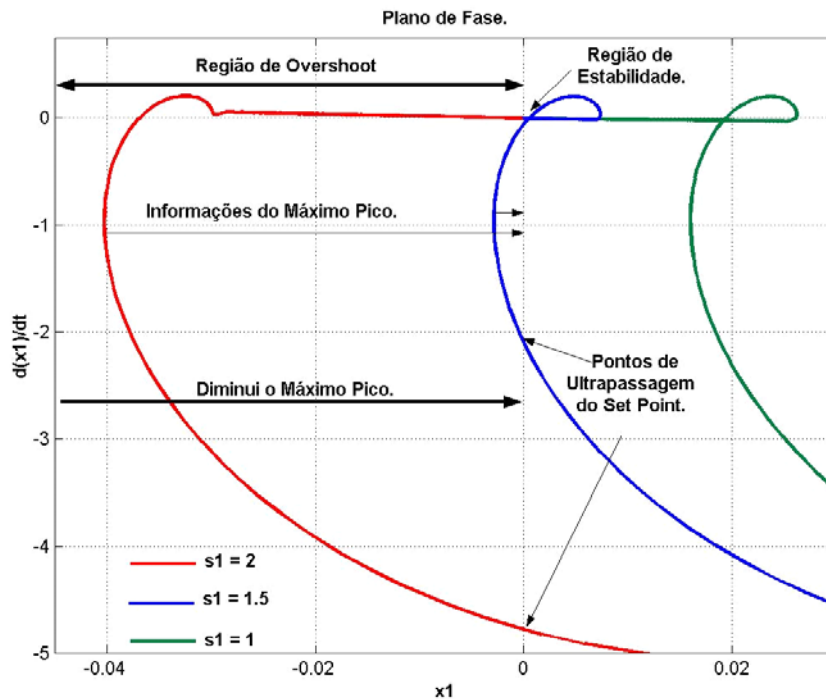


Figura 6.29 – Plano de fase e máximos pico.

Os pontos de máximo pico são mostrados no plano de fase da Figura 6.29, onde a comparação pode ser feita seguindo a conceituação: quanto mais à esquerda do eixo dx_1/dt a curva do sistema atingir, maior será o valor de máximo pico apresentado, e caso a curva não ultrapassar este eixo a resposta não apresentará máximo pico. Logo, analisando o plano de fase da Figura 6.29 pode-se afirmar que a resposta dinâmica da curva em vermelho apresenta um máximo pico superior ao da curva em azul, e a curva em verde não apresenta máximo pico.

Portanto, sempre que a resposta do sistema apresentar máximo pico, o plano de fase irá assumir valores negativos para x_1 .

Ampliando a Figura 6.29 e focando na região próxima ao ponto $(0,0)$, ou região de estabilidade (Figura 6.30), temos as três superfícies deslizantes, cada qual com sua inclinação específica, dada pelo valor de s_1 . É fácil perceber que as inclinações estão de acordo com os valores simulados, ou seja, em verde a inclinação é $c = 1$, em azul a inclinação é $c = 1.5$ e em vermelho a inclinação é $c = 2$. Para todos os três casos analisados, percebe-se claramente que o ponto-sistema entrou em chaveamento ao atingir a sua superfície (linha) deslizante.

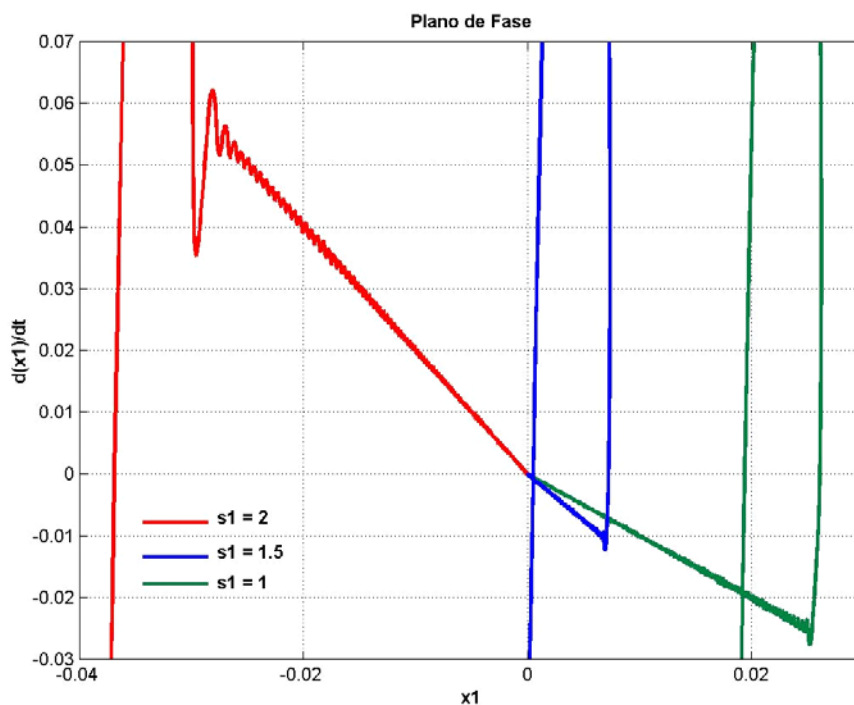


Figura 6.30 – Plano de fase e superfícies (linhas) deslizantes.

Os pequenos erros em regime permanente mostrados na Figura 6.28 podem ser vistos pelo plano de fase da Figura 6.31. Esta figura é idêntica a Figura 6.30, porém foi novamente ampliada buscando destacar a região ainda mais próxima à região de estabilidade. A mesma destaca claramente os erros apresentados para os três casos específicos de s_1 . A comparação pode ser feita conforme a seguinte conceituação: quanto mais afastada estiver a ponta (ou extremidade) da superfície deslizante do eixo dx_1/dt , maior será o valor do erro em regime permanente apresentado. Logo, analisando o plano de fase da Figura 6.31 pode-se afirmar que a curva em verde possui um erro superior às outras duas, e a curva em vermelho possui o menor erro.

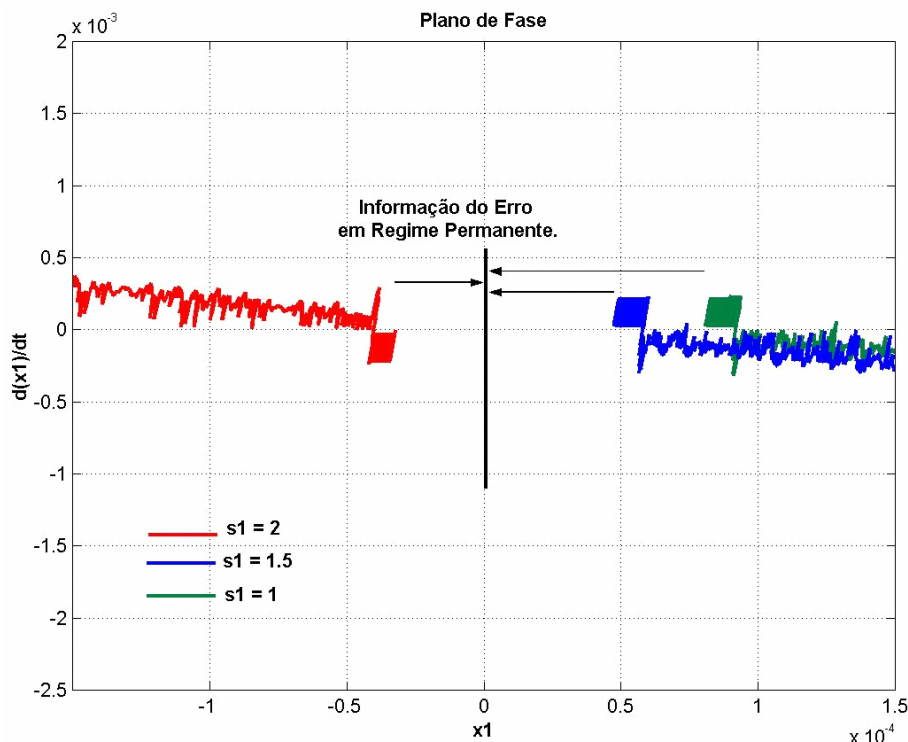


Figura 6.31 – Plano de fase e erros em regime permanente.

Um outro estudo interessante é verificar as influências dos ganhos da lei de controle do VSS sobre as respostas dinâmicas do sistema. Com esse objetivo foram feitas novas simulações para $s_p = 1[\text{pu}]$, $s_1 = 1 = c$, $K_i = 2.5$, $k_{2a} = 15$, $k_{2b} = -15$, $K_d = 1.0$, $T_D = 0.01$ e $\text{sat} = \pm 5$, variando apenas os valores de k_{1a} e k_{1b} , respeitando os intervalos de estabilidade (6.54). As simulações foram realizadas para três casos onde os ganhos são: $k_{1a} = 0.5$, $k_{1b} = -0.5$; $k_{1a} = 5$, $k_{1b} = -5$ e $k_{1a} = 20$, $k_{1b} = -20$. Uma comparação entre as respostas será apresentada.

Observando a Figura 6.32 percebe-se que os ganhos da lei de controle influenciam a resposta do sistema. Aumentando os valores dos ganhos de k_{1a} e k_{1b} o tempo de acomodação também aumenta tornando a resposta da malha mais lenta, mas não apresentando valores de máximo pico em nenhum dos pontos de operação do sistema.

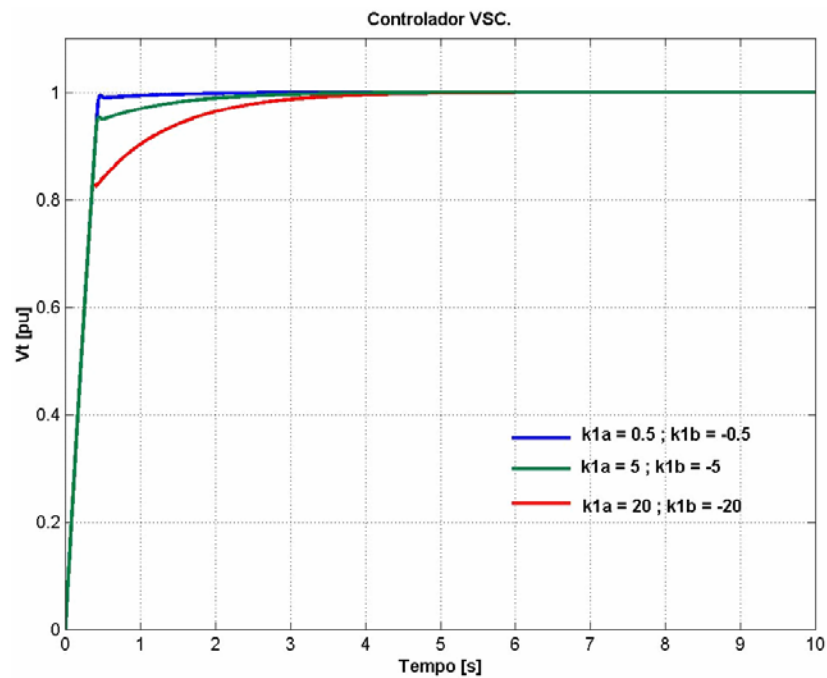


Figura 6.32 – Simulações para diferentes ganhos da lei de controle utilizando VSC.

O plano de fase para estes ganhos é mostrado na Figura 6.33.

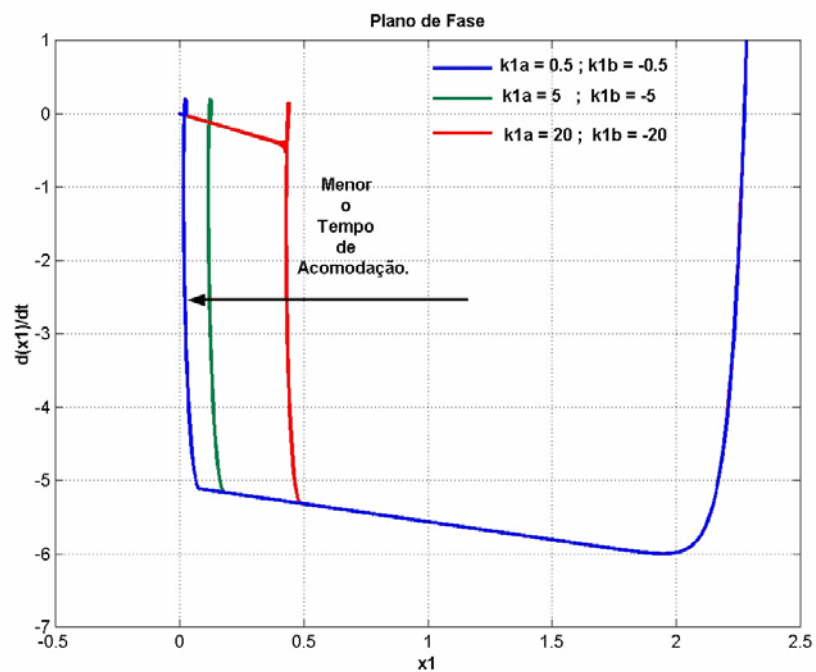


Figura 6.33 – Plano de fase comparando os ganhos da lei de controle de um VSC.

Ao ampliar a região próxima à região de estabilidade (próxima ao ponto (0,0)) da Figura 6.33, têm-se as curvas indicadas na Figura 6.34. Variando apenas os ganhos da lei de controle,

com as inclinações de ambos os casos mantidas ($c = 1$), a região onde o ponto-sistema atinge a superfície deslizante não é a mesma devido as diferença apresentadas entre os valores de tempo de acomodação. O tempo de acomodação da resposta dinâmica do sistema é diretamente proporcional à distância da curva com o eixo dx_1/dt , onde a comparação pode ser feita seguindo a conceituação: quanto mais afastado do eixo dx_1/dt a curva do sistema estiver, maior será o valor do tempo de acomodação apresentado. Logo, analisando o plano de fase da Figura 6.33 pode-se afirmar que a curva em vermelho apresenta um tempo de acomodação superior ao da curva em verde, e esta apresenta um tempo de acomodação superior ao da curva em azul.

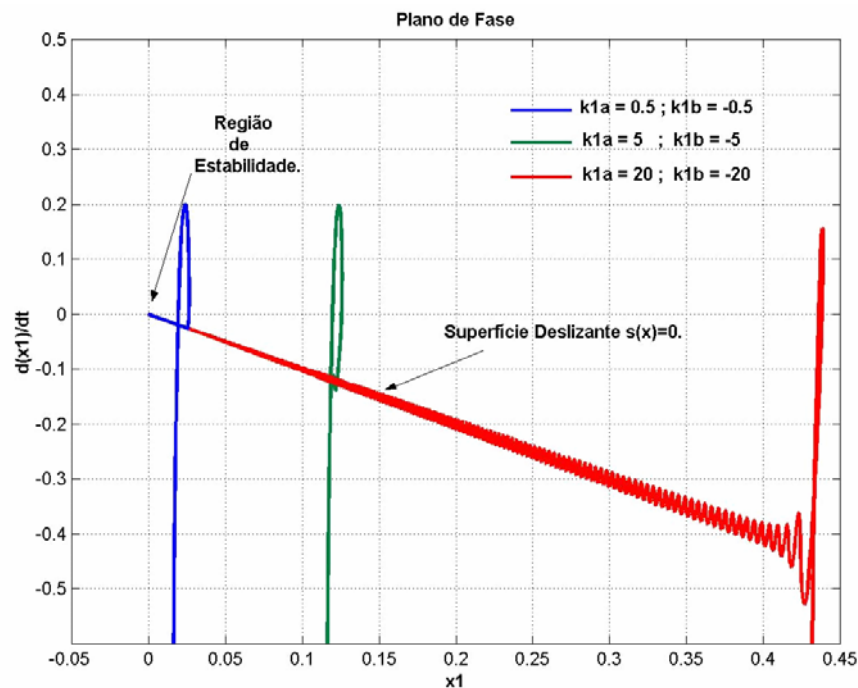


Figura 6.34 – Plano de fase e superfície deslizante.

6.7 - Ensaio Práticos.

Neste item serão apresentados resultados de ensaios práticos usando a bancada experimental. As implementações reais das funções de controle (Lead/Lag, PI e Modo Deslizante) foram realizadas através do ambiente Simulink. A partir da versão 5.3 do Matlab é possível implementar várias funções em tempo real utilizando-se de placas de aquisição de dados comerciais. Empregando um *toolbox* chamado *Real Time* é possível usar *drivers* de coleta de dados de placas de aquisição e processar os dados em tempo real. Nos ensaios foi escolhido um tempo de varredura de 0.001 [s]. Nos diagramas de blocos das implementações em Simulink o

bloco de nome *Adapter* é o *driver* de comunicação da placa de aquisição de dados. O bloco *RT In* é a entrada analógica que está ligada ao transdutor da tensão do gerador. O bloco *RT Out* é a saída analógica que comanda o circuito de disparo da ponte retificadora de excitação do gerador. Nestes blocos de entrada e saída analógicas os dados são normalizados na faixa de +/-1. Como os sinais da placa de aquisição de dados estão na faixa de 0 a 5 e 0 a 10 [V], são necessários alguns processamentos para adequar os valores. A linearização comentada no item 6.2 e ilustrada na Figura 6.7 está presente nas implementações práticas das malhas dos controles *Lead/Lag*, PI e SM-I.

6.7.1 – Ensaios Práticos com Controlador *Lead/Lag*.

A implementação da malha de controle com um compensador *Lead/Lag* (muito usado na prática em regulação de tensão de geradores elétricos), foi realizada usando o Simulink em tempo real, e está indicada na Figura 6.35. O bloco do controlador está representado pelos parâmetros a_0 , a_1 e b_1 (devidamente calculados no item 6.4). Os blocos de saturação no diagrama limitam os valores práticos da saída analógica da placa de aquisição de dados.

A Figura 6.36 mostra as respostas reais normalizadas desta malha de controle para valores de referência de entrada (*set point*) em 0.8, 0.9 e 1 [pu], estando o gerador com carga nominal. As respostas dinâmicas são diferentes (para os valores de referência em questão), devido a não linearidade da curva de magnetização do gerador e da saturação da ponte retificadora.

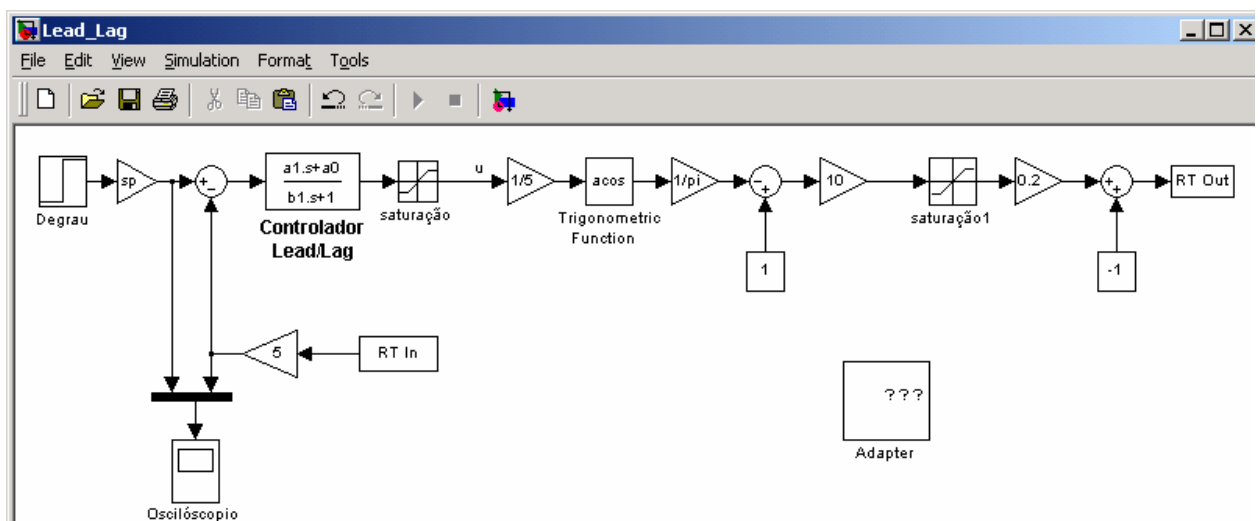


Figura 6.35 – Implementação real do controlador *Lead/Lag* no Simulink.

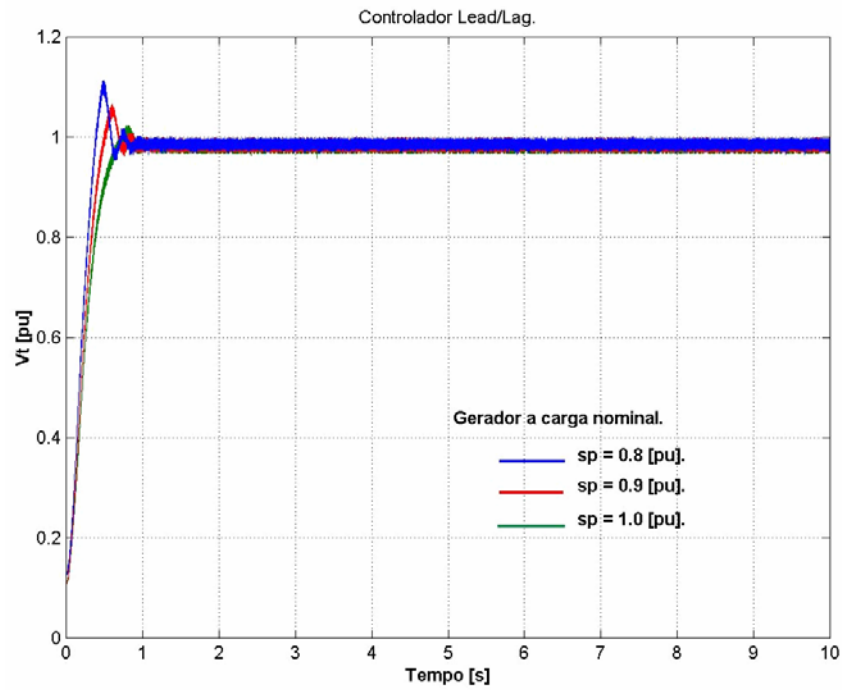


Figura 6.36 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador *Lead/Lag*.

A Figura 6.37 mostra respostas da malha de controle para as mesmas condições anteriores, mas com o gerador a vazio.

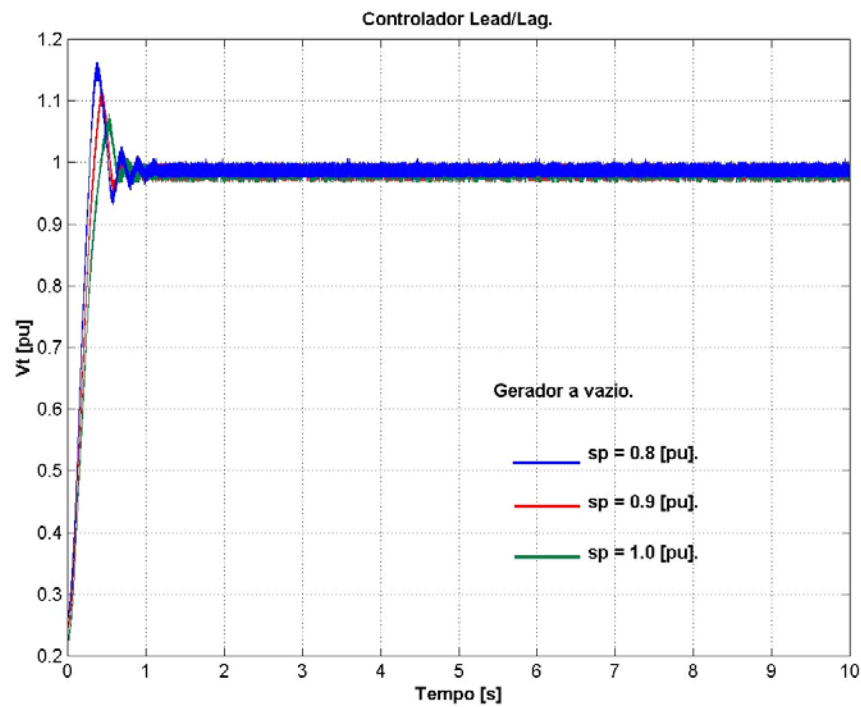


Figura 6.37 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador *Lead/Lag*.

A Figura 6.38 mostra respostas da malha de controle com o gerador a meia carga.

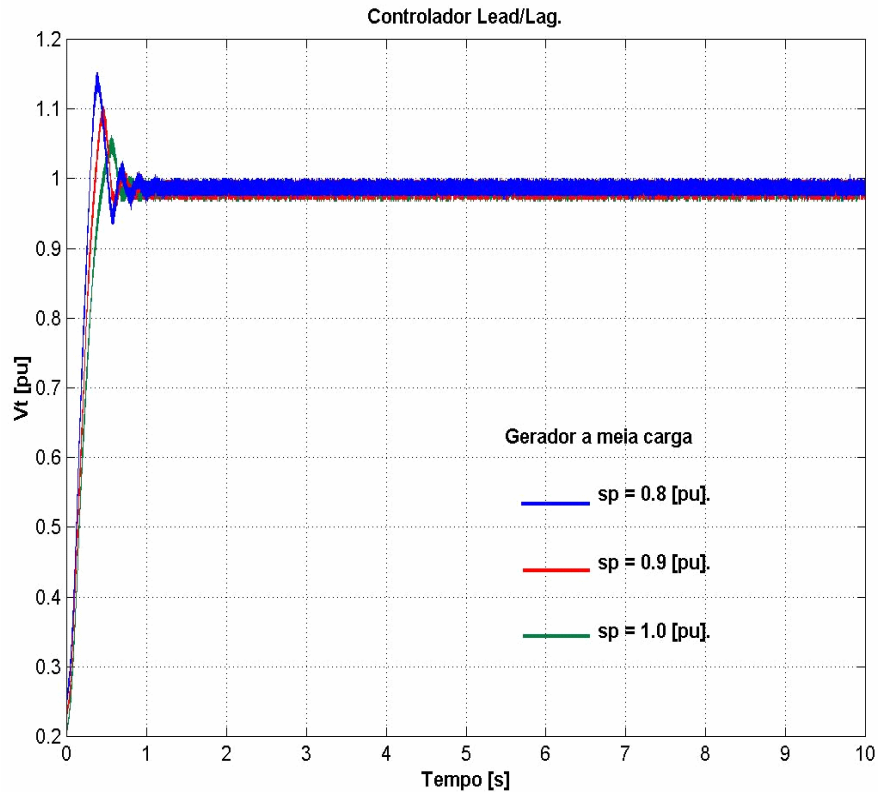


Figura 6.38 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador *Lead/Lag*.

A Figura 6.39 mostra a resposta normalizada do sistema (o sinal da tensão gerada) para referência de entrada de 0.8[pu] e carga inicialmente nominal no gerador. Após o sistema entrar em regime permanente é efetuada uma variação de carga nominal para meia carga, e depois a carga volta a ser nominal. É fácil verificar a regulação da malha de controle, rejeitando adequadamente as variações de carga no sistema. Esta figura foi obtida através do osciloscópio digital (Figura 6.1(c)) ligado ao transdutor da tensão gerada. Ele foi usado para efetuar comparações com os gráficos gerados pelo bloco de *Osciloscópio (Scope)* do Simulink, onde neste ensaio o gráfico resultante está indicado na Figura 6.40. Verifica-se que os formatos dos gráficos são muito semelhantes, mostrando a boa resolução gráfica do Matlab.

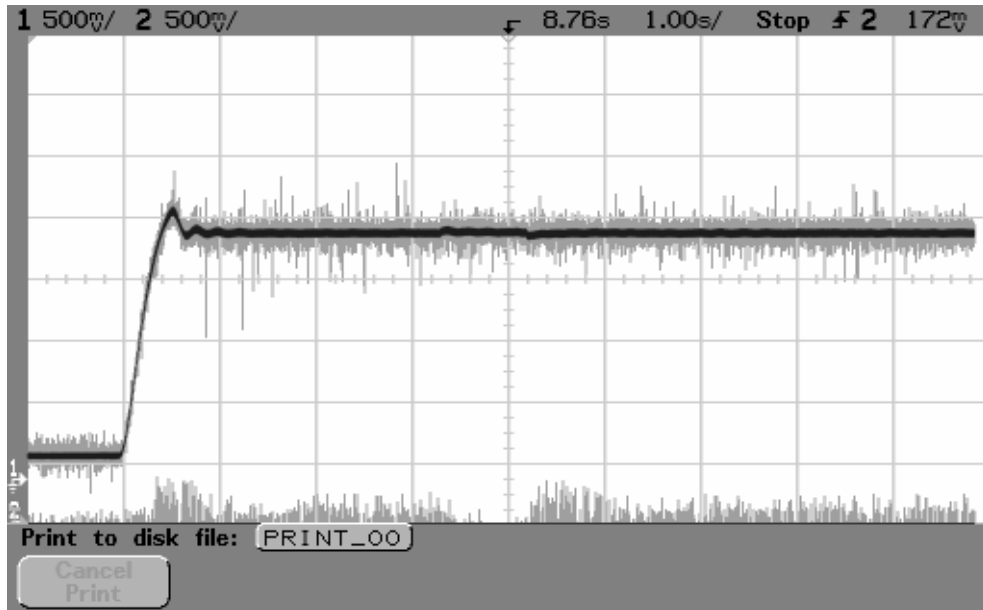


Figura 6.39 - Resposta real do sistema utilizando o controlador *Lead/Lag* e com variações de carga no gerador.

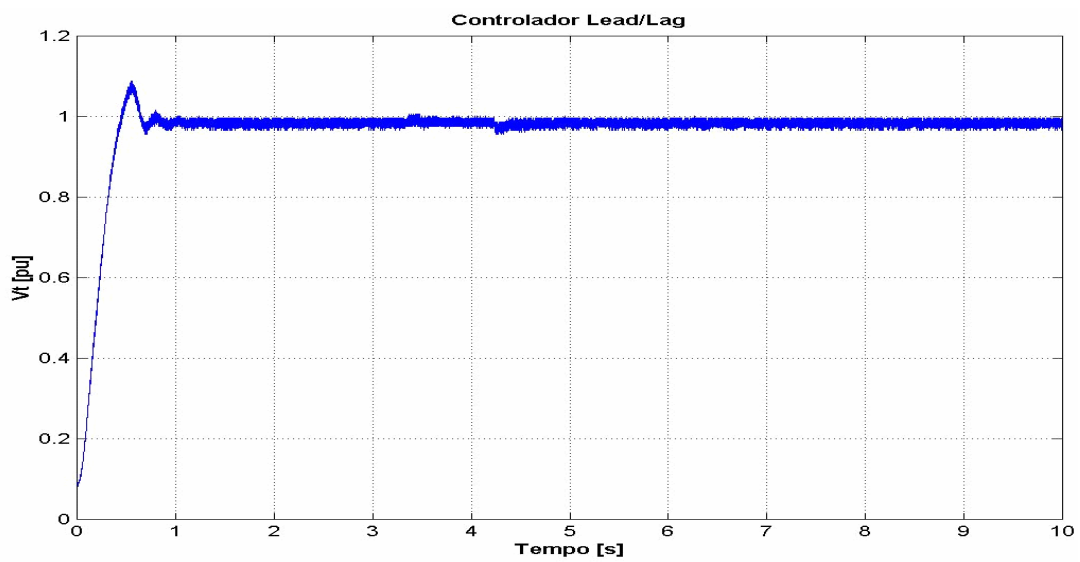


Figura 6.40 - Resposta do sistema utilizando o controlador *Lead/Lag* e com variações de carga no gerador.

6.7.2 – Ensaios práticos com controlador PI.

A implementação da malha de controle com um compensador PI (muito utilizado na prática para reguladores de tensão), usando o Simulink em tempo real está indicada na Figura 6.41. O bloco do controlador está representado pelos parâmetros K_p e K_i (devidamente calculados no item 6.5).

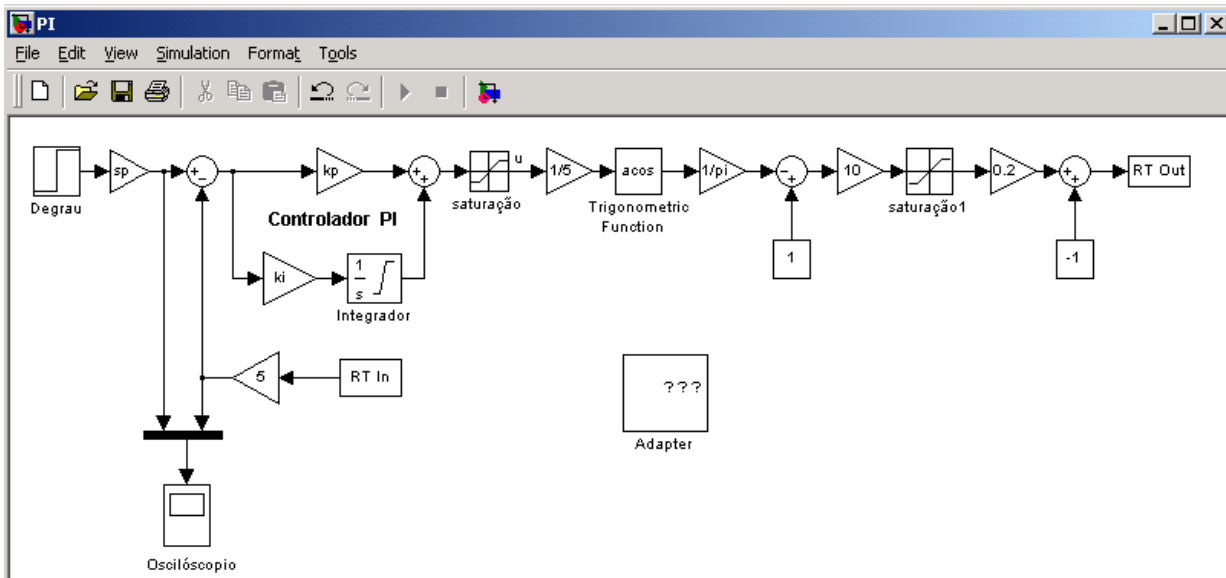


Figura 6.41 – Implementação real do controlador PI no Simulink.

A Figura 6.42 mostra a resposta real (normalizada) do sistema para referência de entrada de 0.8 [pu] e carga inicialmente nominal no gerador. Após o sistema entrar em regime permanente é efetuada uma variação de carga nominal para meia carga, e depois a carga volta a ser nominal. Este gráfico foi obtido através do osciloscópio digital. Na Figura 6.43 tem-se o mesmo ensaio registrado através dos recursos gráficos do Matlab (nota-se que os gráficos são bem semelhantes). Em relação ao compensador *Lead/Lag*, o controlador PI apresentou um máximo pico menor, mas a rejeição as variações (ou distúrbios) de carga apresentou um desempenho inferior.

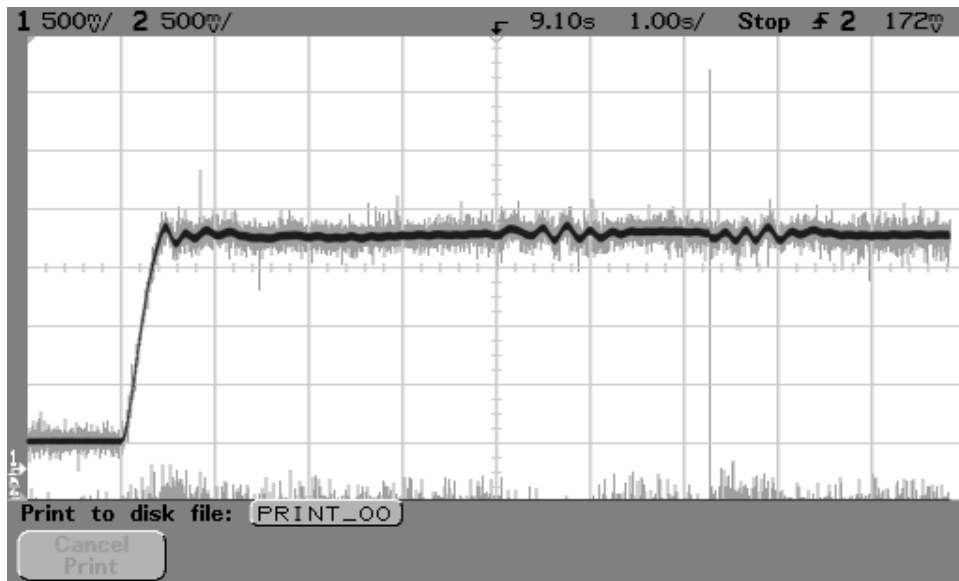


Figura 6.42 - Resposta real do sistema utilizando o controlador PI e com variações de carga no gerador.

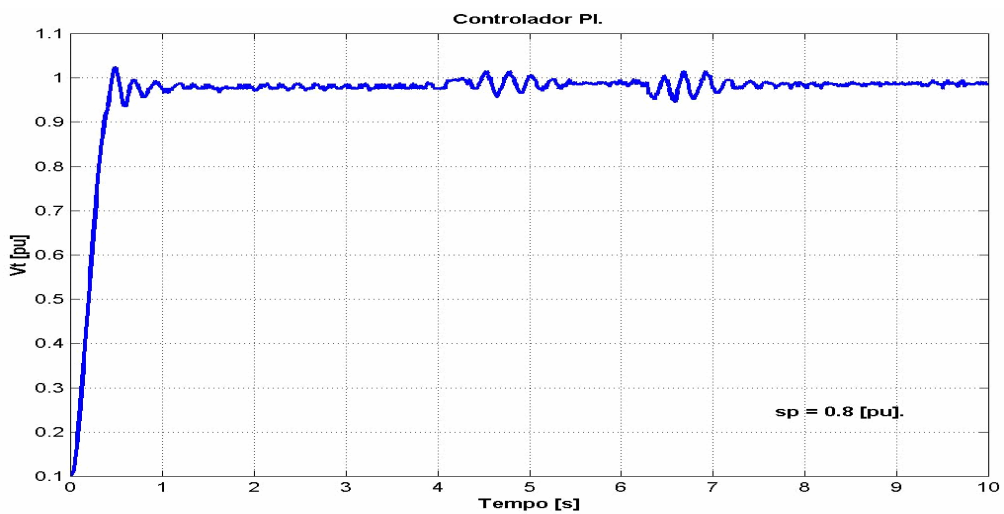


Figura 6.43 - Resposta real do sistema utilizando o controlador PI e com variações de carga no gerador.

A Figura 6.44 mostra respostas dinâmicas normalizadas da malha de controle com controlador PI, estando o gerador com carga nominal. As diferenças de máximo pico e tempo de acomodação das respostas, para valores diferentes da referência de entrada, devem-se as não linearidades apresentadas pelo sistema.

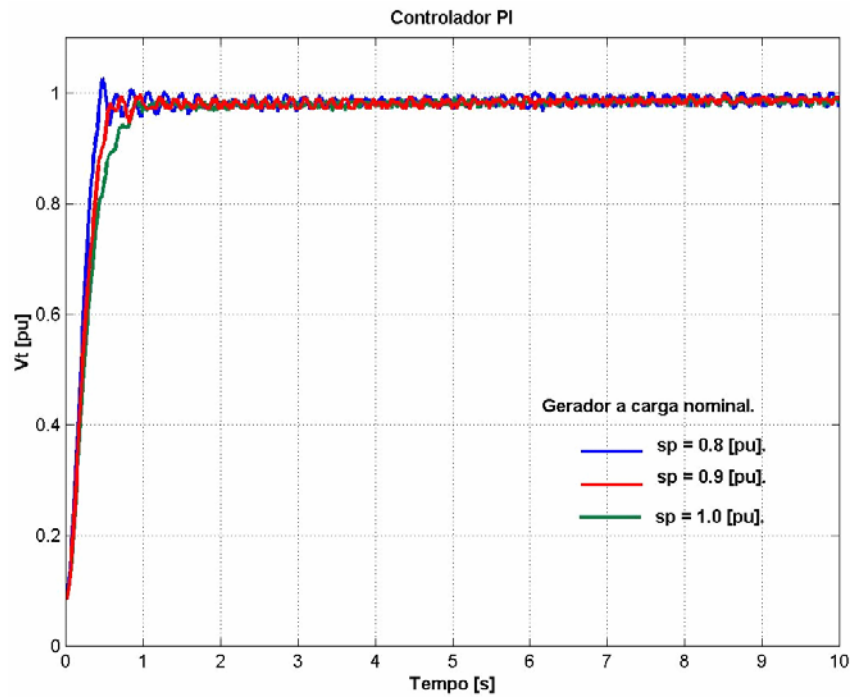


Figura 6.44 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador com carga nominal.

A Figura 6.45 mostra respostas da malha de controle com o gerador a vazio.

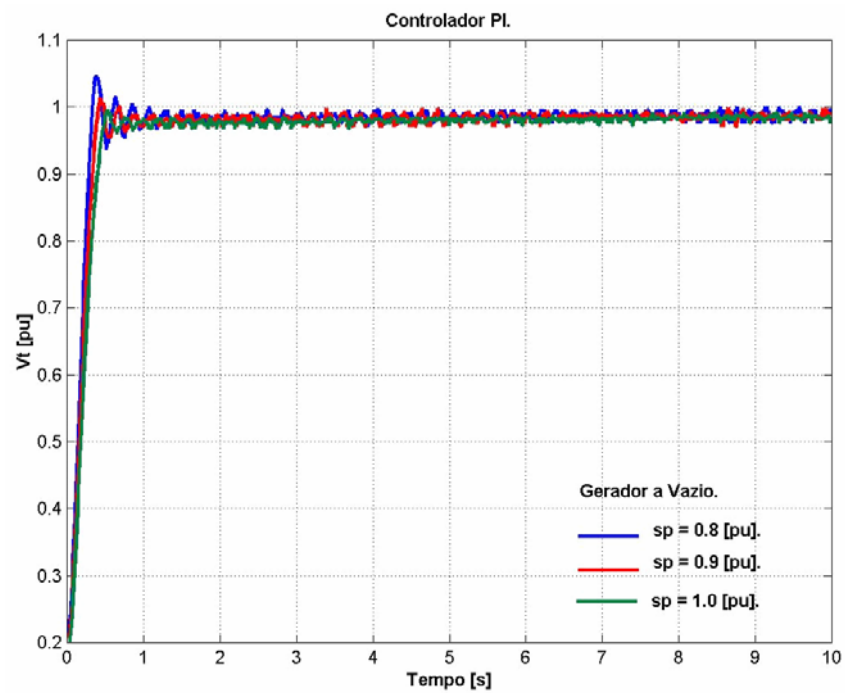


Figura 6.45 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador a vazio.

A Figura 6.46 mostra respostas da malha de controle com o gerador a meia carga.

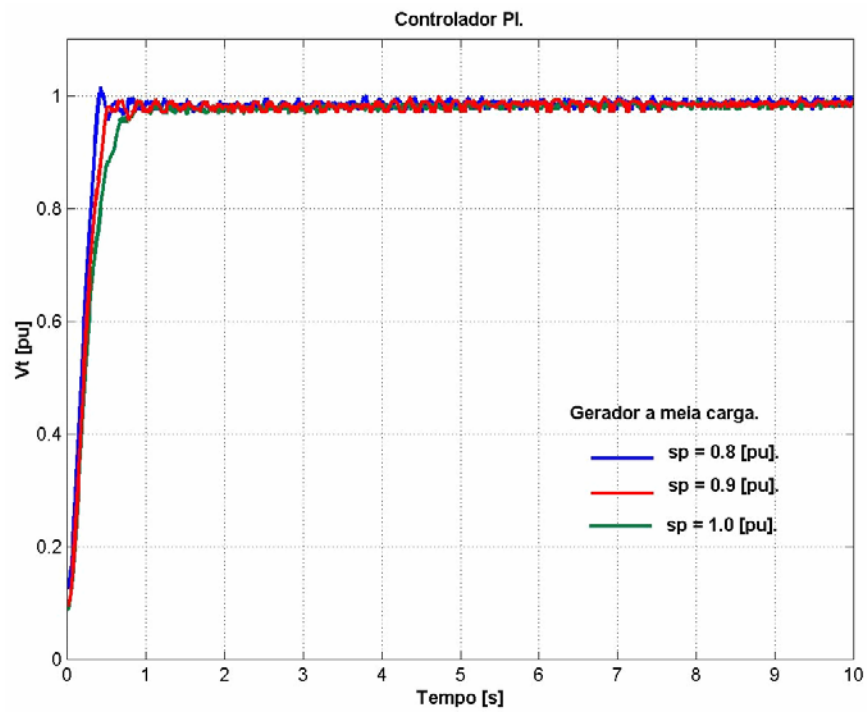


Figura 6.46 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador PI, estando o gerador a meia carga.

6.7.3 – Ensaios Práticos com VSC.

A Figura 6.47 ilustra a implementação real do VSC no Simulink. Os parâmetros, os ganhos e os blocos funcionais são os mesmos do item 6.6, juntamente com os blocos da placa de aquisição de dados já descritos.

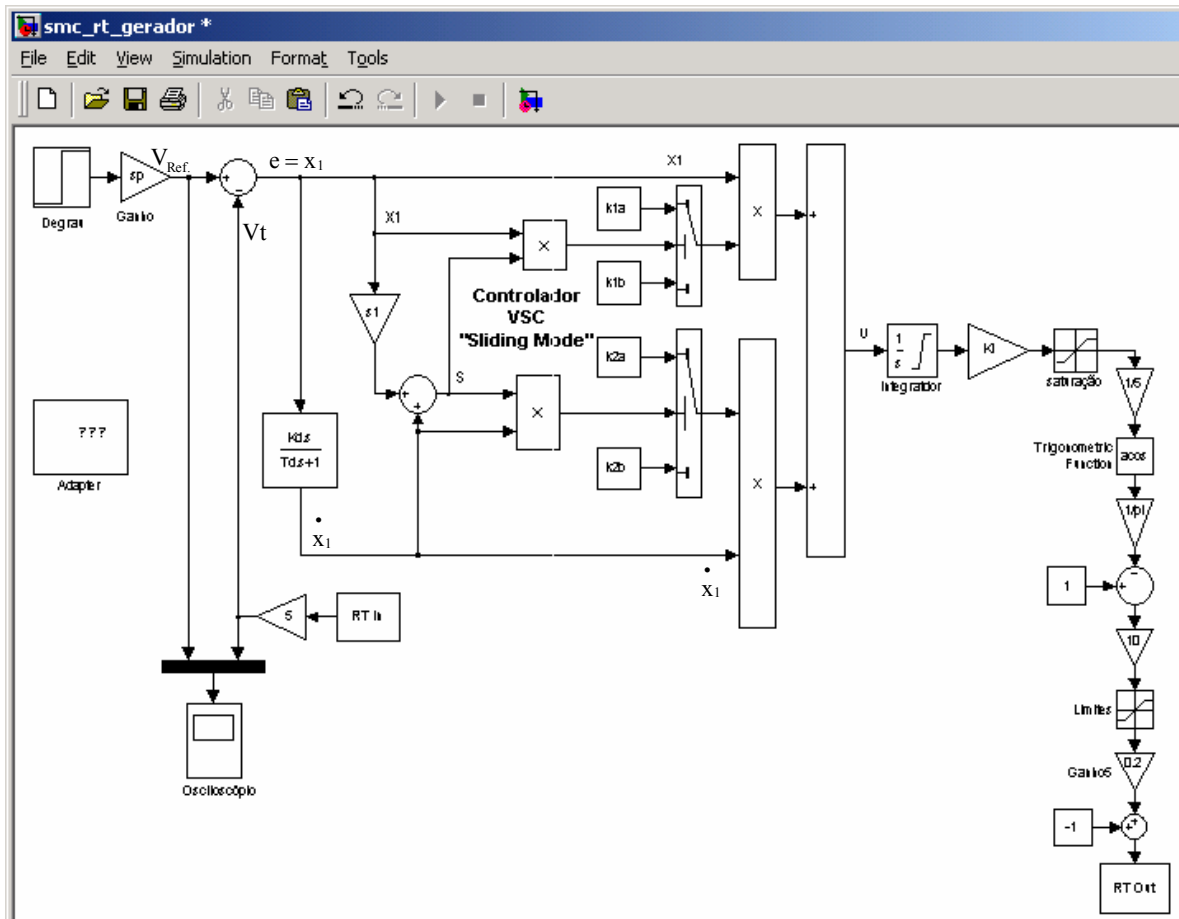


Figura 6.47 – Implementação real do VSC no Simulink.

As Figuras 6.48(a) e (b) são as respostas dinâmicas do sistema proposto (com o controlador de modo deslizante), para referência de 0.8 [pu] e carga nominal no gerador. A Figura 6.48(a) mostra a resposta registrada através do osciloscópio digital, enquanto a Figura 6.48(b) mostra a resposta normalizada obtida através de registro em tempo real do Matlab (os gráficos são bem parecidos). Através da chave comutadora conectada as cargas do gerador provocou-se variações nas mesmas no intervalo de tempo de 2.5 [s] a 9 [s].

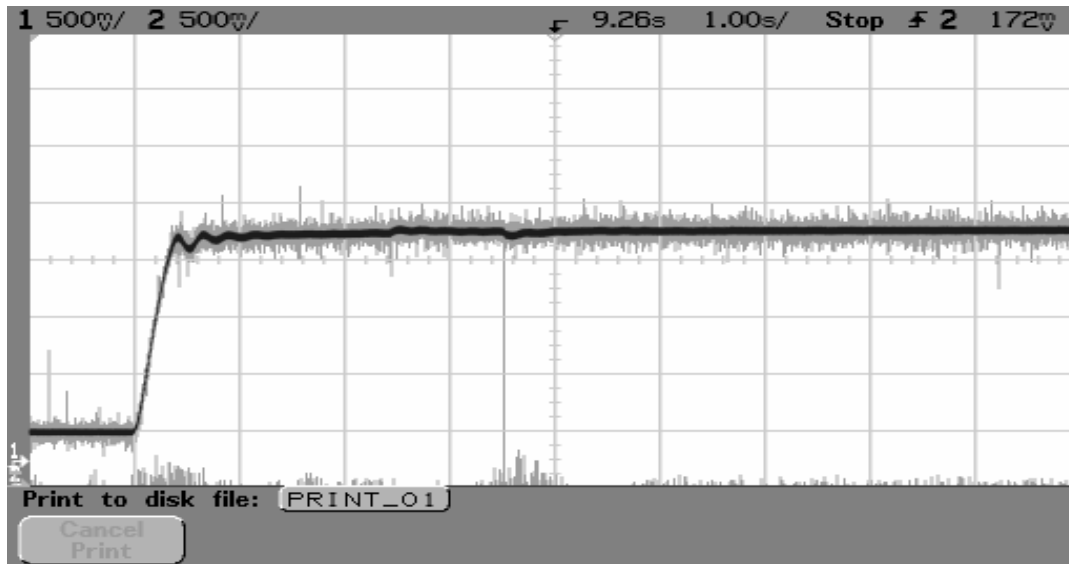


Figura 6.48(a). Resposta real do sistema com VSC e variações de carga no gerador.

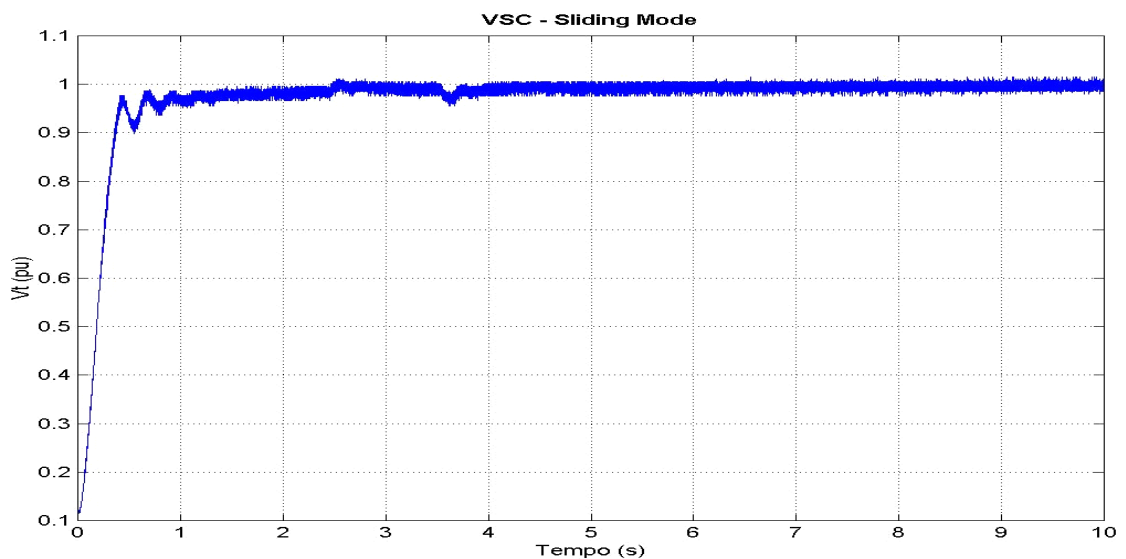


Figura 6.48(b). Resposta real do sistema com VSC e variação de carga no gerador.

A Figura 6.49 mostra as respostas reais normalizadas desta malha de controle para valores de referência de entrada (*set point*) em 0.8, 0.9 e 1 [pu], estando o gerador com carga nominal. A Figura 6.50 apresenta as respostas para o gerador a vazio, e a Figura 6.51 mostra respostas do sistema para o gerador a meia carga. As respostas dinâmicas são bem semelhantes para diferentes valores de referência de entrada e de condições de operação do sistema. Isto mostra a robustez do controle de modo deslizante em relação a não linearidades e variações do sistema.

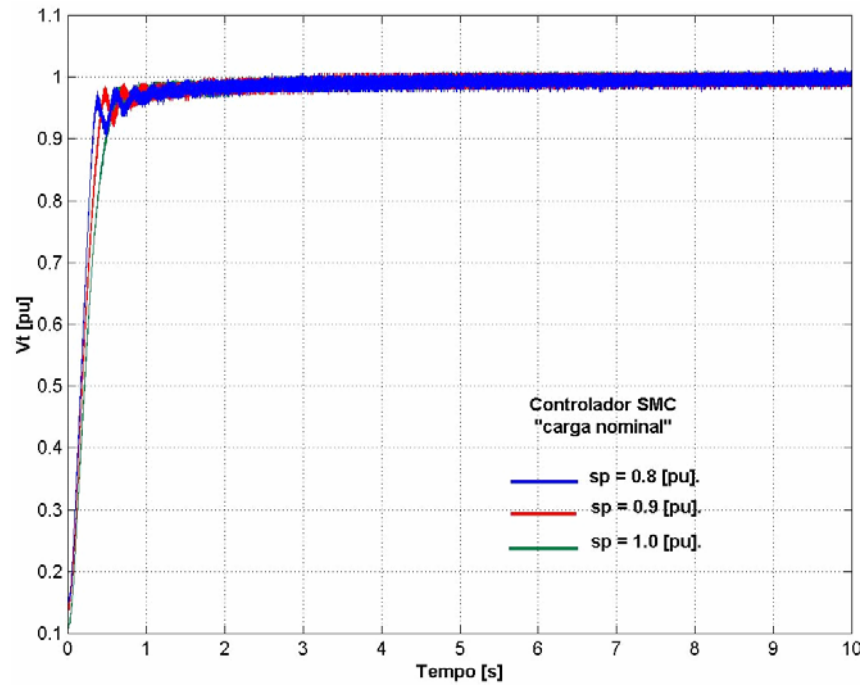


Figura 6.49 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador SM-I para diferentes set-point e carga nominal no gerador.

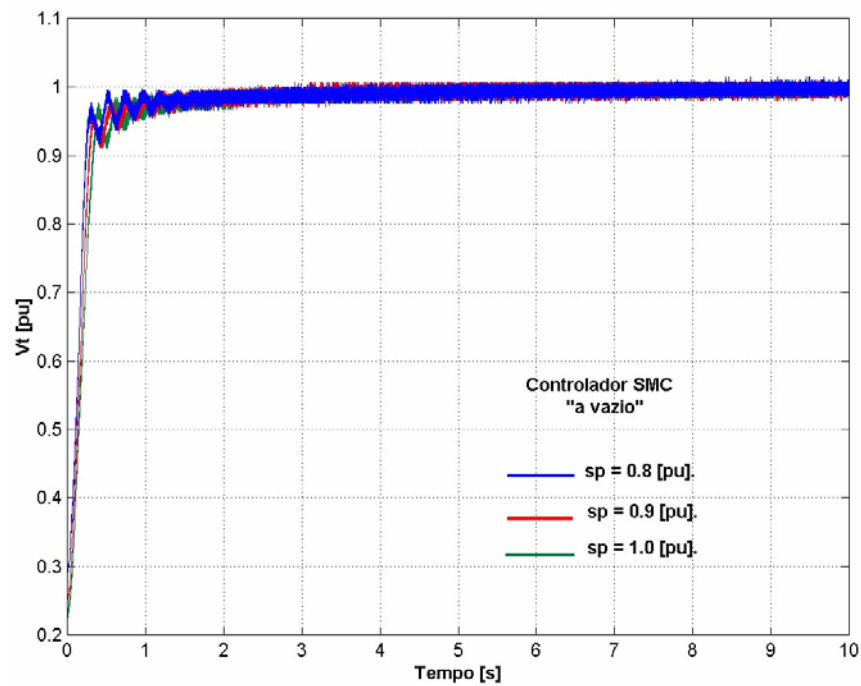


Figura 6.50 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador SM-I para diferentes set-point e gerador a vazio.

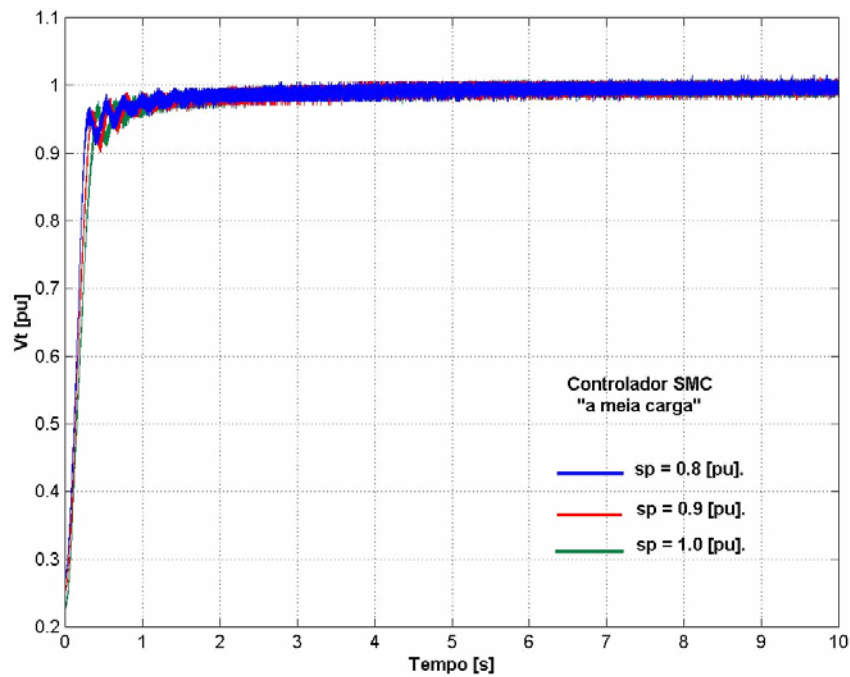


Figura 6.51 - Respostas reais do sistema utilizando o controlador SM-I para diferentes valores de referência e gerador a meia carga.

A convergência para modo deslizante pode ser verificada a partir da inspeção do plano de fase (real) indicado na Figura 6.52. Neste exemplo foi utilizado o valor $c = 10$.

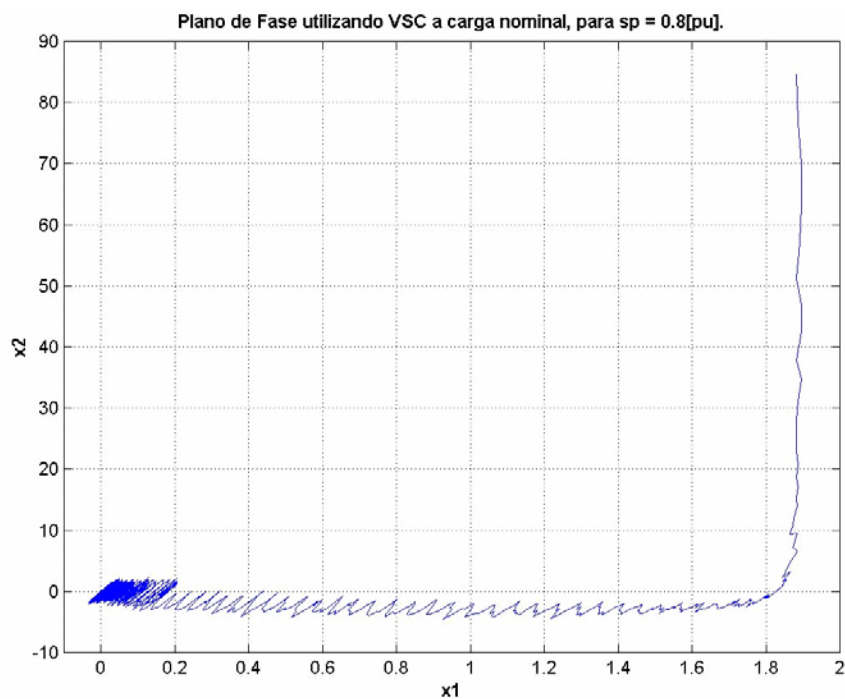


Figura 6.52 – Plano de fase real para sistema com SM-I.

A Figura 6.53 corresponde ao plano de fase da Figura 6.52, destacando a parte de chaveamento das estruturas do sistema. O objetivo aqui é mostrar com maior nitidez as trajetórias do ponto-sistema que se mantêm próximo a superfície de descontinuidade $s(x) = 0$, convergindo para um ponto de estabilidade, sendo este ponto a origem $(0,0)$. É fácil verificar a inclinação $c = 10$ no plano de fase, pois no intervalo de x_1 de 0.2 a 0.6, a variação correspondente de x_2 está na faixa de 0 a -4, assim a relação $\Delta x_2/\Delta x_1 = 4/0.4 = 10$.

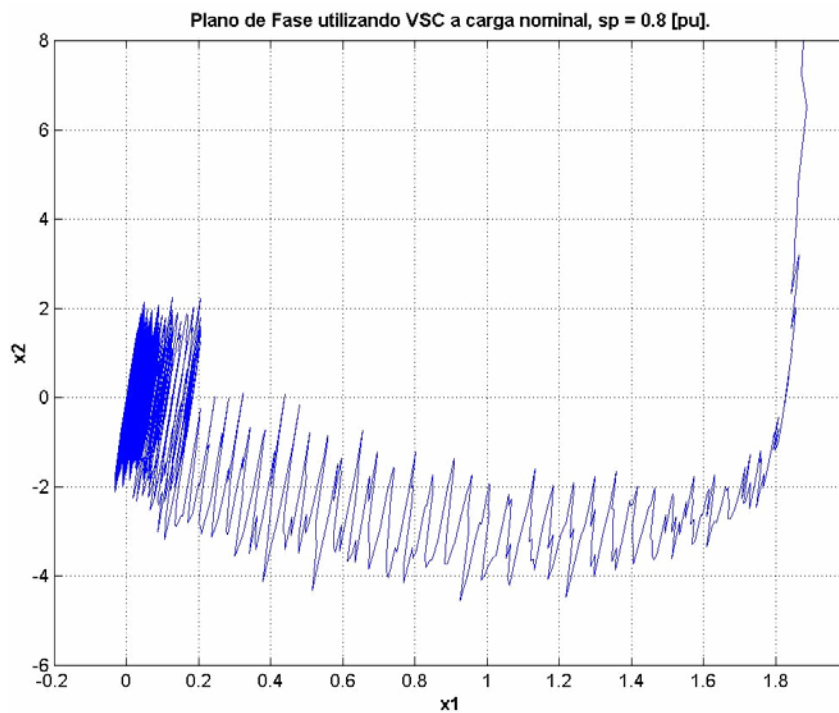


Figura 6.53 – Plano de fase real para sistema com SM-I.

Analisando e comparando as respostas reais dos controladores *Lead/Lag*, PI e VSC deste capítulo, percebe-se que o controlador de modo deslizante apresenta respostas dinâmicas melhores e rejeita bem as variações de cargas e não linearidades do sistema, caracterizando a boa robustez apresentada por este tipo de controle. Os resultados indicam que estratégias de controle de estrutura variável são bem promissoras na regulação e controle de tensão de geradores elétricos. A principal contribuição deste trabalho é preencher uma lacuna a respeito da aplicação de VSC em controle de tensão de geradores elétricos, praticamente não explorada pela literatura técnica da área.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO.

7.1 – Conclusão Geral.

Neste trabalho desenvolveu-se um estudo sobre controle de tensão de geradores elétricos através da metodologia de modos deslizantes. Foi apresentada uma visão geral sobre modos deslizantes em sistemas dinâmicos descontínuos, ressaltando as principais características desta metodologia de controle, bem como os métodos de projeto e verificação das condições de convergência e existência de modos deslizantes.

Para comprovar a eficácia deste tipo de controle no contexto proposto, foi realizada a implementação prática de um regulador de tensão usando modo deslizante. As respostas dinâmicas obtidas foram comparadas com as de outros controladores convencionais. Os resultados de simulações e de ensaios práticos mostraram um melhor desempenho do controlador *sliding mode* em relação aos convencionais (*Lead/Lag* e PI). O mesmo apresentou menores tempos de acomodação, menores máximos picos e boa rejeição a variações de cargas e a características não lineares do processo controlado.

Apesar da condição ideal de operação em modo deslizante ser uma elevada frequência de chaveamento, os resultados obtidos sob todas as condições de operação e distúrbios (simulados ou ensaiados), mostraram que o compensador *sliding mode* proposto conferiu ao sistema um desempenho superior ao obtido com a utilização de compensadores convencionais.

Muitos artigos sobre aplicações de *sliding mode* mostram que esta técnica é bem adequada no controle de velocidade e/ou posição de máquinas assíncronas. Mas poucos artigos tratam da aplicação de controle de modo deslizante em controle de tensão de máquinas síncronas operando como geradores. Neste contexto esta é a principal contribuição deste trabalho.

7.2 – Trabalhos Futuros.

Como proposta de continuidade deste trabalho pode-se indicar os seguintes pontos que devem ser investigados adequadamente:

- A utilização de microcontroladores ou processadores digitais de sinais (DSP's) para implementar a lógica de modo deslizante, ao invés de utilizar um microcomputador pessoal e placas de aquisição de dados;
- Implementação de modos deslizantes utilizando-se de algoritmos em tempo discreto;
- Aplicação da metodologia implementada no controle de outros sistemas não-lineares como máquinas assíncronas, sistemas de controle de nível, plantas químicas, e outros;
- Implementações de estabilizadores de sistemas de potência adicionais usando técnicas de modos deslizantes, visando a melhorar condições de estabilidade, regulação de tensão e distribuição de potência reativa entre geradores elétricos operando em paralelo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- [1] Anderson, P. M., Fouad, A. A. "Power System Control and Stability", The Iowa State University Press, 1993.
- [2] Arrillaga, J., Arnold, P. C., Harker, J. B. "Computer Modeling of Electrical Power Systems", John Wiley & Sons, 1983.
- [3] Brosse, A., Brunabach, J. B., Henneberger, G. "Sliding Mode Control in Comparison with other Current Control Methods for a Permanent Excited Synchronous Machine", Conference Publication n.399, IEE, 1994.
- [4] Cardoso, F. J. B. "Modos Deslizantes em Sistemas Dinâmicos Descontínuos: Aplicação ao Controle de Velocidade de um Motor de Indução", Dissertação de Mestrado, UFMG, 1991.
- [5] Carpita, M., Marchesoni, M. "Experimental Study of a Power Conditioning System Using Sliding Mode Control", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 11, n.5, 1996.
- [6] Castrucci, P., Curti, R. "Sistemas Não Lineares". São Paulo: Edgard Blucher Ltda, 1981. 156p.
- [7] Chen, C. L., Lin, W.Y. "Sliding Mode Control for Nonlinear Systems", Conference Publication n. 427, IEE, p. 557-562, 1996.
- [8] DeCarlo, A. R., Zak, H. S., Matthews, P. G. "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial", Proceedings of the IEEE, vol. 76, n. 3, p. 212-232, 1988.
- [9] DeMello, F. P. "Dinâmica das Máquinas Elétricas I. "Santa Maria, RS: Universidade Federal de Santa Maria, 1979.
- [10] Drakunov, S. V., Utkin, V. I. "On Discrete-Time Sliding Modes". In: Internatinal Symposium on Non-Linear Control Systems, 1, 1989. Proceedings... Capri: [s. n.], p. 484-489, 1989.

- [11] Fillipov, A. F. "Differential Equations with Discontinuous Right-Hand Side". Amer. Math. Society Trans., s. 2, v. 2, p.199-231, 1964.
- [12] Fitzgerald, A. E., Kingsley J. C., Kusko, A. "Máquinas Elétricas". Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975.
- [13] Furtunato, A. F. A., Salazar, O. A., Araújo, D. A. "Controlador de Velocidade usando Modos Deslizantes Suaves para um Motor de Indução Trifásico". Controle & Automação, vol. 12, n. 2, p. 148-155, 2001.
- [14] Habibi, R. S., Richards, J. R. "Sliding Mode Control of an Electrically Powered Industrial Robot", IEE Proceedings-D, vol. 139, n. 2, 1992.
- [15] Harashima, F., Hashimoto, H., Kondo, S. "Mosfet Converter Fed Position Servo System with Sliding Mode Control", IEEE Trans. Ind. Elect., vol. IE-32, n. 3, p. 238-244, 1985.
- [16] Harris, C. J., Billings, S. A. "Self-Tuning and Adaptive Control: Theory and Applications", London: Peter Peregrinus Ltd, 1981, 362p.
- [17] Hashimoto, H., Maruyama, K., Harashima, F. "A Microprocessor-Based Robot Manipulator Control with Sliding Mode", IEEE Trans. Ind. Elect., vol. IE-34, n. 1, p. 11-18, 1987.
- [18] Ho, Y. Y. E., Sen, C. P. "Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 27, n.5, p. 883-892, 1991.
- [19] Hung, Y.J., Gao, W., Hung, C. J. "Variable Structure Control: A Survey", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 40, n.1, p. 2-18, 1993.
- [20] IEEE Committee Report. "Computer representation of excitation systems", IEEE Trans. on Power Systems, vol. PAS-87, p. 1460-1464, 1968.

- [21] IEEE Committe Report. "Excitation system models for power system stability studies" IEEE Trans. on Power Systems, vol. PAS-100, p. 494-509, 1981.
- [22] IEEE Task Force. "Current usage and suggested practices in power system stability simulations for synchronous machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. EC-1, n.1, p.77-93, 1986.
- [23] IEEE Standards Board "IEEE Guide for Identification, Testing, and Evaluation of the Dynamic Performance of Excitation Control Systems", 1990, 39p.
- [24] Kalman, R. E., Bertram, J. E. "Control system analysis and design via the second method of Lyapunov", p. 58-80, 1977.
- [25] Klein, C. A., Maney, J. J. "Real-Time Control of a Multiple-Element Mechanical Linkage with a Microcomputer", IEEE Trans. Ind. Elect. And Cont. Inst., vol. IECI-26, n. 4, p. 227-234, 1979.
- [26] Kundur, P. "Power System Stability and Control", MacGraw-Hill, 1994.
- [27] La Salle, J., Lefschetz, S. "Stability by Lyapunov's direct method". N.Y. Academic Press, 1961, p. 37-42, 56-71.
- [28] Loukianov, G. A., Vázquez, C. J., Utkin, V. I., Cañedo, M. J., Ramírez, M. J. "Control of the system synchronous generator-exciter via vsc", Proceedings of the 39th IEEE, p. 3057-3062, 2000.
- [29] Machowski, J., Bialek, W. J., Bumby, R. J. "Power System Dynamics and Stability". John Wiley & Sons, 1997.
- [30] Martins, L. Ch., Pinheiro, C. A. M., Rezek, A. J. J. "Implementation of a Voltage Robust Control for Eletric Generator using Sliding Mode". Submetido e aprovado para apresentação e publicação no VI Induscon 2004.

- [31] Mendes, C. P. P. “Estabilidade e Dinâmica de Sistemas Elétricos II”. Apostila da Fundação de Pesquisa e Assessoramento a Indústria - FUPAI , 2001, 175p.
- [32] Milosavljevic, C. “General Conditions for the Existence of a Quase-Sliding Mode on the Switching Hyperplane in Discrete Variable Structurte Systems”. Automation and Remote Control, n. 3, p. 307-314, 1985.
- [33] Ogata, K. “Engenharia de Controle Moderno”, Prentice-Hall do Brasil Ltda, 1998.
- [34] Panicker, K. S. M., Ahson, S. I., Bhatial, C. M. “Microprocessor-Based Sliding Mode Controller for a Micromachine”, IEEE Trans. Ind. Elect., vol. 35, n. 3, p. 387-392, 1988.
- [35] Phillips, C. L., Harbor, R. D. “Feedback Control Systems”. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [36] Pradeep, K. N., Paresh C. S. “Accessible-States-Based Sliding Mode Control of a Variable Speed Drive System”, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 31, n. 4, 1995.
- [37] Pradeep, K. N., Paresh C. S. “Industrial Applications of Sliding Mode Control”, IEEE, p. 275-280, 1995.
- [38] Sabanovic, A., Izosimov, D. B. “Application of Sliding Modes to Induction Motor Control”, IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-17, n. 1, p. 41-49, 1981.
- [39] Sabanovic, A., Bilalovic, F. “Sliding Mode Control of AC Drives”, IEEE Trans. Ind. Applic., vol. IA-25, n. 1, p. 70-75, 1989.
- [40] Sabanovic, A., Wada, K., Bilalovic, F., Vujovic, M. “Sliding Modes in Electrical Machines Control Systems”, IEEE, p. 73-78, 1993.
- [41] Sabanovic, A., Wada K., Sabanovic, N. “Chattering Free Sliding Modes In Robotic Manipulators Control”, Proceedings of the 1993 IEEE, p. 1260-1267.

- [42] Sarpturk, Z. S., Istefanopulos, Y., Kaynak, O. "On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. AC-32, n. 10, 1987.
- [43] Taranto, G. N. "Tecnologia Facts: Dinâmica e Controle". XI Congresso Brasileiro de Automática", vol. 2, p. 1071-1076, 1996.
- [44] Tse, E., Athans, M. "Optimal Minimal-Order Observer-Estimators for Discrete Linear Time-Varying Systems". IEEE Trans. Autom. Cont., vol. AC-15, n. 4, 1970.
- [45] Utkin, V. I. "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-22, n.2, 1977, p. 212-222.
- [46] Utkin, V. I. "Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems". Moscow, Soviet Union: MIR Publishers, 1978.
- [47] Utkin, V. I. "Variable Structure Systems: Present and Future". Automation and Remote Control, n. 9, p. 5-25, 1983.
- [48] Utkin, V. I. "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 40, n. 1, 1993.
- [49] Young, K. D., Utkin, V. I., Ozguner, U. "A control engineer's guide to sliding mode control", IEEE Trans. On Control Systems Technology, vol. 7, n. 3, 1999, p. 328-342.