



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
DE COMPUTAÇÃO



# **Controle em Modo Dual Adaptativo Robusto Aplicado a um Sistema de Geração de Energia Elétrica**

**Renata Leiros Romano**

Orientador: Prof. Dr. Aldayr Dantas de Araújo

**Dissertação de Mestrado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M450  
Natal, RN, Junho de 2015.

Saão de Informaão e Referência

Catologaao da publicaao na fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Romano, Renata Leiros.

Controle em Modo Dual Adaptativo Robusto Aplicado a um Sistema de Geraao de Energia Elétrica / Renata Leiros Romano - Natal, RN, 2015  
57 f.

Orientador: Aldayr Dantas de Araújo.

Dissertaao (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computaao) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia - Programa de Pós-Graduaao em Engenharia Elétrica e de Computaao.

1. Sistemas de controle - Dissertaao. 2. Controle adaptativo - Dissertaao. 3. Sistemas de controle automático - Dissertaao. 4. Gerador síncrono - Dissertaao I. Araújo, Aldayr Dantas de. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 681.513

# Controle em Modo Dual Adaptativo Robusto Aplicado a um Sistema de Geração de Energia Elétrica

**Renata Leiros Romano**

Dissertação de Mestrado aprovada em 23 de junho de 2015 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



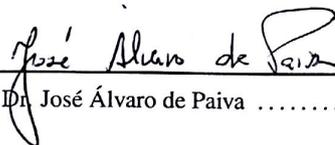
Prof. Dr. Aldayr Dantas de Araújo (Orientador) ..... UFRN



Prof. Dr. Allan de Medeiros Martins ..... UFRN



Prof. Dr. Caio Dornelles Cunha ..... UFRN



Prof. Dr. José Álvaro de Paiva ..... IFRN

*Aos meus pais - Fábio e Waléria*

---

# Agradecimentos

---

Ao meu orientador, pela orientação, apoio e ensinamentos.

À minha família, por todas as fases da minha educação, por todo suporte e incentivo.

Aos membros do LACI, pelo apoio. Aos professores do PPGEEC, pelo conhecimento compartilhado ao longo deste período.

Aos funcionários da UFRN e a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho.

---

# Resumo

---

Os geradores síncronos, predominantes nos sistemas de geração de energia elétrica, devem fornecer valores de tensão e frequência constantes para que seja obtida uma boa qualidade da energia gerada. Porém, para situações em que esses sistemas sofrem grandes variações de carga, há dificuldade de que sejam mantidos os valores nominais nas saídas do gerador devido às incertezas paramétricas, não linearidades e alto grau de acoplamento entre as variáveis. Propõe-se, então, a aplicação do Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto (DMARC) para o controle do fluxo de campo, em substituição aos tradicionais controladores PIs. O DMARC estabelece uma ligação entre um controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) e um controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável (VS-MRAC), incorporando as vantagens de desempenho transitório do controlador VS-MRAC com as propriedades de regime permanente do controlador MRAC convencional. São feitas análises através de simulações como forma de verificar o funcionamento do controlador proposto, bem como compará-lo com o sistema atualmente em uso.

**Palavras-chave:** Controle em Modo Dual Adaptativo Robusto. Controle Adaptativo por Modelo de Referência. Sistemas com Estrutura Variável. Gerador Síncrono.

---

# Abstract

---

Synchronous machines, widely used in energy generation systems, require constant voltage and frequency to obtain good quality of energy. However, for large load variations, it is difficult to maintain outputs on nominal values due to parametric uncertainties, nonlinearities and coupling among variables. Then, we propose to apply the Dual Mode Adaptive Robust Controller (DMARC) in the field flux control loop, replacing the traditional PI controller. The DMARC links a Model Reference Adaptive Controller (MRAC) and a Variable Structure Model Reference Adaptive Controller (VS-MRAC), incorporating transient performance advantages from VS-MRAC and steady state properties from MRAC. Moreover, simulation results are included to corroborate the theoretical studies.

**Keywords:** Dual Mode Adaptive Robust Control. Model Reference Adaptive Control. Variable Structure Systems. Synchronous Machines.

---

# Sumário

---

<b>Sumário</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>ii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>iv</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Abreviaturas</b>	<b>viii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Sistema de Geração de Energia Elétrica . . . . .	1
1.2 Sistema de Controle . . . . .	1
1.2.1 Controle Clássico . . . . .	2
1.2.2 Controle Adaptativo . . . . .	3
1.3 Organização do Texto . . . . .	4
<b>2 Gerador Síncrono</b>	<b>5</b>
2.1 Modelagem do Gerador Síncrono . . . . .	5
2.2 Linearização do Modelo do Gerador Síncrono . . . . .	7
<b>3 Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto - DMARC</b>	<b>10</b>
3.1 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência - MRAC . . . . .	10
3.2 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável - VS-MRAC . . . . .	17
3.3 Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto - DMARC . . . . .	18
<b>4 Simulações</b>	<b>23</b>
4.1 Projeto do controlador PID . . . . .	24
4.2 Projeto do controlador PI . . . . .	24
4.3 Projeto do controlador DMARC . . . . .	27

4.3.1	Controlador MRAC . . . . .	28
4.3.2	Controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização .	30
4.3.3	Controlador VS-MRAC . . . . .	32
4.3.4	Controlador DMARC . . . . .	35
4.4	Resultados das Simulações . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>40</b>
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>41</b>

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Descrição simplificada de um sistema de controle. . . . .	2
2.1	Representação do Modelo do Gerador Síncrono ligado a um barramento infinito. . . . .	5
3.1	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência . . . . .	11
3.2	Resposta do sistema utilizando MRAC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	14
3.3	Sinal de controle do MRAC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	15
3.4	Resposta do sistema utilizando MRAC com fator de esquecimento e normalização em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	16
3.5	Sinal de controle do MRAC com fator de esquecimento e normalização em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	16
3.6	Condição de deslizamento para o VS-MRAC. . . . .	17
3.7	Resposta do sistema utilizando VS-MRAC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	18
3.8	Sinal de controle do VS-MRAC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	19
3.9	Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto. . . . .	19
3.10	Evolução de $\mu$ em função do erro de saída . . . . .	21
3.11	Resposta do sistema utilizando o DMARC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	22
3.12	Sinal de controle do DMARC em uma planta genérica de primeira ordem. . . . .	22
4.1	Referências $\Psi_f^*$ , $\delta^*$ e saídas $\Psi_f$ e $\delta$ , utilizando o controlador PI. . . . .	25
4.2	Sinais de controle $u_g$ e $u_e$ utilizando o controlador PI. . . . .	26
4.3	Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador PI . . . . .	26
4.4	Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador PI . . . . .	27
4.5	Referências $\Psi_f^*$ , $\delta^*$ e saídas $\Psi_f$ e $\delta$ , utilizando o controlador MRAC. . . . .	28

4.6	Sinais de controle $u_g$ e $u_e$ utilizando o controlador MRAC. . . . .	29
4.7	Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC. . . . .	29
4.8	Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC. . . . .	30
4.9	Referências $\Psi_f^*$ , $\delta^*$ e saídas $\Psi_f$ e $\delta$ , utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização. . . . .	31
4.10	Sinais de controle $u_g$ e $u_e$ utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização. . . . .	31
4.11	Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização. . . . .	32
4.12	Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização. . . . .	33
4.13	Referências $\Psi_f^*$ , $\delta^*$ e saídas $\Psi_f$ e $\delta$ , utilizando o controlador VS-MRAC. . . . .	33
4.14	Sinais de controle $u_g$ e $u_e$ utilizando o controlador VS-MRAC. . . . .	34
4.15	Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador VS-MRAC. . . . .	34
4.16	Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador VS-MRAC. . . . .	35
4.17	Referências $\Psi_f^*$ , $\delta^*$ e saídas $\Psi_f$ e $\delta$ , utilizando o controlador DMARC. . . . .	36
4.18	Sinais de controle $u_g$ e $u_e$ utilizando o controlador DMARC. . . . .	36
4.19	Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador DMARC . . . . .	37
4.20	Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador DMARC . . . . .	38

---

# Lista de Tabelas

---

2.1	Significado dos parâmetros da máquina síncrona . . . . .	7
2.2	Significado das variáveis da máquina síncrona . . . . .	8
2.3	Constantes do gerador síncrono. . . . .	8
4.1	Desempenho dos controladores para perturbações 20% abaixo do ponto de operação do fluxo de campo. . . . .	39
4.2	Desempenho dos controladores para perturbações 20% acima do ponto de operação do fluxo de campo. . . . .	39

---

# Lista de Símbolos

---

$-a_m$	Polo da função de transferência do modelo de referência.
$-a_p$	Polo da função de transferência da planta.
$d$	Constante de amortecimento.
$e_0$	Erro entre a saída da planta e a saída do modelo de referência.
$E_{fd}$	Tensão de campo.
$f$	Frequência.
$G_{ce}$	Função de transferência do controlador PI.
$G_{cg}$	Função de transferência do controlador PID.
$G_{pe}$	Função de transferência do fluxo de campo para o projeto dos controladores.
$G_{pg}$	Função de transferência do ângulo de carga para o projeto do controlador.
$H$	Constante de inércia.
$k_e$	Ganho da excitação de campo.
$k_m$	Ganho do modelo de referência.
$k_p$	Ganho da planta.
$l$	Parâmetro do controlador DMARC.
$n^*$	Grau relativo da função de transferência de uma planta.
$P_e$	Potência elétrica gerada.
$P_g$	Potência mecânica de saída da governadora.
$P_m$	Potência mecânica no eixo.
$r$	Sinal de referência.
$r_f$	Resistência de campo.
$T_e$	Constante de tempo da excitação de campo.
$T_g$	Constante de tempo da governadora.
$T_t$	Constante de tempo da turbina.
$u$	Sinal de controle.
$u_e$	Sinal atuando na excitação de campo.
$u_g$	Sinal atuando na válvula da governadora.

$V$	Tensão no barramento infinito.
$V_t$	Tensão terminal.
$x_{af}$	Reatância mútua de eixo direto.
$x_d$	Reatância de armadura de eixo direto.
$x_d'$	Reatância transitória de eixo direto.
$x_f$	Reatância de campo.
$x_q$	Reatância de armadura de eixo em quadratura.
$x_t$	Reatância da linha de transmissão.
$y_m$	Saída do modelo de referência.
$\delta$	Ângulo de carga.
$\delta^*$	Ponto de operação do ângulo de carga.
$\theta_1, \theta_2$	Parâmetros do controlador.
$\theta_1^*, \theta_2^*$	Parâmetros do controlador nas condições de "matching".
$\bar{\theta}_1, \bar{\theta}_2$	Parâmetros normalizados do controlador.
$\theta_{1nom}, \theta_{2nom}$	Parâmetros nominais do controlador.
$\mu$	Parâmetro do controlador DMARC.
$\sigma$	Fator de esquecimento.
$\gamma_1, \gamma_2$	Parâmetros do controlador MRAC.
$\Psi_f$	Fluxo de campo.
$\Psi_f^*$	Ponto de operação do fluxo de campo.
$\omega$	Perturbação na frequência.
$\omega_0$	Velocidade síncrona.

---

# Lista de Abreviaturas

---

CHESF	Compahia Hidroelétrica do São Francisco.
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.
DMARC	Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto.
MRAC	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência.
PI	Controlador Proporcional-Integral.
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivativo.
VSC	Controle por Estrutura Variável.
VS-MRAC	Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável.
UFRN	Universidade Federal do Rio Grande do Norte.

---

# Capítulo 1

## Introdução

---

### 1.1 Sistema de Geração de Energia Elétrica

No mundo atual, a energia elétrica tornou-se fator indispensável para o desenvolvimento das sociedades, podendo ser convertida em luz, calor, movimento, dentre outros. É uma das formas de energia mais utilizadas no mundo, principalmente devido à facilidade de transporte e baixo índice de perdas durante conversões.

A função de um sistema elétrico de energia, ou sistema de potência, é converter energia de uma das formas naturais disponíveis para a forma elétrica e transportá-la até os pontos de consumo. Um sistema de potência é constituído por uma rede interligada por linhas de transmissão, estas responsáveis pelo transporte da energia. Nessa rede estão conectados os pontos de consumo de energia, também chamados de cargas, e os pontos de produção de energia, os geradores. No Brasil, a energia elétrica provém principalmente das usinas hidrelétricas, que utilizam o potencial energético da água. Essas usinas possuem o gerador síncrono como máquina predominante.

Idealmente, o sistema opera em estado normal quando a demanda de todas as cargas alimentadas pelo sistema são supridas com confiabilidade, além de tensão e frequência constantes em todos os instantes. Porém, o sistema está sujeito a variações de carga, faltas e manobras, que refletem em impactos de potência aleatórios, o que torna necessário que os geradores não percam o sincronismo ao suprir esta potência adicional. Com esse intuito, diversos níveis de controle atuam no sistema para manter essas características [Kundur 1994].

### 1.2 Sistema de Controle

A engenharia de sistemas de controle envolve o desenvolvimento de projetos de controladores visando a melhoria do desempenho de um sistema real em conformidade com

determinadas especificações, com o intuito de obter maior eficiência, robustez e eficácia. Um sistema de controle fornece uma saída ou resposta para uma dada entrada ou estímulo, conforme mostrado na Figura 1.1. A entrada representa a resposta desejada; a saída é a resposta real. Entidades físicas não podem mudar seus estados (por exemplo, posição ou velocidade) instantaneamente. O estado se altera segundo uma trajetória que se relaciona com o dispositivo físico e ao modo como armazena ou dissipa energia. Esta parte da resposta é chamada de resposta transitória. Depois da resposta transitória, um sistema físico tende à resposta de estado estacionário, que é a aproximação da resposta comandada ou desejada [Nise 2008].

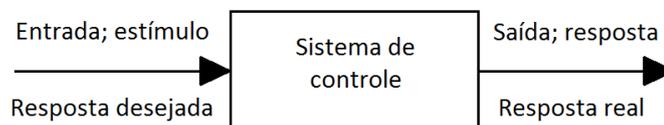


Figura 1.1: Descrição simplificada de um sistema de controle.

O objetivo de um sistema de controle consiste em aplicar sinais adequados na entrada de controle a fim de fazer com que o sinal de saída apresente um comportamento pré-especificado, e que o efeito da ação das perturbações sobre este comportamento seja minimizado ou mesmo completamente eliminado, fazendo o sistema evoluir da forma desejada. O sistema a ser controlado é chamado de processo ou planta. O sinal aplicado na(s) entrada(s) de controle é chamado de variável controlada, e é a variável cujo comportamento se deseja controlar. Além disso, o sistema de controle está, em geral, sujeito à ação de sinais exógenos (perturbações externas), que são sinais de entrada cujos valores não podem ser manipulados [Bazanela & Silva 2005].

### 1.2.1 Controle Clássico

A teoria de controle clássico envolve o cálculo da ação de controle de diversas maneiras, como ação proporcional, integral e derivativa, e/ou a combinação delas (PID), bem como um compensador em atraso, em avanço, realimentação de estado e do posicionamento de pólos. É importante destacar que esses controladores são projetados para plantas atuando em um ponto ou região de operação. E os parâmetros destes são estáticos, o que significa que caso esse ponto ou região seja modificado, os parâmetros do controlador não se modificam automaticamente. Desta forma, a modelagem do sistema é uma etapa fundamental para o projeto do controlador.

Controladores clássicos (PID) são usados, por exemplo, em usinas geradoras de energia elétrica para controle de tensão e frequência nos geradores síncronos, sendo comum utilizar um controlador PI para o controle do fluxo de campo e um controlador PID para o controle do ângulo de carga. Esses controladores são ajustados para os modelos linearizados dos geradores em determinados pontos de operação, que, embora funcionem de uma forma bastante satisfatória nas aplicações normalmente previstas, apresentam limitações que podem comprometer o desempenho do sistema em determinadas situações.

Estas limitações, devem-se ao fato de que o modelo do sistema só é válido em uma certa vizinhança desse ponto de operação nominal. Para certos sistemas fortemente não lineares e com alto grau de acoplamento, que é o caso do gerador síncrono, esta vizinhança é bastante reduzida. Grandes perturbações no sistema e/ou a necessidade de grandes manobras, podem ultrapassar esta vizinhança. Além disso, para o caso em que há necessidade de uma análise mais acurada do comportamento do sistema, o modelo linearizado pode não apresentar resultados muito satisfatórios, tendo em vista que, na realidade, é uma simplificação de um modelo mais elaborado.

O grande avanço verificado na tecnologia analógica e digital dos últimos anos tem possibilitado o desenvolvimento de leis de controle bastante complexas, com a utilização de algoritmos não lineares. Como uma consequência direta do desenvolvimento dessas leis, tem-se a possibilidade de representar o sistema que se deseja controlar, através de um modelo não linear bastante realístico, em uma ampla região do espaço de estado.

## 1.2.2 Controle Adaptativo

Diferente dos controladores clássicos, o controlador adaptativo faz a estimação dos parâmetros da planta, baseado nos sinais medidos no sistema de controle. Os parâmetros estimados são usados no cálculo da lei de controle, tendo como objetivo alterar o comportamento do sistema de modo a ajustá-lo a novas circunstâncias [Ioannou & Sun 1996]. Esta técnica de controle consiste, portanto, em aplicar alguma técnica de estimação para obter os parâmetros do modelo do processo a partir de medições de sinais de entrada e saída da planta, e usar este modelo para projetar o controlador mais adequado [Aström & Wittenmark 1989].

A estrutura do controle adaptativo contém uma malha de realimentação, um estimador de parâmetros e um controlador de ganhos ajustáveis. A estrutura pode ser classificada em indireta ou direta e em ambas as estruturas os cálculos dos parâmetros do controlador são feitos por leis de adaptação. No controle adaptativo indireto os parâmetros da planta são estimados em tempo real e usados para calcular os parâmetros do controlador. No con-

trole adaptativo direto, o modelo da planta é parametrizado em termos dos parâmetros do controlador, os quais são estimados diretamente sem cálculos intermediários envolvendo estimativas dos parâmetros da planta [Ioannou & Sun 1996].

Dentre as estruturas de controle adaptativo direto que utilizam um modelo não linear, daremos destaque ao controle adaptativo robusto em modo dual (DMARC), que alia as vantagens de outros dois controladores, o controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) ([Ioannou & Kokotovic 1984]) e o controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável (VS-MRAC) ([Araújo & Hsu 1990], [Araújo 1993] e [Hsu et al. 1994]). O MRAC é caracterizado por um transitório lento e oscilatório e um sinal de controle suave em regime permanente. Já o VS-MRAC, é caracterizado por um transitório rápido e pouco oscilatório (ou sem oscilações) e um sinal de controle com alta frequência de chaveamento ("*chattering*"), que não é desejado na prática, dependendo da aplicação. Dessa forma, o DMARC incorpora o desempenho transitório do VS-MRAC e as propriedades de regime permanente do MRAC, deixando o sinal de controle aceitável.

Este trabalho tem como objetivo aplicar o DMARC em um modelo de gerador síncrono, atendendo a uma das perspectivas do trabalho de Cunha [Cunha 2008]. Como forma de avaliar o desempenho desse controlador, serão feitas simulações utilizando um modelo não linear do sistema e submetendo-o a perturbações e incertezas paramétricas.

### 1.3 Organização do Texto

Este trabalho está organizado da seguinte maneira: o Capítulo 2 apresenta o modelo matemático do gerador síncrono utilizado. O Capítulo 3 apresenta o desenvolvimento matemático do DMARC. No Capítulo 4 são apresentadas as simulações dos controladores aplicados ao modelo não linear acoplado do gerador síncrono, sendo feitas comparações entre as estratégias de controle. E o Capítulo 5 apresenta as conclusões e perspectivas futuras deste trabalho.

---

## Capítulo 2

# Gerador Síncrono

---

Nesse capítulo iremos representar o sistema de geração através de um modelo não linear mais próximo do sistema real e, para efeito dos projetos dos controladores, tomaremos como base o modelo linearizado do mesmo.

### 2.1 Modelagem do Gerador Síncrono

O modelo matemático de um sistema de potência ligado a um barramento infinito, similar ao usado por [Singh 1980] é mostrado na Figura 2.1, sendo a máquina síncrona representada por

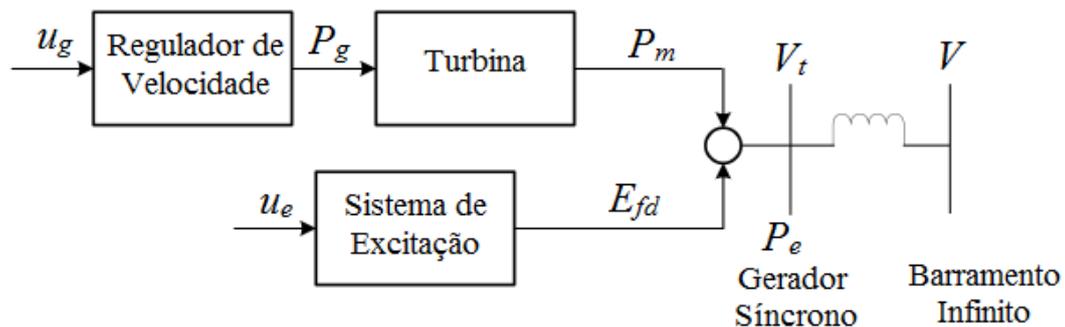


Figura 2.1: Representação do Modelo do Gerador Síncrono ligado a um barramento infinito.

$$\ddot{\delta} = p_1 \text{sen}(2\delta) - p_2 \delta - p_3 \Psi_f \text{sen}(\delta) + p_4 P_m \quad (2.1)$$

$$\dot{\Psi}_f = p_5 \cos(\delta) - p_6 \Psi_f + p_7 E_{fd} \quad (2.2)$$

O sistema de excitação é dado por

$$T_e \dot{E}_{fd} = -E_{fd} + k_e u_e \quad (2.3)$$

A turbina e o regulador de velocidade são representados por

$$T_t \dot{P}_m = -P_m + P_g \quad (2.4)$$

$$T_g \dot{P}_g = -P_g + u_g \quad (2.5)$$

onde as constantes  $p_i (i = 1, 2, \dots, 7)$  são representadas de acordo com os parâmetros da máquina

$$p_1 = \frac{\omega_o V^2 (x_q - x'_d)}{4H (x_t + x'_d) (x_t + x_q)}$$

$$p_2 = \frac{\omega_o d}{2H}$$

$$p_3 = \frac{\omega_o V x_{af}}{2H x_f (x_t + x'_d)}$$

$$p_4 = \frac{\omega_o}{2H}$$

$$p_5 = \frac{\omega_o r_f V x_{af}}{x_f (x_t + x'_d)}$$

$$p_6 = \frac{\omega_o r_f (x_t + x_d)}{x_f (x_t + x'_d)}$$

$$p_7 = \frac{\omega_o r_f}{x_f}$$

$$x'_d = x_d - \frac{x_{af}^2}{x_f}$$

$$\omega_0 = 2\pi f$$

As saídas escolhidas para serem controladas são o fluxo de campo  $\Psi_f$  e o ângulo de carga  $\delta$ . A partir destas variáveis é possível calcular a potência elétrica gerada  $P_e$  e a tensão terminal  $V_t$ .

$$P_e = \frac{p_3 \Psi_f \sin(\delta) - p_1 \sin(2\delta)}{p_4} \quad (2.6)$$

$$V_t = \sqrt{\left[ \frac{V x_q \sin(\delta)}{x_t + x_q} \right]^2 + \left[ \frac{V x'_d \cos(\delta)}{x_t + x'_d} + \frac{x_{af} x_f \Psi_f}{(x_t + x'_d) x_f} \right]^2} \quad (2.7)$$

O significado de cada um dos parâmetros é descrito na Tabela 2.1, e o significado de cada uma das variáveis do modelo da máquina síncrona é exposto na Tabela 2.2.

Parâmetros	Significado
$d$	Constante de amortecimento (s)
$H$	Constante de inércia (s)
$x_d$	Reatância de armadura de eixo direto (p.u.)
$x_q$	Reatância de armadura de eixo em quadratura (p.u.)
$x'_d$	Reatância transitória de eixo direto (p.u.)
$x_{af}$	Reatância mútua de eixo direto (p.u.)
$x_t$	Reatância da linha de transmissão (p.u.)
$x_f$	Reatância de campo (p.u.)
$r_f$	Resistência de campo (p.u.)
$T_e$	Constante de tempo da excitação de campo (s)
$k_e$	Ganho da excitação de campo (adimensional)
$T_t$	Constante de tempo da turbina (s)
$T_g$	Constante de tempo da governadora (s)
$\omega_0$	Velocidade síncrona (rad/s)
$f$	Frequência (Hz)
$V$	Tensão no barramento infinito (p.u.)

Tabela 2.1: Significado dos parâmetros da máquina síncrona

## 2.2 Linearização do Modelo do Gerador Síncrono

Conforme já foi dito no Capítulo 1, o projeto dos controladores necessita de um modelo linearizado do sistema, aqui descrito em (2.1) e (2.2), para o ângulo de carga e fluxo de campo, respectivamente. A linearização é uma aproximação em torno de um ponto de operação, e representa o comportamento do sistema em uma vizinhança deste ponto. Para linearizar as equações do gerador síncrono utilizou-se a expansão em série de *Taylor*,

Variável	Significado
$\delta$	Ângulo de carga (rad)
$\omega$	Perturbação na frequência (rad/s)
$\Psi_f$	Fluxo de campo (p.u.)
$E_{fd}$	Tensão de campo (p.u.)
$P_m$	Potência mecânica no eixo (p.u.)
$P_g$	Potência mecânica de saída da governadora (p.u.)
$u_e$	Sinal atuando na excitação de campo (p.u.)
$u_g$	Sinal atuando na válvula da governadora (p.u.)
$P_e$	Potência elétrica gerada (p.u.)
$V_t$	Tensão terminal (p.u.)

Tabela 2.2: Significado das variáveis da máquina síncrona

$k_e = 25$	$T_e = 0,04$ (s)
$H = 3,82$ (s)	$T_t = 0,3$ (s)
$x_q = 1,68$ (p.u.)	$x_{af} = 1,56$ (p.u.)
$r_f = 0,0012$ (p.u.)	$x_d = 1,75$ (p.u.)
$d = 0,006$ (s)	$V = 1$ (p.u.)
$T_g = 0,08$ (s)	$f = 60$ (Hz)
$x_t = 0,3$ (p.u.)	$x_f = 1,665$ (p.u.)
$\omega_0 = 2\pi f$	$x'_d = x_d - \frac{x_{af}^2}{x_f}$ (p.u.)

Tabela 2.3: Constantes do gerador síncrono.

truncando a série no primeiro termo. Além disto, foram desprezados alguns termos para obter o desacoplamento entre as variáveis controladas. Este desacoplamento é realizado considerando que o fluxo de campo é constante ( $\Psi_f^* = 0,82$  p.u.) ao linearizar a equação do ângulo de carga, e este por sua vez é constante ( $\delta^* = 0,52$  rad) ao linearizar a equação do fluxo de campo.

Linearizando o ângulo de carga (2.1) em torno do seu ponto de operação ( $\delta^* = 0,52$  rad), obtém-se

$$\Delta\ddot{\delta} = 2p_1 \cos(2\delta^*)\Delta\delta - p_2\Delta\dot{\delta} - p_3\Psi_f^* \cos(\delta^*)\Delta\delta + p_4P_m. \quad (2.8)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.8), substituindo as constantes  $p_i$  apresentadas na Tabela 2.1 e representando  $\Delta\delta$  por  $\delta$ , tem-se

$$\delta(s) = \frac{49,34}{s^2 + 0,3s + 26,14}P_m(s), \quad (2.9)$$

em que de acordo com (2.4) e (2.5)

$$P_m(s) = \frac{3,33}{s+3,33}P_g(s) \quad (2.10)$$

e

$$P_g(s) = \frac{12,5}{s+12,5}u_g(s). \quad (2.11)$$

Assim, o modelo entrada/saída ( $\frac{\delta}{u_g}$ ) pode ser simplificado para

$$\frac{\delta}{u_g} = \frac{2054}{(s^2 + 0,3s + 26,14)(s + 3,33)(s + 12,5)}. \quad (2.12)$$

Linearizando o fluxo de campo (2.2) em torno do seu ponto de operação ( $\Psi_f^* = 0,82$  p.u.), obtém-se

$$\Delta\Psi_f = -p_6\Delta\Psi_f + p_7E_{fd}. \quad (2.13)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.13), substituindo as constantes  $p_i$  apresentadas na Tabela 2.3 e representando  $\Delta\Psi_f$  por  $\Psi_f$  tem-se

$$\Psi_f(s) = \frac{0,27}{s+0,95}E_{fd}(s) \quad (2.14)$$

em que de acordo com (2.3), calcula-se

$$E_{fd}(s) = \frac{625}{s+25}u_e(s). \quad (2.15)$$

Assim, o modelo entrada/saída ( $\frac{\Psi_f}{u_e}$ ) pode ser simplificado para

$$\frac{\Psi_f}{u_e} = \frac{170}{(s+0,95)(s+25)}. \quad (2.16)$$

Após a linearização, o modelo do gerador síncrono passa a ser representado por duas funções de transferência, uma para o fluxo de campo (2.16) e uma outra para o ângulo de carga (2.12).

---

## Capítulo 3

# Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto - DMARC

---

Controlar um sistema envolve a modelagem do próprio sistema, aqui denominado planta, a análise do desempenho do mesmo, o projeto do controlador e a implementação. No controle convencional, o modelo da planta utiliza um modelo matemático nominal, ou seja, o que se tem é uma linearização que aproxima o comportamento da planta em uma vizinhança em torno de um determinado ponto de operação.

O controle adaptativo se aplica quando temos parâmetros da planta desconhecidos ou conhecidos com incertezas, e, em sua versão mais usual, somente medições da entrada e da saída da planta são disponíveis. Os parâmetros do controlador variam, se adaptando continuamente às mudanças dos parâmetros, a fim de obter estabilidade, robustez e resposta desejada.

Ao longo deste capítulo, serão descritos os controladores MRAC, VS-MRAC e DMARC.

### 3.1 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência - MRAC

O controle adaptativo por modelo de referência (*Model-Reference Adaptive Control - MRAC*) é considerado uma das principais abordagens da área de controle adaptativo. Seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 4.5. Na abordagem convencional do MRAC, que usa leis integrais de adaptação [Narendra & Valavani 1978] e [Narendra et al. 1980], especifica-se um modelo de referência, que descreve o comportamento desejado para a planta, e o algoritmo de adaptação utiliza o erro entre a saída da planta e a saída do modelo de referência para ajustar os parâmetros do controlador, forçando, assim, a dinâmica da planta seguir a dinâmica do modelo de referência.

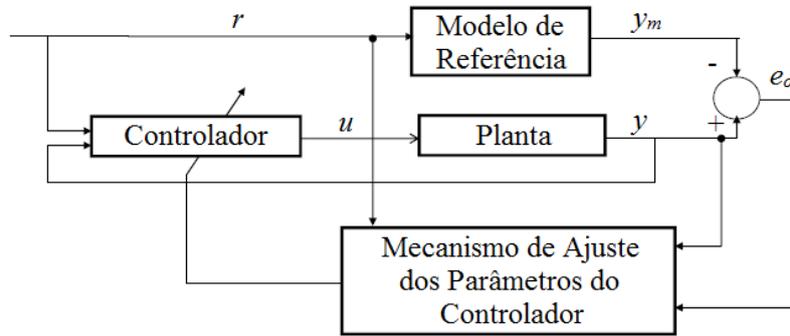


Figura 3.1: Controlador Adaptativo por Modelo de Referência

Supõe-se uma planta controlável e observável, que possui uma única entrada  $u$  e uma única saída  $y$ , representada pela seguinte função de transferência de primeira ordem:

$$W(s) = \frac{k_p}{s + a_p} \quad k_p > 0 \quad (3.1)$$

sendo  $k_p$  e  $-a_p$ , o ganho e o polo da planta, respectivamente, conhecidos com incertezas.

A função de transferência do modelo de referência deve ser estritamente real positiva e definida com o mesmo grau relativo  $n^* = 1$  (excesso de polos) do modelo nominal da planta 3.1, sendo dada por:

$$M(s) = \frac{k_m}{s + a_m} \quad k_m > 0 \text{ e } a_m > 0 \quad (3.2)$$

tendo  $r$  como entrada e  $y_m$  como saída, bem como  $k_m$  e  $-a_m$ , o ganho e o polo do modelo, respectivamente.

Para atingir a condição de "matching", ou seja, para a planta seguir o modelo especificado

$$\frac{y}{r} = \frac{y_m}{r} \quad (3.3)$$

o sinal de controle fornecido pelo controlador necessita, para sua implementação, da saída da planta e da referência tendo a forma:

$$u = \theta_1 y + \theta_2 r \quad (3.4)$$

onde  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são os parâmetros do controlador.

As saídas da planta e do modelo (vide Figura 4.5) são dadas por

$$y = W(s)u = \frac{k_p}{s + a_p}u \quad (3.5)$$

$$y_m = M(s)r = \frac{k_m}{s + a_m}r \quad (3.6)$$

respectivamente.

Se os parâmetros da planta são conhecidos com exatidão, tem-se os valores dos parâmetros do controlador  $\theta_1^*$  e  $\theta_2^*$  para os quais a saída da planta converge para a saída do modelo (condição de "matching"). Porém, se esses parâmetros são desconhecidos ou conhecidos com incertezas, torna-se necessária uma adaptação dos parâmetros do controlador.

Substituindo 3.4 em 3.5 e usando 3.6 e 3.3 encontra-se para  $\theta_1^*$  e  $\theta_2^*$  as expressões:

$$\theta_1^* = \frac{a_p - a_m}{k_p} \quad (3.7)$$

$$\theta_2^* = \frac{k_m}{k_p} \quad (3.8)$$

O vetor de parâmetros adaptativos é definido como

$$\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T \quad (3.9)$$

o vetor regressor, com informações da saída da planta e da referência, como

$$\omega = [y \ r]^T \quad (3.10)$$

e o erro de saída, especificado com o erro entre a saída da planta e a saída do modelo de referência, como

$$e_0 = y - y_m \quad (3.11)$$

A análise de estabilidade usa a Teoria de Lyapunov, as hipóteses de que o modelo é estritamente real positivo (ERP) e  $k_m$  e  $k_p$  são positivos, e aplica o Lema de Kalman-Yakubovitch. Segundo este Lema, se o modelo é ERP, existem um  $p > 0$  e um  $q > 0$  tais que

$$-2pa_m = -2q \Rightarrow pa_m = q \quad (3.12)$$

$$pk_m = 1 \quad (3.13)$$

Sendo o vetor de parâmetros da condição de "matching" dado por  $\theta^* = [\theta_1^* \ \theta_2^*]^T$ , define-se

$$\tilde{\theta} = \theta - \theta^* \quad (3.14)$$

As derivadas das saídas da planta e do modelo podem ser encontradas de (3.5) e (3.6), respectivamente, como

$$\dot{y} = -a_p y + k_p u \quad (3.15)$$

$$\dot{y}_m = -a_m y + k_m r \quad (3.16)$$

O sinal de controle da equação (3.4) pode ser escrito na forma

$$u = \theta^T \omega = \theta^T \omega - \theta^{*T} \omega + \theta^{*T} \omega \quad (3.17)$$

a qual leva a

$$u = \tilde{\theta}^T + \theta_1^* y + \theta_2^* r \quad (3.18)$$

Assim, substituindo (3.18) em (3.15) encontra-se

$$\dot{y} = -(a_p - k_p \theta_1^*) y + k_p \tilde{\theta}^T \omega + k_p \theta_2^* r \quad (3.19)$$

que, levando em consideração a condição de "matching" e as equações (3.7) e (3.8), pode ser escrita em função dos parâmetros do modelo como segue

$$\dot{y} = -a_m y + \frac{k_m}{\theta_2^*} \tilde{\theta}^T \omega + k_m r \quad (3.20)$$

Derivando em relação ao tempo (3.11) e utilizando (3.16) e (3.20) tem-se a expressão

$$\dot{e}_0 = -a_m e_0 + \frac{k_m}{\theta_2^*} \tilde{\theta}^T \omega \quad (3.21)$$

Até aqui, esse desenvolvimento é comum a todos os controladores em estudo, uma vez que nenhuma menção foi feita com relação à lei de adaptação a ser utilizada.

No controlador MRAC a lei de adaptação é do tipo integral, dada por

$$\dot{\theta} = -\gamma e_0 \omega; \ \gamma = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2) = \gamma^T > 0 \quad (3.22)$$

Pela análise de estabilidade usando a teoria de Lyapunov, no caso em que  $k_p$  e  $a_p$  são

constantes, a origem é um ponto de equilíbrio globalmente estável com  $e_0 \rightarrow 0$ , porém não se pode garantir estabilidade assintótica global. Contudo, se a entrada for suficientemente rica em frequências [Ioannou & Tsakalis 1986], pode-se garantir estabilidade assintótica global, ou seja,  $\theta \rightarrow \theta^*$ , com  $\theta^* = [\theta_1^* \ \theta_2^*]^T$  e, conseqüentemente,  $e_0 \rightarrow 0$ .

A saída de uma planta genérica de primeira ordem com função de transferência  $G(s) = \frac{1}{s-1}$  onde aplica-se o MRAC com um modelo de referência  $M(s) = \frac{1}{s+1}$  pode ser observada na Figura 3.2. Nota-se que o desempenho transitório é oscilatório e lento, o que, dependendo do tipo de aplicação, é indesejável, porém em regime permanente a planta segue o modelo de referência. Na Figura 4.6 está representado o respectivo sinal de controle, um sinal também oscilatório no transitório, porém suave.

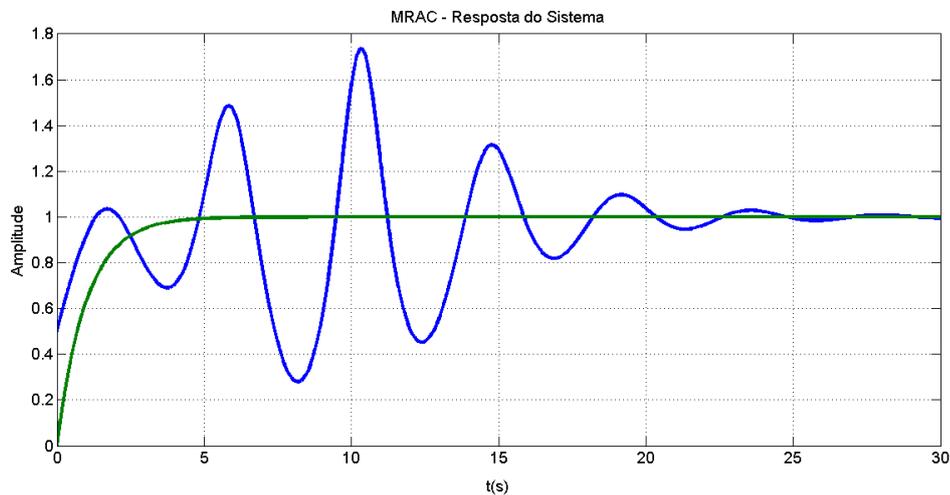


Figura 3.2: Resposta do sistema utilizando MRAC em uma planta genérica de primeira ordem.

No MRAC, o algoritmo é baseado em estimação dos parâmetros e contém leis de adaptação integrais (equação 3.22), o que resulta na falta de robustez à dinâmica não modelada e distúrbios externos [Ioannou & Kokotovic 1984] e [Rohrs et al. 1985]. Para aumentar a robustez no MRAC foi proposta uma lei de adaptação com modificação  $\sigma$  [Ioannou & Kokotovic 1984], a qual garante no mínimo estabilidade local na presença de dinâmica não modelada e/ou distúrbios limitados. Essa lei é dada por

$$\dot{\theta} = -\sigma\theta - \gamma e_0\omega; \sigma > 0 \quad (3.23)$$

sendo o primeiro termo do lado direito da igualdade interpretado como um fator de esquecimento, que, no domínio do tempo, despreza exponencialmente o efeito de dados mais

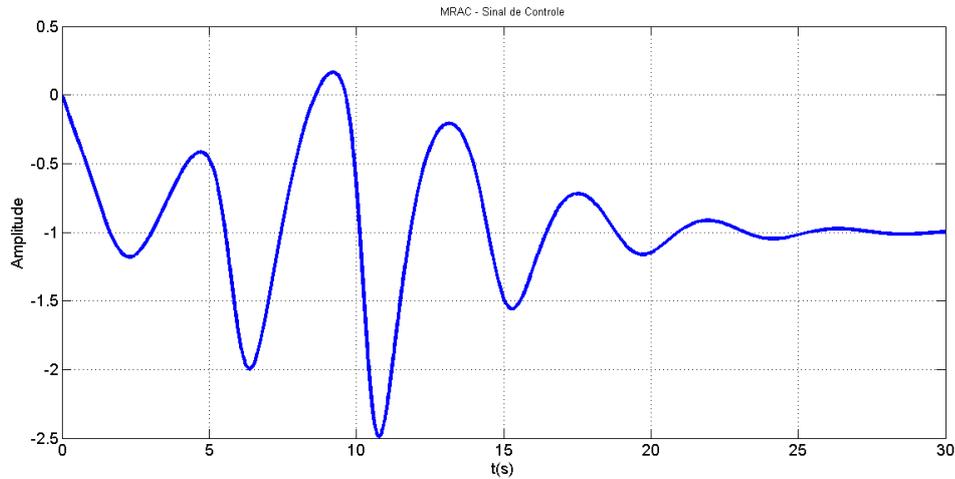


Figura 3.3: Sinal de controle do MRAC em uma planta genérica de primeira ordem.

antigos, e o segundo termo, um fator de aprendizagem.

A estabilidade global foi conseguida posteriormente por Ioannou e Tsakalis [Ioannou & Tsakalis 1986], com normalização do termo de aprendizado na lei de adaptação com modificação  $\sigma$  dado na equação (3.23), sendo a lei de controle

$$\dot{\theta} = -\sigma\theta - \sigma\bar{\theta}sgn(e_0 \omega) ; \quad (3.24)$$

com  $\bar{\theta} = [\bar{\theta}_1 \bar{\theta}_2]^T$  e  $\bar{\theta}_i > |\theta_i^*|, i = 1, 2$

A introdução da normalização, no entanto pode levar a transitórios de adaptação excessivamente lentos, o que pode ser verificado na Figura 3.4, que mostra a saída do sistema para a mesma planta utilizada anteriormente no MRAC comum, agora aplicando-se o MRAC com fator de esquecimento e normalização. Nota-se, também o chaveamento suave provocado no sinal de controle (Figura 3.5) devido a presença da função *Signal* (*sgn*) na lei de controle, descrita para a variável  $x$  como

$$sgn(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

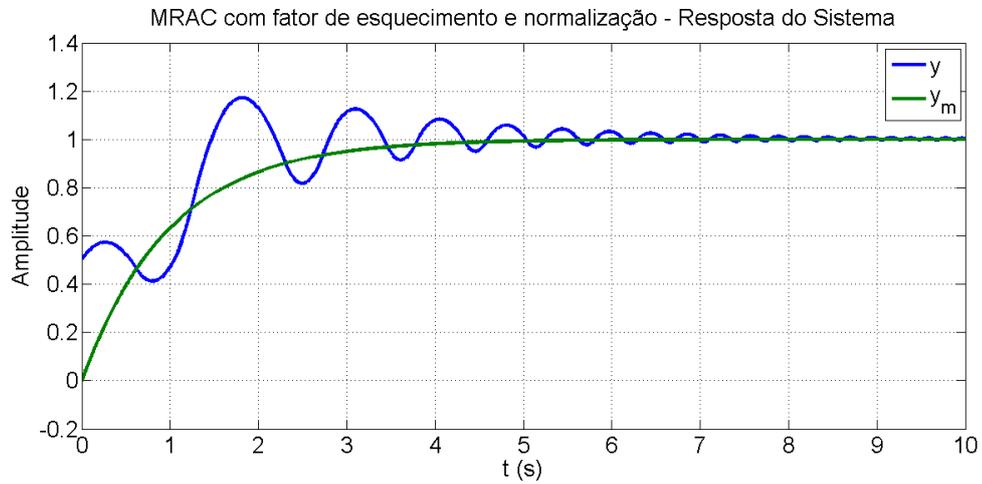


Figura 3.4: Resposta do sistema utilizando MRAC com fator de esquecimento e normalização em uma planta genérica de primeira ordem.

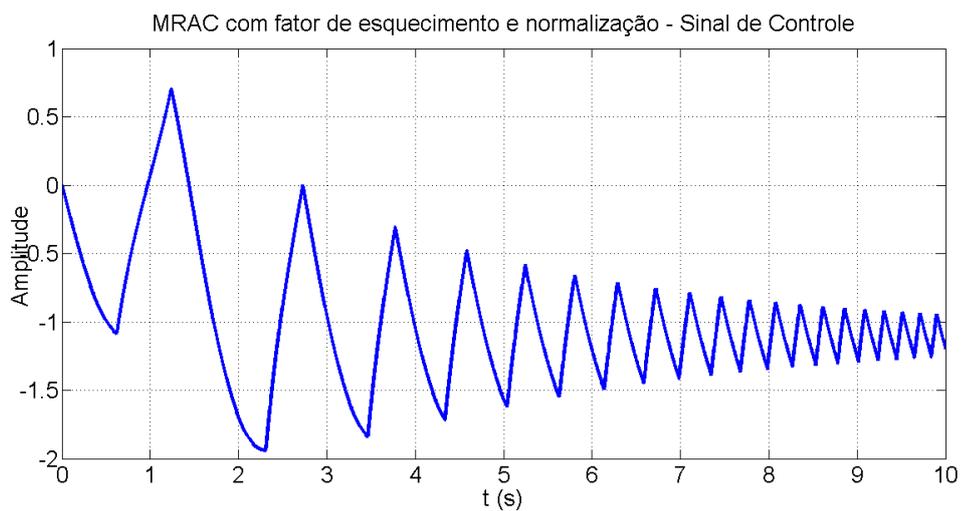


Figura 3.5: Sinal de controle do MRAC com fator de esquecimento e normalização em uma planta genérica de primeira ordem.

## 3.2 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável - VS-MRAC

Os controladores a estrutura variável, principalmente no caso em que são usados como controladores de modos deslizantes, apresentam robustez a variações dos parâmetros da planta e distúrbios e, em geral, com resposta transitória mais rápida. A necessidade de medição de todas as variáveis de estado da planta, no entanto, se apresenta como uma dificuldade na sua implementação prática. No intuito de se conseguir um sistema de controle robusto, com bom desempenho transitório e com medições apenas da entrada e saída da planta, Hsu e Costa [Hsu & Costa 1989] (ver também [Hsu 1990]) apresentaram um sistema de controle adaptativo (VS-MRAC) no qual as leis integrais de adaptação do MRAC convencional foram substituídas por leis a estrutura variável no mecanismo de adaptação. Os algoritmos originais foram aperfeiçoados nos trabalhos de [Araújo & Hsu 1990], [Araújo 1993] e [Hsu et al. 1994].

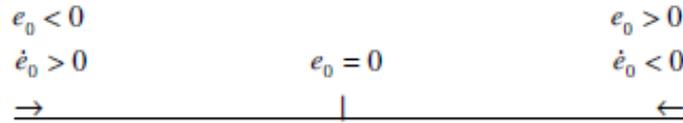


Figura 3.6: Condição de deslizamento para o VS-MRAC.

No VS-MRAC utiliza-se a mesma estrutura de controle do MRAC, porém com um sinal de controle chaveado como no controlador VSC. Aqui a superfície deslizante é definida por  $e_0 = 0$  e a condição de deslizamento é  $e_0 \dot{e}_0 < 0$  (Figura 3.6).

As leis integrais de adaptação são substituídas por leis chaveadas da forma

$$\theta_1 = -\bar{\theta}_1 \text{sgn}(e_0 y), \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \quad (3.26)$$

$$\theta_2 = -\bar{\theta}_2 \text{sgn}(e_0 r), \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \quad (3.27)$$

Nota-se que  $\bar{\theta}_i$  deve ser dimensionado de forma a levar em consideração as incertezas nos parâmetros da planta. Assim, para o caso em que os parâmetros da planta são variantes no tempo, deve ser satisfeita a seguinte condição

$$\bar{\theta}_1 > \sup |\theta_1^*(t)| \quad (3.28)$$

$$\bar{\theta}_2 > \sup | \theta_2^*(t) | \quad (3.29)$$

Mesmo não garantindo que  $\theta \rightarrow \theta^*$ , uma vez que não se trata de adaptação paramétrica e sim de uma lei chaveada de controle, o sistema é robusto para perturbações desconhecidas e uniformemente limitadas atuando na entrada da planta, desde que  $\| \omega(t) \|$  seja maior que uma determinada constante positiva [Hsu & Costa 1989] ( $\| \omega(t) \|$  é uma norma do vetor regressor  $\omega(t)$ ).

Apesar do projeto do controlador ser feito com base em um modelo linearizado, a robustez do VS-MRAC em relação a incertezas e perturbações garante um bom desempenho para a planta não linear em uma certa faixa de operação.

A principal desvantagem do VS-MRAC é o chaveamento do sinal de controle com uma frequência bastante alta ("*chattering*") e isto pode levar a dificuldades na implementação prática. Esse fenômeno pode ser observado na simulação da mesma planta de primeira ordem utilizada para exemplificar o controlador MRAC. As Figuras 3.7 e 3.8 representam a saída da planta e o sinal de controle, respectivamente.

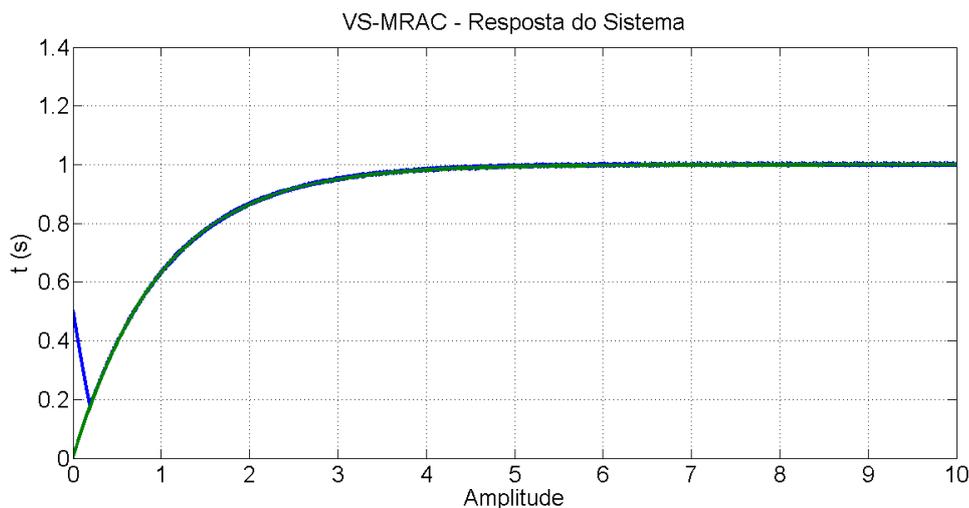


Figura 3.7: Resposta do sistema utilizando VS-MRAC em uma planta genérica de primeira ordem.

### 3.3 Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto - DMARC

O DMARC foi projetado inicialmente, utilizando a lei de adaptação proposta por Hsu e Costa [Hsu & Costa 1989]. Esta lei de adaptação permite a obtenção de um comportamento próximo do VS-MRAC ou do MRAC (com fator  $\sigma$  e uma normalização) e situações

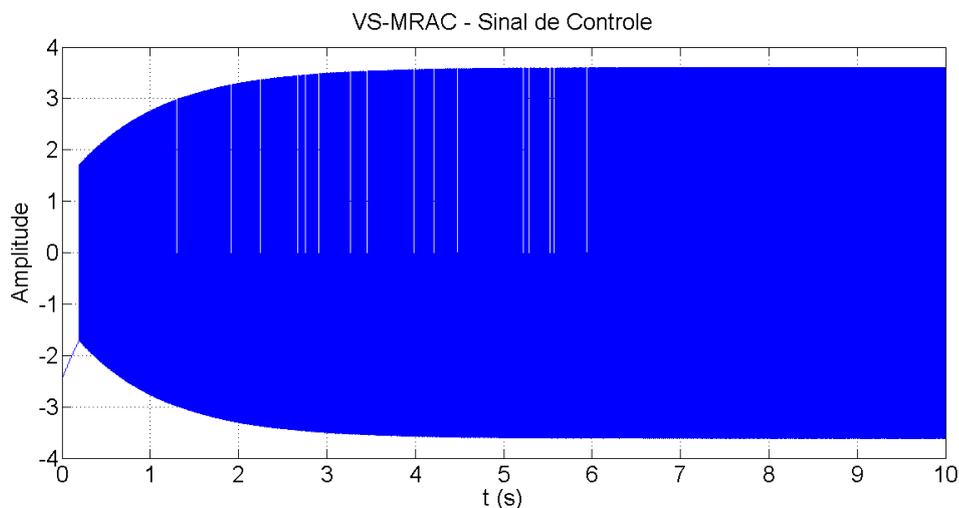


Figura 3.8: Sinal de controle do VS-MRAC em uma planta genérica de primeira ordem.

intermediárias dependendo da escolha de um determinado parâmetro. Em [Cunha 2008] esse parâmetro é ajustado em tempo real, tendo como objetivo se aproximar do controlador VS-MRAC quando o erro de saída do sistema é considerado elevado ou do controlador MRAC quando o erro de saída é considerado pequeno. Objetiva-se, desta forma, tirar vantagem do bom comportamento transitório do VS-MRAC, e da suavidade do sinal de controle em funcionamento quase estacionário do MRAC.

O DMARC encontra-se esquematizado na Figura 4.17.

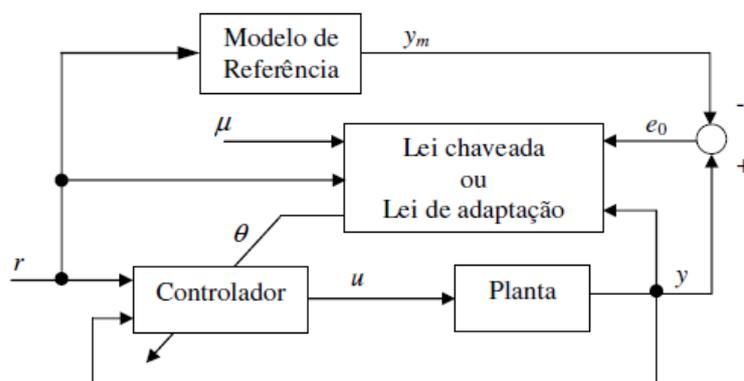


Figura 3.9: Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto.

A lei de adaptação foi modificada, posteriormente, para se adequar ao uso das funções

de Lyapunov, na análise de estabilidade.

Considera-se a seguinte lei de adaptação

$$\mu \dot{\theta}_i = -\sigma \theta_i - \sigma \gamma_i e_0 \omega_i \quad (3.30)$$

onde

$$\omega = [\omega_1 \ \omega_2]^T = [y \ r]^T \quad (3.31)$$

$$\gamma_i = \frac{\bar{\theta}_i}{|e_0 \omega_i|}, \quad \bar{\theta}_i > |\theta_i^*| \quad i = 1, 2, \dots \quad (3.32)$$

Quando  $\mu \rightarrow 0$ ,  $\theta_i$  é dado pela solução de  $0 = -\sigma \theta_i - \sigma \gamma_i e_0 \omega_i$  que juntamente com a equação (3.30) se resumem em (3.26), que são as leis chaveadas do algoritmo VS-MRAC. A equação (3.30) pode ser escrita como

$$\dot{\theta}_i = -\frac{\sigma}{\mu} \theta_i - \frac{\sigma}{\mu} \gamma_i e_0 \omega_i \quad (3.33)$$

Analisando a equação (3.33), observa-se que quando  $\mu \rightarrow 0$ , o fator de esquecimento tende a infinito, de onde se conclui que o VS-MRAC não tem memória. O termo de aprendizagem também cresce ilimitadamente, de onde se pode dizer que no VS-MRAC a adaptação, ou o aprendizado, é instantâneo.

Quando  $\mu = 1$ , a equação (3.30) se resume em

$$\dot{\theta}_i = -\sigma \theta_i - \sigma \gamma_i e_0 \omega_i \quad (3.34)$$

que é a lei de adaptação do MRAC com fator  $\sigma$  e uma certa normalização do termo de aprendizado.

Uma das possíveis formas para a transição do controlador DMARC, entre o VS-MRAC e o MRAC, é feita ajustando-se o parâmetro  $\mu$  segundo a expressão

$$\mu = e^{\frac{-e_0^2}{l}} \quad (3.35)$$

onde  $e_0$  é o erro de saída e  $l$  é um parâmetro a ser ajustado.

Observa-se, da Figura 3.10 (ou equação (3.35)), que quando  $e_0 \rightarrow 0$ ,  $\mu \rightarrow 1$  aproximando-se do MRAC na condição de regime permanente. Quando  $e_0$  cresce, dentro de um certo limite estipulado por  $l$  (vide Figura 3.10),  $\mu$  assume um valor suficientemente pequeno tendendo ao VS-MRAC durante o transitório. Ou seja, o parâmetro  $l$  tem a importante função de determinar a forma como se dá a transição entre o MRAC e o VS-MRAC. Quanto menor o valor de  $l$  maior a ação do VS-MRAC em função de  $e_0$ .

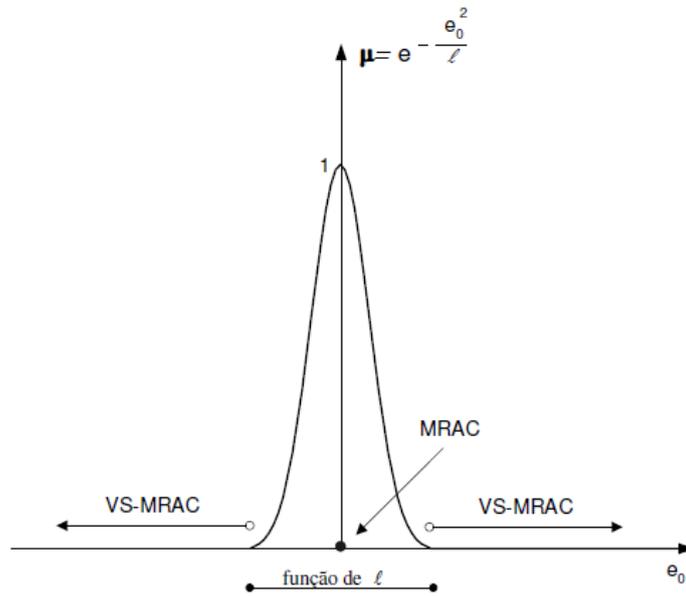


Figura 3.10: Evolução de  $\mu$  em função do erro de saída

$$\left. \begin{array}{l} \mu \dot{\theta}_1 = -\sigma \theta_1 - \sigma \bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(e_o \cdot y), \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \\ \mu \dot{\theta}_2 = -\sigma \theta_2 - \sigma \bar{\theta}_2 \operatorname{sgn}(e_o \cdot r), \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \end{array} \right\} \begin{array}{l} \mu = 0 \rightarrow \text{VS - MRAC} \\ \theta_1 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(e_o \cdot y), \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \\ \theta_2 = -\bar{\theta}_2 \operatorname{sgn}(e_o \cdot r), \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \\ \mu = 1 \rightarrow \text{MRAC} \\ \dot{\theta}_1 = -\sigma \theta_1 - \sigma \bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(e_o \cdot y), \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \\ \dot{\theta}_2 = -\sigma \theta_2 - \sigma \bar{\theta}_2 \operatorname{sgn}(e_o \cdot r), \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \end{array} \quad (3.36)$$

Aplicando o DMARC na mesma planta simulada nas Seções 3.1 e 3.2, obtém-se a saída do sistema representada na Figura 3.11 e o sinal de controle representado na Figura 4.18.

Percebe-se que foi obtido um transitório rápido e sem oscilações, semelhante à resposta do VS-MRAC (Figura 3.7), porém com um sinal de controle suave.

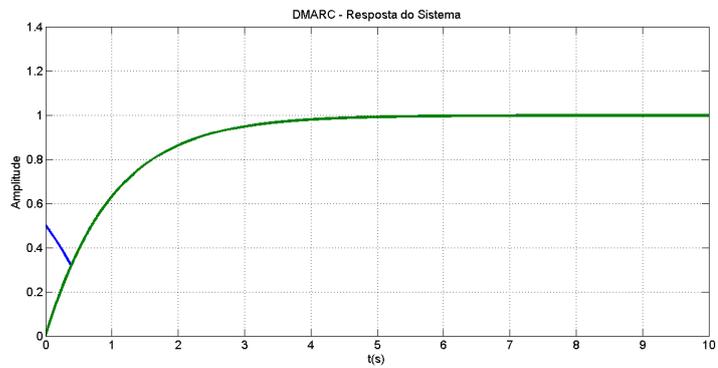


Figura 3.11: Resposta do sistema utilizando o DMARC em uma planta genérica de primeira ordem.

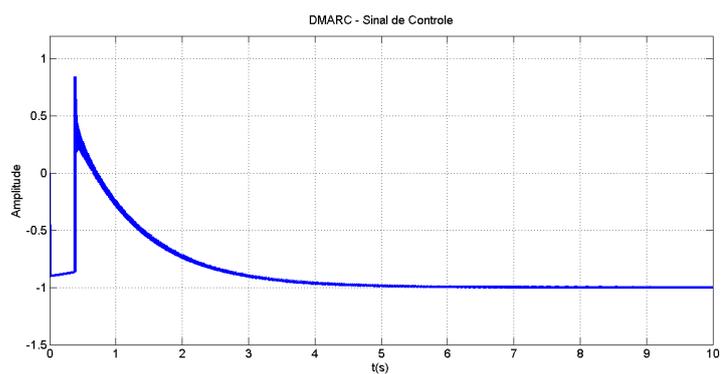


Figura 3.12: Sinal de controle do DMARC em uma planta genérica de primeira ordem.

---

# Capítulo 4

## Simulações

---

Assim como em [Jácome et al. 2012], este trabalho tem como objetivo apresentar uma técnica de controle em que o gerador síncrono, com uma modelagem realística é controlado por um controlador adaptativo robusto, neste caso em modo dual, com o intuito de diminuir as limitações da utilização de um modelo linearizado, uma vez que as leis de controle baseiam-se em um algoritmo não linear. Algumas usinas geradoras de energia elétrica no Brasil utilizam um sistema de controle convencional para os geradores síncronos, com um controlador PI para o controle do fluxo de campo e um controlador PID para o controle do ângulo de carga. A proposta apresentada é utilizar um controlador em modo dual adaptativo robusto (DMARC) para o controle de fluxo de campo e um controlador PID para o ângulo de carga, e comparar essas estratégias de controle. O projeto dos controladores é feito seguindo o mesmo procedimento adotado na Companhia Hidroelétrica do São Francisco (CHESF), que, de acordo com um projeto submetido ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à própria CHESF, só foi disponibilizada para controle a malha do fluxo de campo ( $\Psi_f$ ), devido a questões contratuais.

Além do PI e do DMARC, serão analisados os desempenhos dos controladores MRAC, MRAC com fator de esquecimento e normalização e VS-MRAC. Dessa forma, para realizar a comparação entre as técnicas de controle, serão necessários os projetos dos controladores PID, PI, MRAC, nas suas duas abordagens, o VS-MRAC e o DMARC. O projeto dos controladores utilizará como planta nominal para o PID

$$G_{pg}(s) = \frac{49,34}{s^2 + 0,3s + 26,14} \quad (4.1)$$

que é uma aproximação de (2.12), desprezando os polos dominados. Já para os demais controladores, a planta nominal será

$$G_{pe}(s) = \frac{5,44}{s + 0,76} \quad (4.2)$$

que é uma aproximação de (2.16), desprezando o polo dominado e incluindo uma incerteza de 20% no ganho e no polo da planta.

Para analisar os comportamentos dos controladores comparados nesse artigo, colocou-se o sistema operando em regime permanente, onde foram inseridas perturbações de 20% no fluxo de campo a cada 35 s, intercalando entre uma perturbação 20% abaixo e 20% acima do valor de referência. A referência do ângulo de carga foi mantida constante. Todas as simulações utilizam o método de Euler com passo de integração de 0,0001 s, têm duração de 90 s, utilizam o sistema não linear do modelo do gerador e os parâmetros apresentados na Tabela 2.3.

## 4.1 Projeto do controlador PID

Projeta-se o controlador PID para o controle do ângulo de carga através do método do lugar das raízes, que consiste em um método gráfico para a determinação dos pólos de malha fechada conhecendo-se os pólos de malha aberta à medida que se varia o ganho de zero a infinito. O método informa como um sistema se comporta quando variamos seu ganho, e na prática ele indica que um dado sistema pode não alcançar as especificações de projeto apenas variando o ganho e em alguns casos há instabilidade para determinados valores de ganho. Dessa forma é necessário modificar seu lugar das raízes para alcançar as especificações de desempenho.

Os requisitos de projeto utilizados foram: percentual de *overshoot* menor que 5% e tempo de assentamento menor que 15 s para um erro de 2%, obtendo-se os parâmetros:  $k_{cg} = 0,002$ ,  $\tau_{dg} = 0,05$  e  $\tau_{ig} = 0,002$ , que resulta na seguinte função de transferência

$$G_{cg} = \frac{0,0001s^2 + 0,002s + 1}{s} \quad (4.3)$$

## 4.2 Projeto do controlador PI

Projeta-se o controlador PI também pelo método do lugar das raízes, utilizando como requisitos de projeto *overshoot* nulo e um tempo de assentamento menor que 2 s para um erro de 2%, obtendo-se os parâmetros:  $k_{ce} = 0,3673$  e  $\tau_{ie} = 1,3158$ , que resulta na

seguinte função de transferência

$$G_{ce} = \frac{0,3676s + 0,27963}{s} \quad (4.4)$$

Após as simulações, obtivemos as saídas controladas (Figura 4.1), os sinais de controle (Figura 4.2), o erro entre a potência elétrica nominal e a produzida (Figura 4.3) e o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida (Figura 4.4).

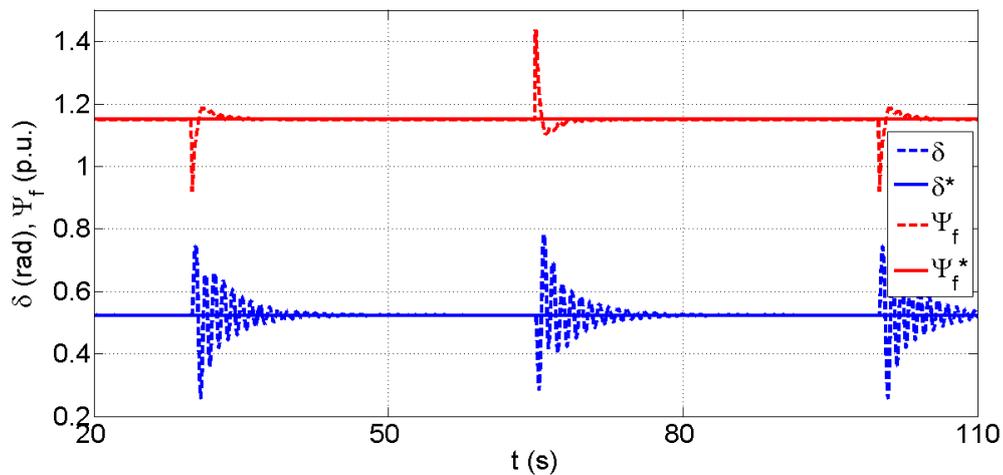


Figura 4.1: Referências  $\Psi_f^*$ ,  $\delta^*$  e saídas  $\Psi_f$  e  $\delta$ , utilizando o controlador PI.

Para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 3,30% e tempo de assentamento de 2,1 s para a saída do fluxo de campo e, devido ao alto grau de acoplamento, *overshoot* de 50,74% e tempo de assentamento de 11 s para o ângulo de carga. Para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 4,17% e tempo de assentamento de 2,1 s para a saída do fluxo de campo e *overshoot* de 49,29% e tempo de assentamento de 11 s para o ângulo de carga, conforme observado na Figura 4.1. Além de sinais de controle suaves, Figura 4.2.

Apresentou, também, erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 21,62%, com tempo de assentamento de 8,8 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, e erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 25,98%, com tempo de assentamento de 8,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, conforme Figura 4.3.

Além de erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 11,47%, com tempo de assentamento de 1,3 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo

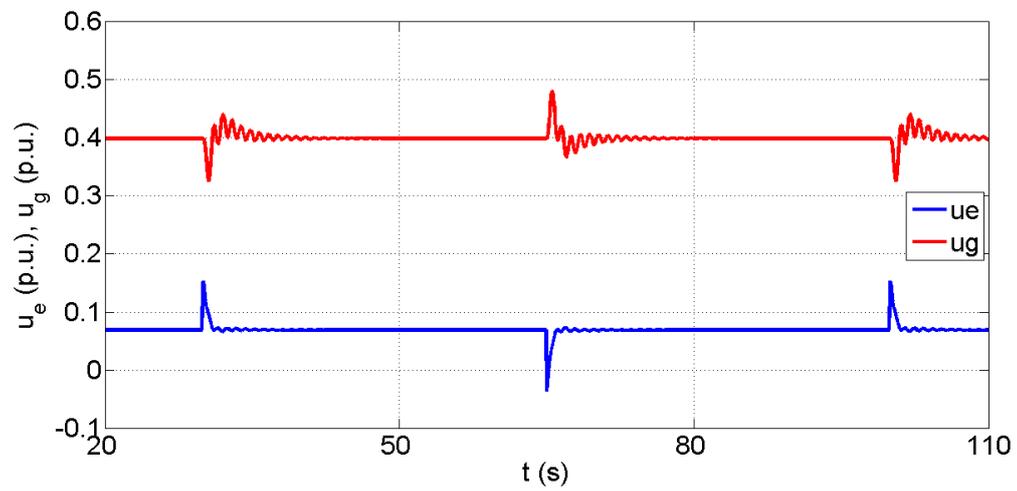
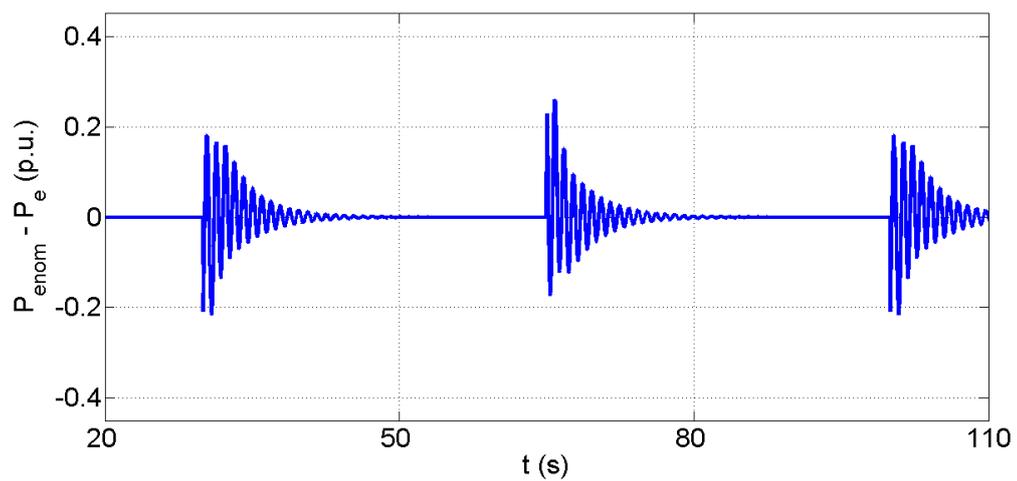
Figura 4.2: Sinais de controle  $u_g$  e  $u_e$  utilizando o controlador PI.

Figura 4.3: Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador PI

do seu valor nominal; e erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 12,80%, com tempo de assentamento de 1,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, de acordo com a Figura 4.4.

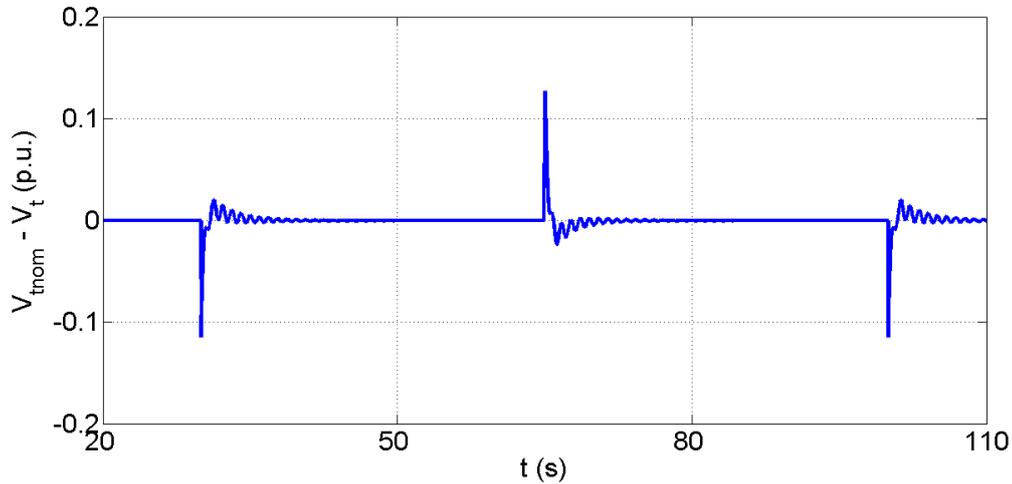


Figura 4.4: Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador PI

### 4.3 Projeto do controlador DMARC

Para projetar os controladores MRAC, nas suas duas abordagens, bem como o VS-MRAC e o DMARC, utiliza-se como modelo de referência  $y_m/r = 2/(s+2)$ . Inicialmente simula-se o controlador MRAC para obter a sintonia dos parâmetros do controlador ( $\gamma$ ) e, em seguida, acrescenta-se o fator de esquecimento ( $\sigma$ ) e a normalização. Simula-se, na sequência, o controlador VS-MRAC adicionando valores nominais ( $\theta_{nom}$ ) nos parâmetros adaptativos da lei de controle (3.4), para que o chaveamento se dê apenas em relação a incerteza de 20% da planta nominal,

$$u = (\theta_{nom} + \theta)\omega, \theta_{nom} = [\theta_{1nom} \theta_{2nom}]^T. \quad (4.5)$$

com

$$\bar{\theta}_i > |\theta_i^* - \theta_{inom}|, i = 1, 2. \quad (4.6)$$

O projeto dos valores nominais é realizado a partir da dinâmica da planta nominal (4.2), sendo  $\theta_{1nom} = -0.2279$  e  $\theta_{2nom} = 0.3676$ . Por fim, simula-se o DMARC ajustando o valor de ( $l$ ).

### 4.3.1 Controlador MRAC

O controlador MRAC projetado possui  $\gamma_1 = 0,1$  e  $\gamma_2 = 1,8$ . E, após as simulações, obtivemos as saídas controladas (Figura 4.5), os sinais de controle (Figura 4.6), o erro entre a potência elétrica nominal e a produzida (Figura 4.7) e o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida (Figura 4.8).

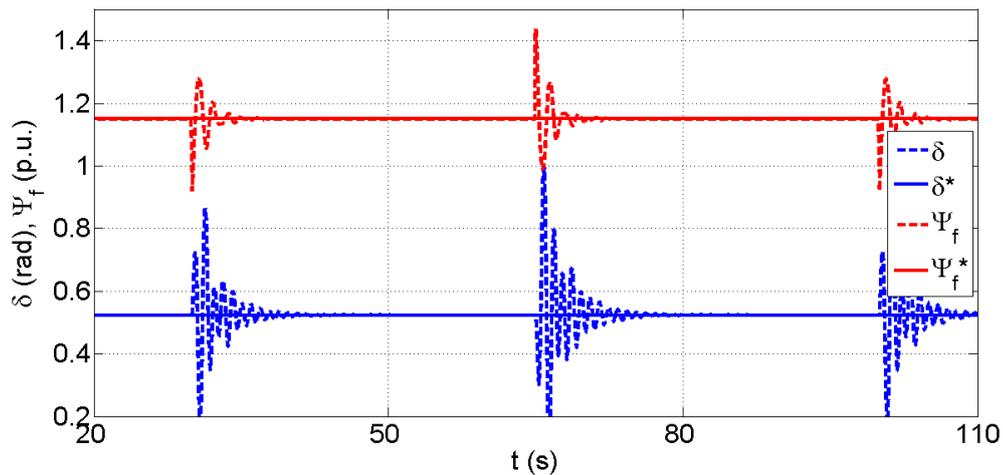


Figura 4.5: Referências  $\Psi_f^*$ ,  $\delta^*$  e saídas  $\Psi_f$  e  $\delta$ , utilizando o controlador MRAC.

Para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, o controlador MRAC apresentou *overshoot* de 11,91% e tempo de assentamento de 3,3 s para a saída do fluxo de campo e, devido ao alto grau de acoplamento, *overshoot* de 75,00% e tempo de assentamento de 10 s para o ângulo de carga. Para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 14,12% e tempo de assentamento de 3,8 s para a saída do fluxo de campo e *overshoot* de 92,00% e tempo de assentamento de 10 s para o ângulo de carga, conforme observado na Figura 4.5. Além de sinais de controle suaves, Figura 4.6.

Apresentou, também, erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 30,91%, com tempo de assentamento de 7,0 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, e erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 40,10%, com tempo de assentamento de 8,0 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, conforme Figura 4.7.

Além de erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 10,05%, com tempo de assentamento de 1,7 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal; e erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de

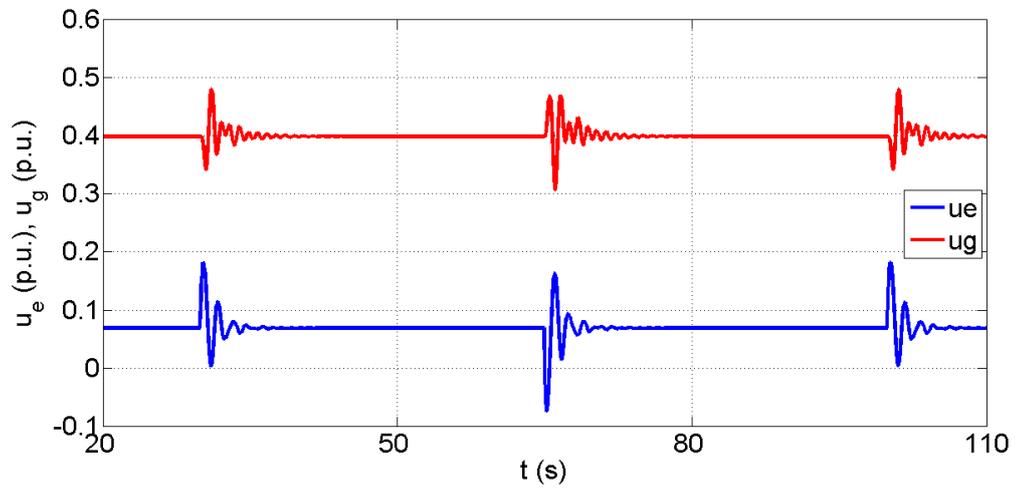


Figura 4.6: Sinais de controle  $u_g$  e  $u_e$  utilizando o controlador MRAC.

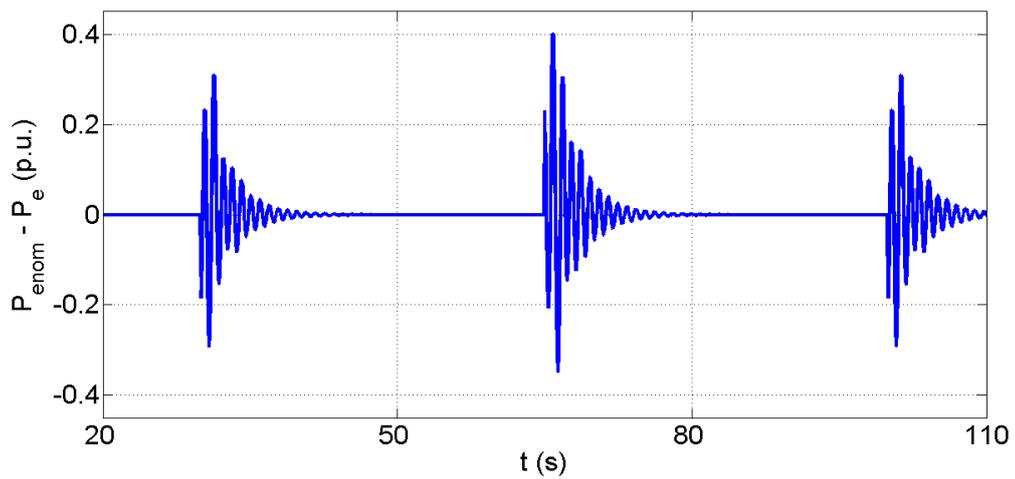


Figura 4.7: Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC.

12,73%, com tempo de assentamento de 2,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, de acordo com a Figura 4.8.

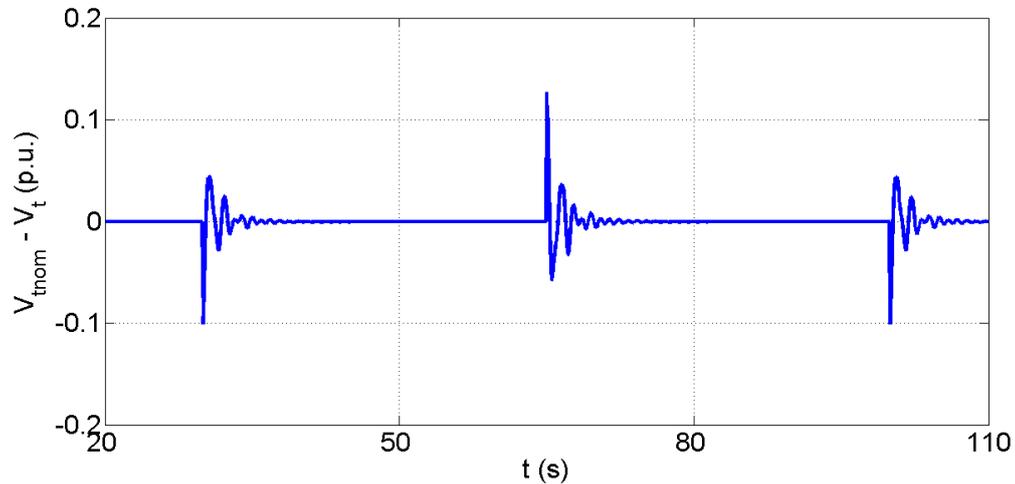


Figura 4.8: Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC.

### 4.3.2 Controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização

O controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização projetado possui  $\sigma = 1$  e  $\bar{\theta} = [0,07 \ 0,0098]^T$ . E, após as simulações, obtivemos as saídas controladas (Figura 4.9), os sinais de controle (Figura 4.10), o erro entre a potência elétrica nominal e a produzida (Figura 4.11) e o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida (Figura 4.12).

Para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, o controlador MRAC apresentou *overshoot* de 10,87% e tempo de assentamento de 4,8 s para a saída do fluxo de campo e, devido ao alto grau de acoplamento, *overshoot* de 67,46% e tempo de assentamento de 10,8 s para o ângulo de carga. Para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 2,50% e tempo de assentamento de 1,7 s para a saída do fluxo de campo e *overshoot* de 53,73% e tempo de assentamento de 10,2 s para o ângulo de carga, conforme observado na Figura 4.9. Além de sinais de controle suaves, Figura 4.10.

Apresentou, também, erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 25,90%, com tempo de assentamento de 8,8 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, e erro máximo entre a potência elétrica nominal e a

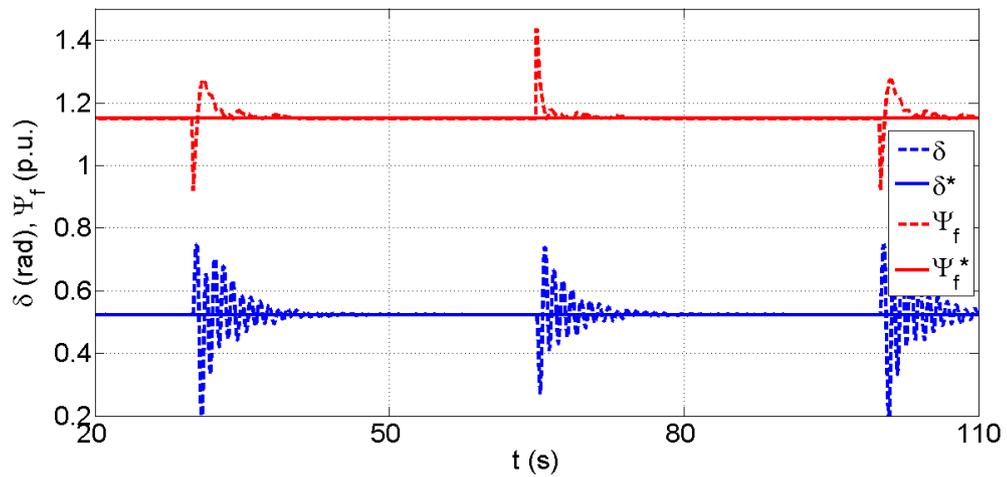


Figura 4.9: Referências  $\Psi_f^*$ ,  $\delta^*$  e saídas  $\Psi_f$  e  $\delta$ , utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização.

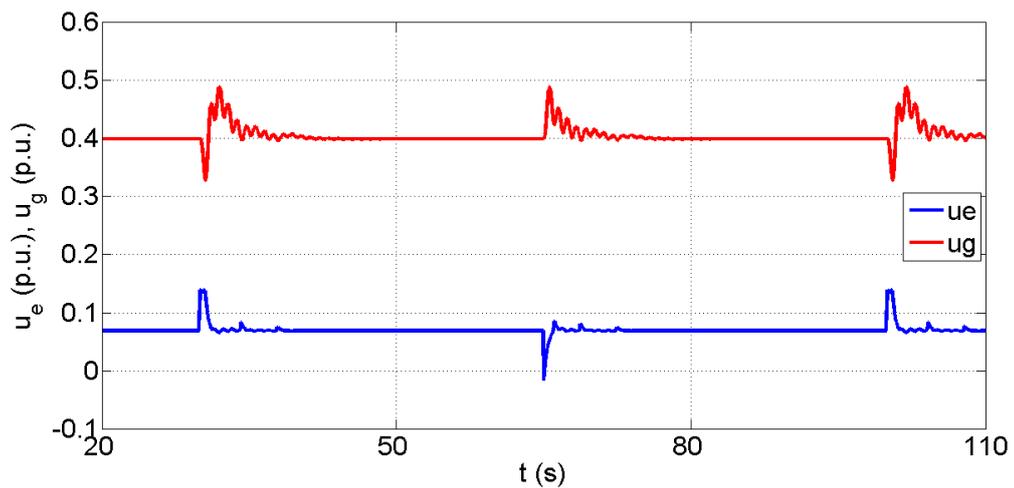


Figura 4.10: Sinais de controle  $u_g$  e  $u_e$  utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização.

produzida de 25,86%, com tempo de assentamento de 7,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, conforme Figura 4.11.

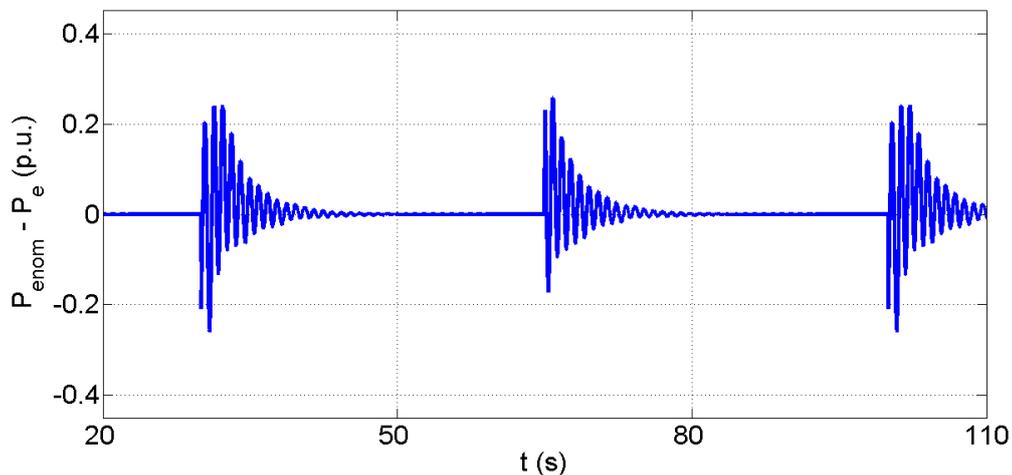


Figura 4.11: Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização.

Além de erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 11,45%, com tempo de assentamento de 2,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal; e erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 12,78%, com tempo de assentamento de 1,0 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, de acordo com a Figura 4.12.

### 4.3.3 Controlador VS-MRAC

O controlador VS-MRAC projetado possui  $\bar{\theta} = [0,07 \ 0,0098]^T$ . E, após as simulações, obtivemos as saídas controladas (Figura 4.13), os sinais de controle (Figura 4.14), o erro entre a potência elétrica nominal e a produzida (Figura 4.15) e o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida (Figura 4.16).

Para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, o controlador MRAC apresentou *overshoot* de 3,22% e tempo de assentamento de 0,4 s para a saída do fluxo de campo e, devido ao alto grau de acoplamento, *overshoot* de 33,54% e tempo de assentamento de 12,5 s para o ângulo de carga. Para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 0,00% e tempo de assentamento de 0,8 s para a saída do fluxo de campo e *overshoot* de 48,07% e tempo de assentamento de 13,0 s para o ângulo de carga, conforme observado

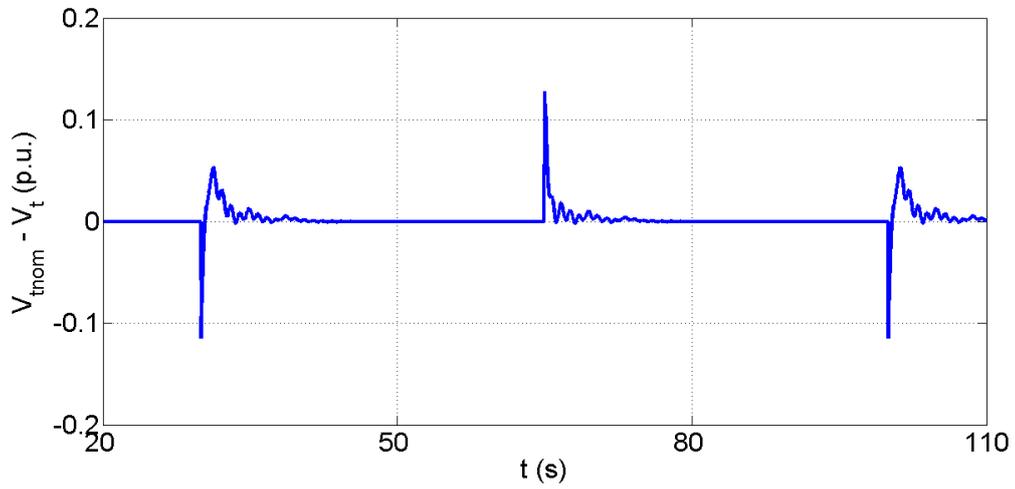


Figura 4.12: Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador MRAC com fator de esquecimento e normalização.

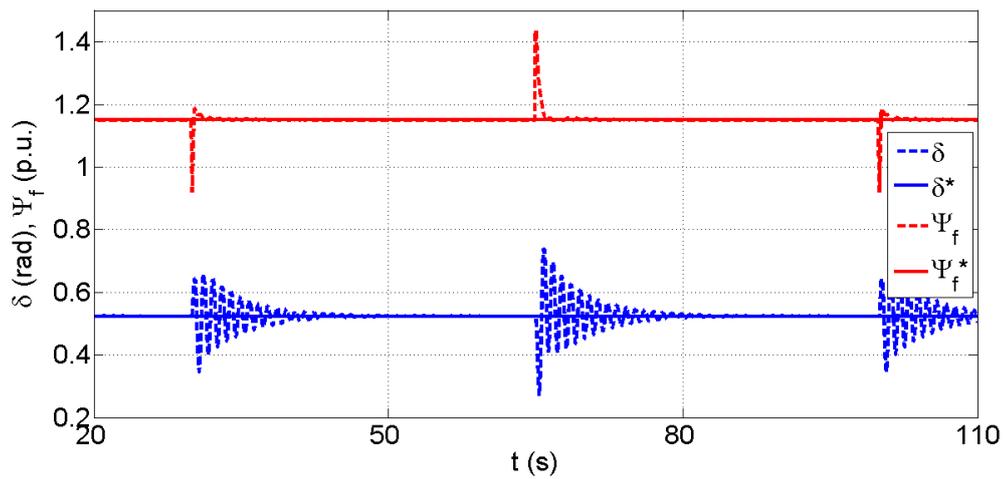


Figura 4.13: Referências  $\Psi_f^*$ ,  $\delta^*$  e saídas  $\Psi_f$  e  $\delta$ , utilizando o controlador VS-MRAC.

na Figura 4.13. Porém, apresenta de sinal de controle chaveado, Figura 4.14.

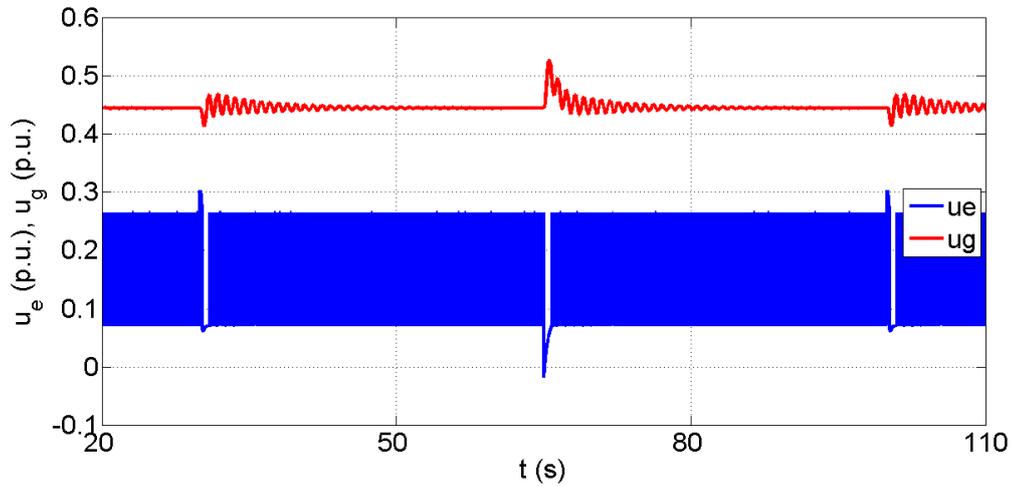


Figura 4.14: Sinais de controle  $u_g$  e  $u_e$  utilizando o controlador VS-MRAC.

Apresentou, também, erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 20,91%, com tempo de assentamento de 9,7 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, e erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 25,85%, com tempo de assentamento de 10,2 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, conforme Figura 4.15.

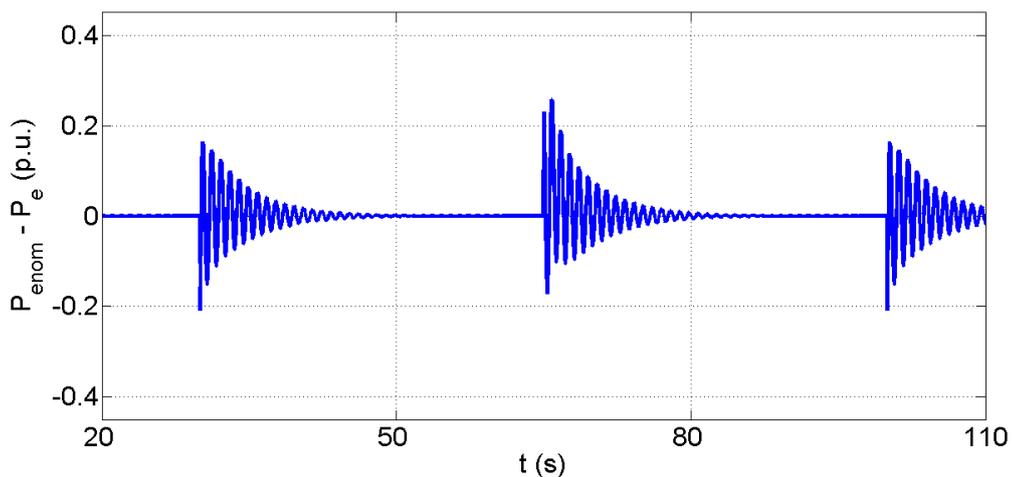


Figura 4.15: Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador VS-MRAC.

Além de erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 11,44%, com

tempo de assentamento de 0,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal; e erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 12,77%, com tempo de assentamento de 0,9 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, de acordo com a Figura 4.16.

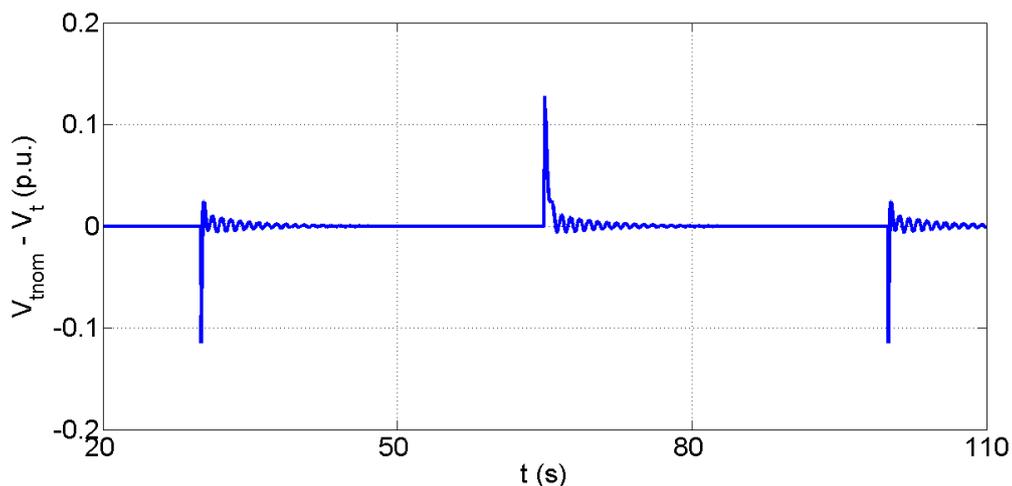


Figura 4.16: Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador VS-MRAC.

#### 4.3.4 Controlador DMARC

O controlador DMARC projetado possui  $\bar{\theta} = [0,07 \ 0,0098]^T$ ,  $\sigma = 1$  e  $l = 10^{-9}$ . E, após as simulações, obtivemos as saídas controladas (Figura 4.17), os sinais de controle (Figura 4.18), o erro entre a potência elétrica nominal e a produzida (Figura 4.19) e o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida (Figura 4.20).

Para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal, o controlador MRAC apresentou *overshoot* de 3,21% e tempo de assentamento de 0,4 s para a saída do fluxo de campo e, devido ao alto grau de acoplamento, *overshoot* de 33,21% e tempo de assentamento de 12,5 s para o ângulo de carga. Para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, o controlador PI apresentou *overshoot* de 0,00% e tempo de assentamento de 0,8 s para a saída do fluxo de campo e *overshoot* de 48,07% e tempo de assentamento de 12,6 s para o ângulo de carga, conforme observado na Figura 4.17. Com sinal de controle chaveado apenas no transitório, Figura 4.18.

Apresentou, também, erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 20,91%, com tempo de assentamento de 9,7 s para as perturbações no fluxo de campo

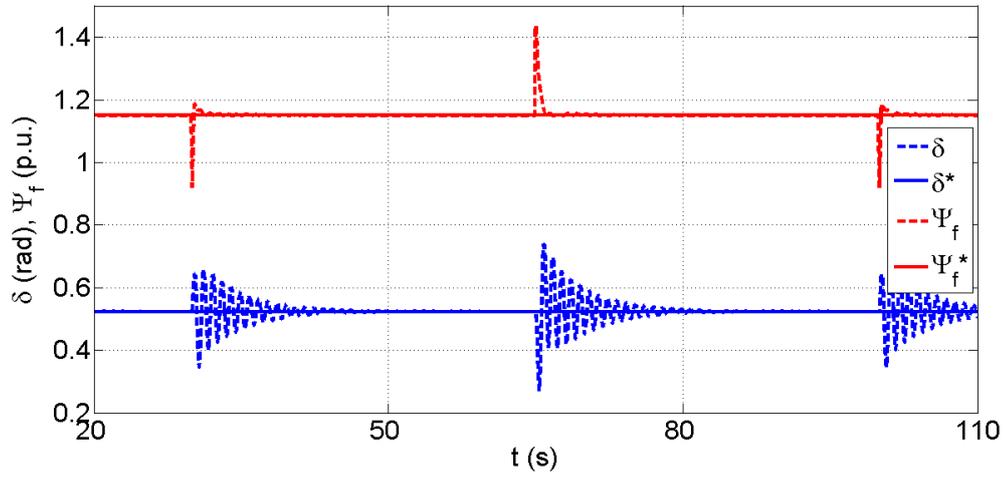


Figura 4.17: Referências  $\Psi_f^*$ ,  $\delta^*$  e saídas  $\Psi_f$  e  $\delta$ , utilizando o controlador DMARC.

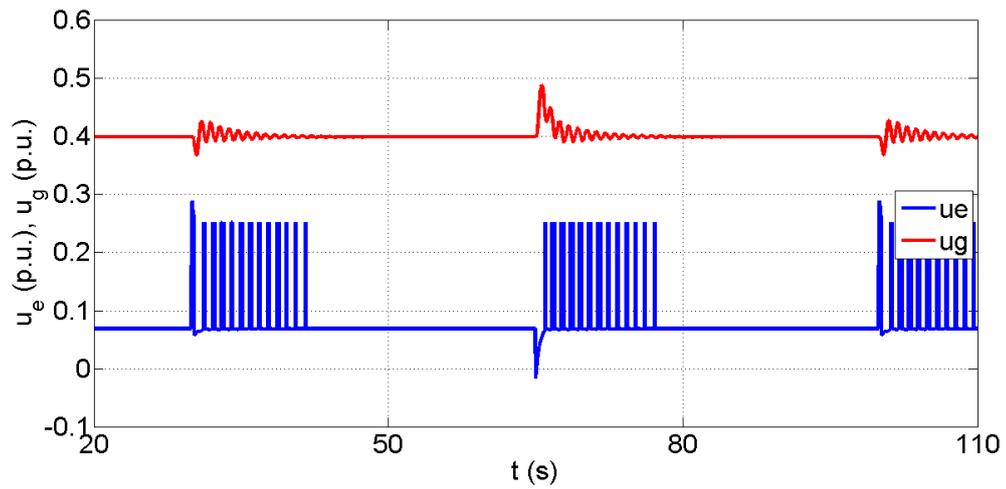


Figura 4.18: Sinais de controle  $u_g$  e  $u_e$  utilizando o controlador DMARC.

de 20% abaixo do seu valor nominal, e erro máximo entre a potência elétrica nominal e a produzida de 25,84%, com tempo de assentamento de 10,0 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, conforme Figura 4.19.

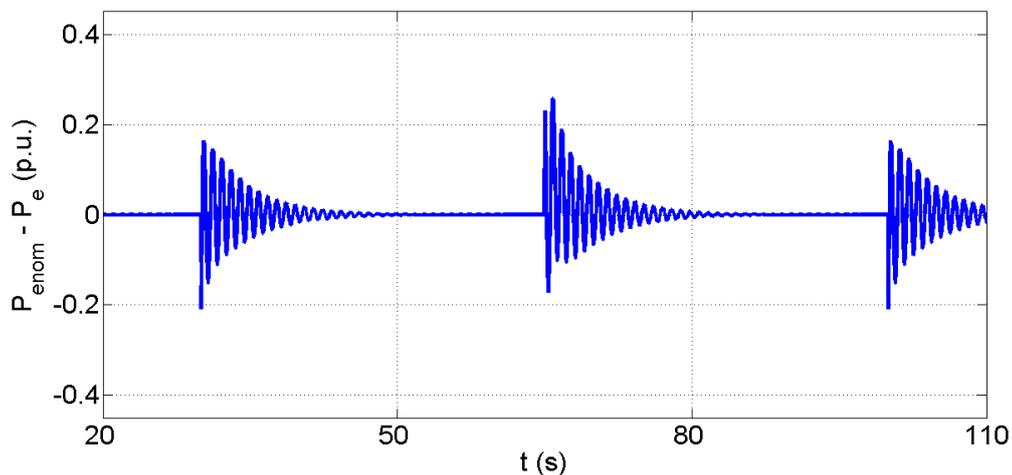


Figura 4.19: Erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, utilizando o controlador DMARC

Além de erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 11,42%, com tempo de assentamento de 0,4 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% abaixo do seu valor nominal; e erro máximo entre a tensão terminal nominal e a produzida de 12,76%, com tempo de assentamento de 0,9 s para as perturbações no fluxo de campo de 20% acima do seu valor nominal, de acordo com a Figura 4.20.

## 4.4 Resultados das Simulações

Como forma de analisar melhor as simulações feitas, podemos ver um resumo comparativo entre os controladores nas Tabelas 4.1 e 4.2, que contêm os desempenhos dos mesmos para as situações em que a perturbação no fluxo de campo é 20% a menos do valor de referência e 20% a mais, respectivamente.

Analisando de forma direta os resultados entre os controladores PI e DMARC na Tabela 4.1, observa-se que, para o fluxo de campo o DMARC apresentou desempenho melhor, uma vez que possui resposta 1,7 s mais rápida com *overshoot* 0,09% menor. Com relação ao ângulo de carga, observa-se um *trade off* entre o *overshoot* e o tempo de assentamento, pois enquanto o PI apresenta assentamento 1,5 s mais rápido, o DMARC

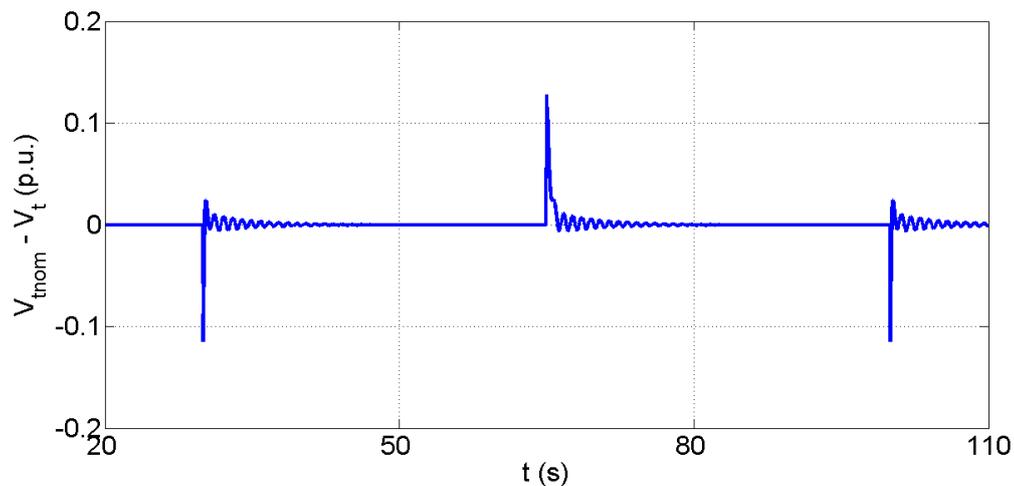


Figura 4.20: Erro entre a tensão terminal nominal e a produzida, utilizando o controlador DMARC

apresenta *overshoot* 16,53% menor, sendo interessante para o sistema que ele varie o mínimo possível seu ângulo de carga.

Agora em relação a Tabela 4.2, analisando os resultados entre os controladores PI e DMARC, observa-se que, para o fluxo de campo o DMARC apresentou desempenho ainda melhor, uma vez que possui resposta 1,3 s mais rápida e consegue deixar nulo o *overshoot*, que para o PI é de 4,17%. Com relação ao ângulo de carga, observa-se também um *trade off* entre o *overshoot* e o tempo de assentamento, pois enquanto o PI apresenta assentamento 1,5 s mais rápido, o DMARC apresenta *overshoot* 0,96% menor.

No que se refere ao erro entre a potência elétrica nominal e a produzida, tem-se um erro máximo menor para o DMARC, com tempo de assentamento maior (0,9 s). E o erro entre a tensão terminal nominal e a produzida apresenta saída com melhores resultados para o DMARC, com *overshoot* com valores semelhantes, porém com tempo de assentamento 0,9 s mais rápido, para o caso de perturbações com valores inferiores, e 0,5 s mais rápido, para as perturbações com valores superiores.

Os resultados obtidos condizem com as características descritas e simuladas para uma planta genérica de primeira ordem no Capítulo 3 com relação aos controladores comparados. O MRAC possui transitório lento e oscilatório, com bom desempenho em regime permanente e sinal de controle suave. O MRAC com fator de esquecimento e normalização possui um transitório ainda mais lento devido à normalização. O VS-MRAC possui transitório mais rápido, porém sinal de controle chaveado ("*chattering*"). E o DMARC, por ser em modo dual, possui as características do transitório do VS-MRAC, porém com

	$\delta$		$\Psi_f$		Erro $P_e$		Erro $V_t$	
	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$
PI	50,74%	11s	3,30%	2,1s	21,62%	8,8s	11,47%	1,3s
MRAC	75,00%	10s	11,91%	3,3s	30,91%	7,0s	10,05%	1,7s
MRAC (F.E.N.)	67,46%	10,8s	10,87%	4,8s	25,90%	8,8s	11,45%	2,4s
VS-MRAC	33,54%	12,5s	3,22%	0,4s	20,91%	9,7s	11,44%	0,4s
DMARC	34,21%	12,5s	3,21%	0,4s	20,91%	9,7s	11,42%	0,4s

Tabela 4.1: Desempenho dos controladores para perturbações 20% abaixo do ponto de operação do fluxo de campo.

	$\delta$		$\Psi_f$		Erro $P_e$		Erro $V_t$	
	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$	P.O.	$T_{s_2\%}$
PI	49,29%	11s	4,17%	2,1s	25,98%	8,4s	12,80%	1,4s
MRAC	92,00%	10s	14,12%	3,8s	40,10%	8,0s	12,73%	2,4s
MRAC (F.E.N.)	53,73%	10,2s	2,50%	1,7s	25,86%	7,4s	12,78%	1,0s
VS-MRAC	48,07%	13,0s	0%	0,8s	25,85%	10,2s	12,77%	0,9s
DMARC	48,33%	12,6s	0%	0,8s	25,84%	10,0s	12,76%	0,9s

Tabela 4.2: Desempenho dos controladores para perturbações 20% acima do ponto de operação do fluxo de campo.

o sinal de controle chaveado apenas durante o mesmo, pois em regime permanente ele assume a característica suave do sinal de controle do MRAC.

---

# Capítulo 5

## Conclusões

---

No presente trabalho o Controlador em Modo Dual Adaptativo Robusto (DMARC) foi proposto como uma estratégia alternativa de controle para o fluxo de campo de um Gerador Síncrono, de maneira a unir as características do MRAC com o VS-MRAC, isto é, transitório rápido, robustez e sinal de controle suave. Conforme apresentado ao longo do trabalho, a planta analisada é um sistema multivariável, não linear e com alto grau de acoplamento, o que torna necessária a utilização de controladores não lineares.

Comparando-se as estratégias de controle utilizadas nas simulações realizadas para o modelo acoplado do gerador ligado a um barramento infinito, nota-se um melhor desempenho na saída controlada (fluxo de campo) para o controlador DMARC, com transitórios mais rápidos e sobressinais menores (em alguns casos nulo), que refletem a característica do VS-MRAC, porém com sinal de controle chaveado somente durante o curto transitório, uma vez que em seguida ele assume a característica suave do MRAC, conforme a teoria. Verifica-se que o DMARC apresenta robustez quanto às incertezas paramétricas e perturbações, que são adversidades às quais o sistema está sujeito. Não há necessidade de ajustar os parâmetros do controlador, como é o caso do controlador proporcional integrativo (PI), tendo em vista que trata-se de uma estratégia de controle adaptativa, o que pode proporcionar maior segurança aos sistemas de geração de energia elétrica.

Como perspectiva para trabalhos futuros tem-se a implementação desse controlador em um gerador síncrono real, como forma de analisar na prática as respostas obtidas nas simulações. Essa análise prática permitirá verificar a atuação dos controladores diante das limitações dos atuadores, das dinâmicas não modeladas e das variações paramétricas.

---

# Referências Bibliográficas

---

- Araújo, A. D. (1993), Contribuição à teoria de controle adaptativo por modelo de referência e estrutura variável: Uma abordagem entrada-saída, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Tese de doutorado.
- Araújo, A. D. & L. Hsu (1990), Further developments in variable structure adaptive control based only on input/output measurements, *em* 'Proceedings of the 11th IFAC World Congress', Vol. 4, Tallinn, pp. 293–298.
- Aström, K. L. & Wittenmark (1989), *Adaptive Control*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts.
- Bazanela, A. S. & J. M. G. Silva (2005), *Sistemas de Controle: Princípios e Métodos de Projeto*, Editora da UFRGS.
- Cunha, Caio (2008), Controlador em modo dual adaptativo robusto - dmarc, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Tese de doutorado.
- Hsu, L., A. D. Araújo & R. R. Costa (1994), 'Analysis and design of i/o based variable structure adaptive control', *IEEE Trans. Aut. Contr.* **39**(1), 4–21.
- Hsu, L. & R. R. Costa (1989), 'Variable structure model reference adaptive control using only input and output measurements - part i', *International Journal of Control* **49**(2), 399–416.
- Hsu, Liu (1990), 'Variable structure model-reference adaptive control (vs-mrac) using only input and output measurements: the general case', *Automatic Control, IEEE Transactions on* **35**(11), 1238–1243.
- Ioannou, P. A. & J. Sun (1996), *Robust Adaptive Control*, Prentice-Hall.
- Ioannou, P. A. & K. S. Tsakalis (1986), 'A robust direct adaptive controller', *IEEE Trans. Aut. Contr.* **31**(11), 1033–1043.

- Ioannou, P. A. & P. V. Kokotovic (1984), 'Robust redesign of adaptive control', *IEEE Trans. Aut. Contr.* **29**(3), 202–211.
- Jácome, I. C., S. M. Dias, K. Queiroz & A. D. Araújo (2012), 'Controlador adaptativo por posicionamento de polos aplicado a um sistema de geração de energia elétrica', *Congresso Brasileiro de Automática*.
- Kundur, Prabha (1994), *Power System Stability and Control*.
- Narendra, K. S. & L. S. Valavani (1978), 'Stable adaptive controller design—direct control', *Automatic Control, IEEE Transactions on* **23**(4), 570–583.
- Narendra, K. S., Lin Yuan-Hao & L. S. Valavani (1980), 'Stable adaptive controller design, part II: Proof of stability', *Automatic Control, IEEE Transactions on* **25**(3), 440–448.
- Nise, Norman S. (2008), *Engenharia de sistemas de controle*, 3<sup>a</sup> edição, Rio de Janeiro: LTC.
- Rohrs, C. E., L. S. Valani, M. Athans & G. Stein (1985), 'Robustness of continuous-time adaptive control algorithms in the presence of unmodeled dynamics', *IEEE Trans. Aut. Contr.* **30**(9), 881–889.
- Singh, S. N. (1980), 'Nonlinear state variable feedback excitation and governor control design using decoupling theory', *Proc. IEEE* **127**, 131–141.