



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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE ORDEM FRACIONÁRIA
APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES
ELETROMECÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

FLORINDO ANTONIO DE CARVALHO AYRES JÚNIOR

DM 20/2014

BELÉM
JULHO/2014

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Ayres Júnior, Florindo Antonio de Carvalho,
1988-

Estratégia de controle de ordem fracionária aplicadas ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência/ Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior;

Orientador, Walter Barra Júnior.-2014.

Dissertação (Mestrado) –Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2014.

1.Sistemas de energia elétrica –
estabilidade. 2. Sistemas de energia elétrica –. 3. Sistemas de controle robusto. I. Orientador. II. Título.

CDD 22. ed. 621.3191

**ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE ORDEM FRACIONÁRIA
APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES
ELETROMECÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

FLORINDO ANTONIO DE CARVALHO AYRES JÚNIOR

Trabalho de dissertação de mestrado apresentado como requisito final de avaliação, para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Orientador: Prof. Dr. Walter Barra Junior.

BELÉM

JULHO/2014

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

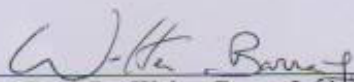
“ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE ORDEM FRACIONÁRIA APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECCÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA”

AUTOR: **FLORINDO ANTÔNIO DE CARVALHO, AYRES JUNIOR**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

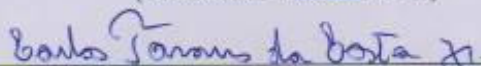
APROVADA EM: 11/08/2014

BANCA EXAMINADORA:



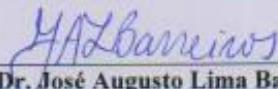
Prof. Dr. Walter Barra Júnior

(Orientador – PPGEE/UFPA)



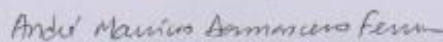
Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior

(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros

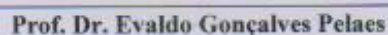
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira

(Avaliador Externo – IFPA)

VISTO:



Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dedico mais este trabalho aos meus queridos pais, Florindo e Oneide que sempre me apoiaram e fizeram de tudo para que eu nunca desistisse de estudar e vencer na vida e aos meus falecidos avós Francisca das Chagas de Carvalho Ayres (março, 2014) e Manuel Joaquin Farinha (Junho, 2014) que descansem em paz espero lhes ver novamente algum dia. E a todas as pessoas que acreditaram que este trabalho iria ser realizado com sucesso.

A nossa maior glória não reside no fato de nunca cairmos, mas sim em levantarmo-nos sempre depois de cada queda.

Confúcio

Escolhe um trabalho de que gostes, e não terás que trabalhar nem um dia na tua vida.

Confúcio

Amarra-se o burro aonde o dono do burro manda

Provérbio Português

Agradecimentos:

Agradeço aos meus Pais Oneide e Florindo pelo apoio amor e carinho, ao longo da minha trajetória na universidade e durante a minha vida.

Agradeço aos meus irmãos Fernanda, Flávia e Fábio por conviver com o meu gênio, um tanto difícil, durante toda a minha vida e mesmo assim continuarem meus amigos acima dos laços sanguíneos.

Agradeço aos meus amigos e companheiros Cleyson (WEG), Frederico, Anderson Moraes, Arnold (“Anderson”), Marcus, Erick, Anderson, Conceição, Potter (“Rafael”), Éder, Wanessa, Sicchar e Cleonor, do LACOSPOT pelos bons dias que tivemos a alegria de compartilhar durante esses quase quatro anos de laboratório.

Agradeço especialmente ao meu amigo Paulo Sergio Nascimento Filho que me trouxe a esse grupo e me orientou nos passos iniciais que dei no meu caminho de Laboratório.

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

A minha namorada Cecília, pelos dias de carinho, afeição e compreensão, dados a mim nesses dias de confecção de mais um trabalho difícil.

Ao meu companheiro de dissertação Renan Landau, aos meus companheiros de bandas Henrique, Cassio, Rasta, Diogo e Renato, ao Anderson Ferreira e Suelen Bastos, e aos professores que ajudaram a consolidar os conceitos teóricos em suas disciplinas durante a minha jornada no curso de engenharia elétrica em especial ao professor Jorge Roberto Brito de Sousa.

RESUMO

Neste trabalho é proposta uma nova metodologia de projeto de estabilizadores de sistemas de potência baseada em teoria de sistemas de ordem fracionária (ESP-OF). A estratégia é baseada em uma generalização do projeto de compensadores do tipo rede avanço-atraso (*lead-lag*) para o domínio de funções de transferência de ordem fracionária. Uma nova variável de projeto, a qual define a ordem da dinâmica fracionária do controlador, é sintonizada para se obter um compromisso entre um bom desempenho no amortecimento do modo eletromecânico dominante e uma robustez ampliada do ESP-OF. O desempenho do ESP-OF foi avaliado experimentalmente, em um sistema de potência em escala reduzida, localizado no Laboratório de Sistemas de Potência da Universidade Federal do Pará. A referida planta de teste apresenta uma estrutura típica do tipo gerador síncrono conectado a um barramento infinito e exibe um modo dominante de oscilação eletromecânica, de amortecimento extremamente reduzido, cujo valor da frequência natural é em torno de 1,2 Hz. O ESP-OF foi então projetado para ampliar o amortecimento relativo desse modo alvo, para toda a faixa de operação admissível. Para fins de implementação prática, primeiramente foram realizados testes experimentais para a identificação de um modelo nominal da planta, sob a forma de uma função de transferência pulsada, para uso na fase de projeto. O modelo obtido experimentalmente foi então validado e posteriormente utilizado tanto para o projeto do ESP-OF quanto para o projeto de um ESP convencional (utilizado para fins de comparação de desempenho). As leis de controle amortecedor do ESP-OF foram calculadas, convertidas para a forma de equações a diferenças e, subsequentemente, embarcadas em sistema digital baseado em microcontrolador DSPIC. Diversos testes de resposta ao impulso foram realizadas sob diferentes condições operacionais. As respectivas respostas dinâmicas dos sinais de saída da planta (desvio de potência ativa) e do esforço de controle foram registradas para fins de análise. Os resultados experimentais mostraram que o ESP fracionário apresentou um desempenho dinâmico e robustez similar em comparação com o desempenho obtido por um ESP convencional, para toda a faixa de operação investigada.

- Palavras chaves: Estabilizador de Sistemas de Potência; Sistemas de Ordem Fracionária; Controle Digital, Controle Robusto.

ABSTRACT

In this work, a new project methodology was proposed to tune power systems stabilizers (PSS) based on fractional order systems theory (FOPSS). The strategy is based in a generalization of Lead-Lag compensators type project to fractional order transfer function domain. A new project variable, which defines the controller fractional order, is tuned to obtain a good compromise between the damping fulfillment of dominant electromechanical mode and the FOPSS amplified robustness. FOPSS performance was experimental evaluated, in a small-scaled system, located at Power Systems Laboratory of Federal University of Para. This test plant present a typical structure of synchronous generator connected to infinite bus and exhibits a decreased damping electromechanical dominant mode, whose around 1,2 Hz natural frequency value. So FOPSS was designed to improve relative damp of mode target, for all admissible operation range. For practical intent , first experimental tests was made to identify a plant nominal model in the form of a pulse transfer function, used in FOPSS project. This obtained model was validated and then used both to FOPSS project and conventional PSS (applied to performance comparison). The damp control rules of FOPSS were calculated, and then converted to difference equations, and subsequently, embedded in digital systems based on DSPIC microcontrollers. A couple of impulse test were made under different operational conditions. Respective dynamical responses data of plant output signals (active power deviation) and control effort were saved to analysis purposes. The experimental results showed that FOPSS presented a greater robustness and a similar performance compared to dynamical performance of conventional PSS, for all investigated operation range.

- **Keywords:** Power Systems Stabilizers; Fractional Order Systems; Digital Control, Robust Control.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	XIII
LISTA DE TABELAS.....	XV
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	1
1.2 Revisão bibliográfica e proposta do trabalho.	2
1.3 Organização do Trabalho.....	4
2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA	5
2.1 Introdução	5
2.2 Descrição do Laboratório.....	6
2.2.1 Grupo Motor-Gerador de 10 kVA	6
2.2.2 Transformadores de 15kVA.....	7
2.2.3 Conjunto Sincronoscópio.....	8
2.2.4 Painel de Controle e Acionamento.....	8
2.2.5 Interface Homem Máquina do RAT e do ESP.....	9
2.2.6 Painel da Linha de Transmissão.....	10
2.3 Conclusão.....	11
3 Estabilidade ELETROMECAÂNICA	12
3.1 Análise da Estabilidade a Pequenos Sinais.....	13
3.2 Estabilizador de Sistema de Potência	14
3.3 Conclusão.....	18
4 SISTEMAS DE ORDEM FRACIONÁRIA	19
4.1 Introdução	19
4.2 Teoria do Cálculo Fracionário	19
4.3 Contribuição de Ganho e Fase de Sistemas de Ordem Fracionária.....	20
4.4 Métodos de Aproximação de Sistemas Fracionários.....	22
4.5 Conclusão.....	23

5	METODOLOGIA PARA SÍNTESE DE ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA DE ORDEM FRACIONÁRIA	24
5.1	Introdução	24
5.2	Modelo Linearizado para Projeto do ESP Fracionário	24
5.3	Técnica de sintonia do ESP convencional	26
5.4	Método de síntese do ESP de ordem fracionária	27
5.5	Sintonia do ESP Fracionário no domínio de tempo contínuo.....	27
5.6	Discretização dos Compensadores Projetados.....	32
5.6	Conclusão.....	34
6	RESULTADOS DE ESTUDOS COMPUTACIONAIS.....	35
6.1	Simulador do sistema micromáquina.....	35
6.2	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,1$ p.u. ...	36
6.3	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,2$ p.u. ...	37
6.4	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,3$ p.u. ...	39
6.5	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,4$ p.u. ...	41
6.6	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,5$ p.u. ...	43
6.7	Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T= 0,6$ p.u. ...	45
6.8	Função custo	47
6.9	Conclusão.....	49
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE IDENTIFICAÇÃO	50
7.1	Introdução:	50
7.2	Testes de Identificação de um Modelo de Tempo Discreto da Planta.....	50
8	PROJETO E VALIDAÇÃO DE DESEMPENHO VIA TESTES EXPERIMENTAIS NO SISTEMA DE POTENCIA EM ESCALA REDUZIDA	55
8.1	Introdução	55
8.2	PROJETO DO ESP FRACIONÁRIO COM BASE NO MODELO IDENTIFICADO.....	55

8.3	Ponto de operação 0,1 p.u.	60
8.4	Ponto de operação 0,2 p.u.	62
8.5	Ponto de operação 0,3 p.u.	63
8.6	Ponto de operação 0,4 p.u.	65
8.7	Ponto de operação 0,5 p.u.	67
8.8	Ponto de operação 0,6 p.u.	69
8.9	Função Custo	71
8.10	Conclusão.....	73
9	CONCLUSÕES.....	74
10	BIBLIOGRAFIA.....	75
	APÊNDICE	78

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT).....	5
Figura 2.2: : Grupo-Gerador de 10 kVA(Adaptado de Nascimento Filho,2011).....	6
Figura 2.2.3: Transformadores trifásicos de 15 kVA (a) elevador e (b) isolador.(Adaptado de Moraes, 2011).	7
Figura 2.4: Conjunto Sincronoscópio (Adaptado de Moraes, 2011).	8
Figura 2.5: (a) <i>Layout</i> e (b) fotografia do painel de controle. (Adaptado de Moraes, 2011).....	9
Figura 2.6: IHM do RAT e do ESP.	10
Figura 3.1: Insuficiente torque (a) de sincronismo e (b) de amortecimento.....	12
Figura 3.2: Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita.	15
Figura 3.3: Modelo linearizado máquina-barra infinita com ESP.....	16
Figura 3.4: Diagrama em blocos da estrutura de um ESP típico (Adaptado de Moraes (2012)).	17
Figura 4.1: Diagrama de Bode da função de transferência ideal de Bode.....	21
Figura 5.1: Diagrama de blocos para a Sintonia do ESP.....	25
Figura 5.2: Diagrama de Bode dos Controladores.....	31
Figura 5.3 : Diagrama de Bode do Sistema sem Compensador, com a Inserção do Compensador Convencional e com a Inserção do Compensador Fracionário.	32
Figura 5.4: Forma canônica de um controlador RST (Adaptado de Landau & Zito, 2006).....	33
Figura 5.5: Implementação de controladores Digitais na malha de Tensão(Adaptado de Moraes, (2011))	33
Figura 6.1 : Modelo Simulink para Testes de Simulação.....	35
Figura 6.2:Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,1 p.u.....	36
Figura 6.3:Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,1 p.u.....	37
Figura 6.4: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,2 p.u.....	38
Figura 6.5: Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,2 p.u.....	39
Figura 6.6: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,3 p.u.....	40
Figura 6.7: Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,3 p.u.....	41
Figura 6.8: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,4 p.u.....	42
Figura 6.9 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,4 p.u.....	43

Figura 6.10: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,5 p.u.....	44
Figura 6.11 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,5 p.u..	45
Figura 6.12: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,6 p.u.....	46
Figura 6.13 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,6 p.u..	47
Figura 6.14: Índice de Desempenho da Variação de Potência Ativa.....	48
Figura 6.15: Índice de Desempenho do Esforço de Controle.....	49
Figura 7.1: Resposta ao impulso do Desvio de Potência elétrica	51
Figura 7.2: Resposta em Frequência do Desvio de Potência Elétrica e do Sinal SBPA.	52
Figura 7.3: Comparação entre o sinal estimado do modelo e o sinal medido.	53
Figura 7.4 : Auto Correlação dos resíduos de Saída e correlação Cruzada entre os Resíduos de Entrada e Saída.....	54
Figura 7.5 :Mapa de Polos e Zeros do Sistema Identificado.	54
Figura 8.1 :Diagram de Bode Sistema em Malha Aberta.	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Dados de placa do Gerador Síncrono e do Motor C.C. presentes no sistema micromáquina. (Adaptado de Moraes, 2011).	7
Tabela 2.2: Dados dos Transformadores utilizados no sistema micromáquina. (Adaptado de Moraes, 2011).	8
Tabela 5.1:Parâmetros do modelo de um gerador síncrono.	28
Tabela 5.2:Ganhos do Modelo Heffron-Phillips Ponto de Operação 0,5 p.u.	29
Tabela 5.3:Valores dos Parâmetros do Controlador Convencional.....	29
Tabela 5.4: Valores dos Parâmetros do Controlador Fracionário.....	30
Tabela 5.5: Parâmetros dos Compensadores Digitais por Resposta em Frequência, intervalo de amostragem $T_s = 0.06s$	34
Tabela 7.1:Parâmetros do Modelo ARX Identificado, intervalo de amostragem $T_s = 0.06 s$	53

1. INTRODUÇÃO

Devido à crescente demanda por energia elétrica no país, houve a necessidade de modernização dos processos produtivos de energia elétrica e, com isso, fazem-se necessários estudos para melhorar a eficiência dos equipamentos que compõem as usinas geradoras.

Para isso, várias técnicas vêm sendo estudadas com a finalidade de monitorar e controlar, de forma mais eficiente, máquinas e sistemas tais como, máquinas síncronas, transformadores, sistemas de excitação de campo, entre outros.

Com base nessas necessidades, o sistema elétrico precisa operar de forma segura e eficiente, tanto em condições de regime permanente quanto em regime transitório.

Nesse contexto, houve o aumento da complexidade dos sistemas elétricos de potência. Em função do aumento da demanda por energia, surgiram novos problemas de comportamento dinâmico que colocam em risco a operação do sistema elétrico conforme (Kundur, 1994).

Existem diversas metodologias de controle de máquinas síncronas com o intuito de aumentar a eficiência e melhorar a qualidade da produção de energia elétrica. Uma das necessidades que se faz presente é a sintonia de controladores para o amortecimento de oscilações eletromecânicas (ESP), o qual atua com um controlador auxiliar, inserido na malha de regulação de tensão para amortecer oscilações quando ocorrem variações na potência elétrica do gerador síncrono conectado ao sistema elétrico (Sauer & Pai, 1998).

1.1 Motivação

Pesquisas experimentais, em controle de sistemas de potência, são de grande importância para validar novas estratégias de controle antes de implementá-las em sistemas reais, de grande porte, visando evitar riscos de acidentes e indesejáveis interrupções no fornecimento de energia. O estudo pode ser efetuado tanto através de simulação computacional quanto pode ser feito experimentalmente, através de testes em modelos em escala reduzida do sistema de geração. Neste trabalho, foram adotadas ambas as opções, pois antes de inserir os controladores sintonizados a partir de modelagem e identificação do sistema, os mesmos foram testados em ambiente de simulação e após atenderem os requisitos de projeto em simulação foram então aplicados os testes experimentais realizados em um sistema de geração em escala de laboratório. A aplicação experimental se justifica pela

comprovação da teoria que foi estudada e assim fazendo com que a mesma seja comprovada, assim validando a mesma. O sistema real onde foram realizados os testes, apresenta uma série de fenômenos existentes em um sistema de grande porte.

O objetivo principal deste trabalho é o estudo, desenvolvimento, implementação e testes de controladores aplicados ao controle amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema em escala reduzida de 10 kVA do Laboratório de Controle de Sistemas Elétricos de Potência (LACSPOT) denominada Micromáquina.

1.2 Revisão bibliográfica e proposta do trabalho.

Trabalhos experimentais anteriores, tais como: Nascimento Filho (2011), Moraes ,(2011) , Ayres Júnior ,(2013) , e Nogueira *et al* ,(2013), utilizaram estratégias de controle digital aplicadas em problemas dinâmicos em sistemas elétricos de potência. Neste trabalho, é apresentado o desempenho dinâmico do sistema com a inserção de um estabilizador de sistema de potência (ESP) digital sintonizado pelo método do tipo rede de avanço e atraso de ordem fracionária (*Fractional Order Lead Lag* (FOLL)), de acordo com a teoria de controle de ordem fracionária proposta em Monje *et al*, (2010) e em Valério e Costa, (2013). Na presente dissertação, a comparação de desempenho do ESP do tipo FOLL é efetuada em relação ao desempenho obtido por um ESP convencional projetado com técnicas clássicas.

Primeiramente, realiza-se uma revisão bibliográfica referente às técnicas de controle investigadas, como com relação ao funcionamento da planta. Em Kundur, (1994), e Sauer & Pai, (1998), são estudados sistemas de geração interligados com a rede elétrica. Em Sauer & Pai, (1998) são apresentadas técnicas de sintonia clássica de um estabilizador de sistemas de potência a partir do desvio de velocidade.

O cálculo de ordem fracionária é a área da matemática que é relacionado com termos integrais e derivativos de ordem não racionais, em outras palavras, é a generalização do cálculo tradicional que lida com conceitos e ferramentas similares a sistemas racionais conforme Faieghi & Nemati, (2011).

Atualmente, com uma maior compreensão do potencial do cálculo de ordem fracionária, e o crescente número de estudos relacionados a aplicação de técnicas de controle de ordem fracionária(FOC) em muitas áreas da ciência e engenharia, levaram a importância de estudar aspectos como a análise, sintonia e a implementação desses controladores (Monje *et al*, 2007).

Controladores de ordem fracionária têm recebido uma atenção considerável nos últimos anos tanto do ponto de vista acadêmico quanto do ponto de vista industrial. Em princípio tais controladores proporcionam uma maior flexibilidade de projeto, em relação ao controlador *lead-lag* convencional (Monje *et al*, 2007), por possuírem um grau de liberdade maior em relação a parâmetros de projeto adicionais, que serão detalhados mais a frente neste trabalho.

Na teoria, sistemas de controle podem incluir o sistema dinâmico de ordem fracionária a ser controlado, e o controlador de ordem fracionária. Entretanto, na prática comumente tem sido considerado apenas o controlador como sendo de ordem fracionária (Monje *et al*, 2007).

Em Xue *et al*, (2006), é investigado um controlador PID de ordem fracionária (FOPID) para o posicionamento de um servomecanismo, considerando não linearidades do atuador. Em Jalali & Khosravi, (2011), o estudo da sintonia de um controlador FOPID é realizado utilizando expansões de séries de Taylor para o controle de velocidade de um motor C.C. Em Zamani *et al*, (2009), estuda-se o projeto de um controlador FOPID para o controle de um regulador automático de tensão (RAT), utilizando otimização por enxame de partículas. Entretanto, os três trabalhos citados, apresentam apenas resultados de simulações computacionais, o que demonstra claramente a necessidade de estudos experimentais para validar essas técnicas em sistemas de engenharia. Esta é exatamente a linha de contribuição da presente dissertação.

Com relação a aplicações práticas de controle fracionário, ainda são poucos os trabalhos em engenharia. Em Monje *et al*, (2008), apresenta-se um método de sintonia e auto-sintonia de controladores de ordem fracionária para aplicações industriais, com testes realizados em uma instrumentação chamada *Basic Process Rig 38-100 Feedback Unit* para controle de nível de água.

Em Ayres Júnior, (2013), apresenta-se a sintonia de regulador de velocidade de ordem fracionária aplicando-se a técnica analítica de sintonia de controladores FOPID baseada em margens de ganho e margens de fase, com testes em um gerador síncrono de 10kVA em um sistema de geração em escala reduzida.

Neste trabalho, tem-se como objetivo investigar a aplicação de um FOLL atuando como um estabilizador de sistema de potência (ESP), em um sistema de geração em escala reduzida de 10 kVA, utilizada para obtenção dos resultados práticos experimentais.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado em oito capítulos, iniciando com a introdução e um breve resumo bibliográfico dos trabalhos de controle de ordem fracionária no Capítulo 1.

A descrição da infraestrutura do sistema em escala reduzida presente no Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT) que é parte integrante da Universidade Federal do Pará (UFPA) é apresentada no Capítulo 2.

Os conceitos básicos de modelagem de um sistema de geração, explicitando as bases teóricas necessárias para o entendimento do fenômeno das oscilações eletromecânicas e a necessidade da inserção do ESP, no Capítulo 3.

No capítulo 4 são apresentadas as bases teóricas da matemática de ordem fracionária, explicitando as ferramentas necessárias para a obtenção dos compensadores de ordem fracionária.

No capítulo 5 apresenta as técnicas de sintonia dos compensadores de ordem fracionária e de um compensador convencional *lead-lag*.

No capítulo 6 apresentam-se as simulações feitas com o intuito da validação dos controladores sintonizados antes da inserção dos mesmos no sistema real estudado.

No capítulo 7 são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos a partir da identificação da planta do sistema utilizando um modelo ARX e a sintonia dos controladores para fins de aplicação prática.

No capítulo 8 são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos dos compensadores.

Finalmente, o Capítulo 9 apresenta as conclusões deste trabalho.

2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA

2.1 Introdução

O sistema de geração em escala reduzida, utilizado neste trabalho, é um sistema formado por um grupo gerador de 10 kVA, mostrado nas Figuras 2.1 e 2.2. Um motor de corrente contínua, do tipo excitação independente, é utilizado para acionar uma máquina síncrona de pólos salientes. Conforme pode ser observado na Figura 2.1, ao eixo do gerador é acoplado um volante metálico com a finalidade de aumentar o momento de inércia das massas girantes do conjunto motor-gerador, de modo a simular a elevada inércia rotativa observada em geradores de grande porte. O gerador é dotado um de sistema de automação e comando elétrico, para comandar partida parada e sincronização do gerador à rede, além de um banco de cargas, composto por lâmpadas incandescentes. O gerador é dotado de um painel onde estão instalados os controladores automáticos da unidade geradora, incluindo Regulador de Velocidade (RV), Regulador Automático de Tensão (RAT) e Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), conforme mostrado na Figura 2.1. Estes sistemas de controle são desenvolvidos e estão bem detalhados em Nascimento Filho, (2011) e em Moraes, (2011).



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

2.2 Descrição do Laboratório

O LACSPOT é constituído de plantas didáticas utilizadas nos estudos de controle aplicado a sistemas de potência, dentre as quais a principal é um sistema de potência em escala reduzida, composto de um grupo motor-gerador, transformadores, motores, cargas resistivas, painel de controle e acionamento, painel simulador de linha de transmissão (LT), reguladores digitais de velocidade e de tensão (Moraes, 2011).

2.2.1 Grupo Motor-Gerador de 10 kVA

O grupo Motor-Gerador utilizado, mostrado na Figura 2.2, o qual é fabricado pela empresa EQUACIONAL. Um motor CC, que aciona o gerador síncrono e faz o papel de uma fonte de energia primária. O sistema apresenta um volante de aço de oito fatias que agrega inércia ao grupo, semelhantemente a inércia rotativa de grandes unidades geradoras, e uma máquina síncrona de pólos salientes, funcionando como gerador (Moraes, 2011). A equivalência dos parâmetros da micromáquina com uma unidade geradora é possível apenas na representação em valor por unidade (p.u.).

Na Tabela 2.1, estão contidas as informações dos dados de placa do gerador síncrono e do motor C.C. que compõem o grupo Motor-Gerador.

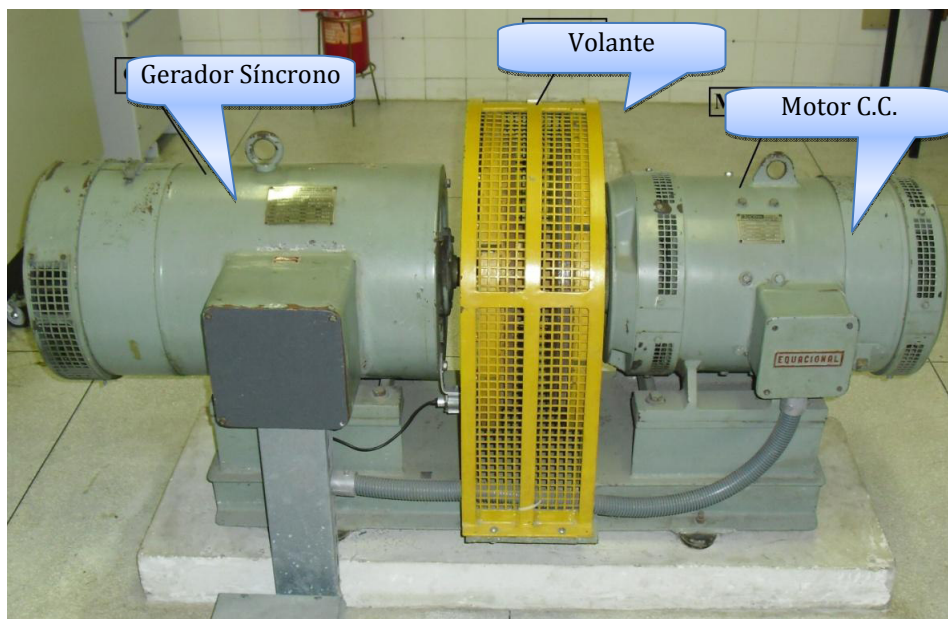


Figura 2.2: : Grupo-Gerador de 10 kVA(Adaptado de Nascimento Filho,2011).

Tabela 2.1: Dados de placa do Gerador Síncrono e do Motor C.C. presentes no sistema micromáquina. (Adaptado de Moraes, 2011).

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

2.2.2 Transformadores de 15kVA

No sistema micromáquina, são utilizados três transformadores trifásicos, sendo um deles utilizado na alimentação do conversor CC-CC do sistema de atuação do regulador de velocidade e os outros dois utilizados na isolação entre o gerador síncrono e a linha de transmissão, e entre a linha de transmissão e a rede elétrica (Moraes, 2011). A Figura 2.3 mostra os transformadores descritos anteriormente.



Figura 2.2.3: Transformadores trifásicos de 15 kVA (a) elevador e (b) isolador. (Adaptado de Moraes, 2011).

A Tabela 2.2, apresenta os dados técnicos dos transformadores de 15 kVA.

Tabela 2.2: Dados dos Transformadores utilizados no sistema micromáquina. (Adaptado de Moraes, 2011).

Transformador (a)	Valores Nominais	Transformador (b)	Valores Nominais
Potência	15kVA	Potência	15kVA
Tensão do Primário	220V	Tensão do Primário	220V
Tensão do Secundário	380V	Tensão do Secundário	220V
Configuração	Y – \bar{A}	Configuração	\bar{A} – Y_N

2.2.3 Conjunto Sincronoscópio

O conjunto instrumentações de medições, para que possa ser feito de maneira segura a sincronização e paralelismo do sistema micromáquina com a concessionária de energia local (Celpa), é composto de um voltímetro duplo, um medidor de defasagem digital e um frequencímetro duplo como pode ser visto na Figura 2.4.



Figura 2.4: Conjunto Sincronoscópio (Adaptado de Moraes, 2011).

2.2.4 Painel de Controle e Acionamento

O painel de controle e acionamento está instalado em um armário de padrão industrial onde estão instalados os componentes responsáveis pelo acionamento e comando do sistema de geração do LACSPOT. Este painel comporta os componentes responsáveis pelo acionamento, medição de sinais de corrente e tensão necessários para o funcionamento do sistema micromáquina. Na Figura 2.5, é ilustrado um esquema de projeto do painel de controle e uma fotografia do painel (Moraes, 2011).

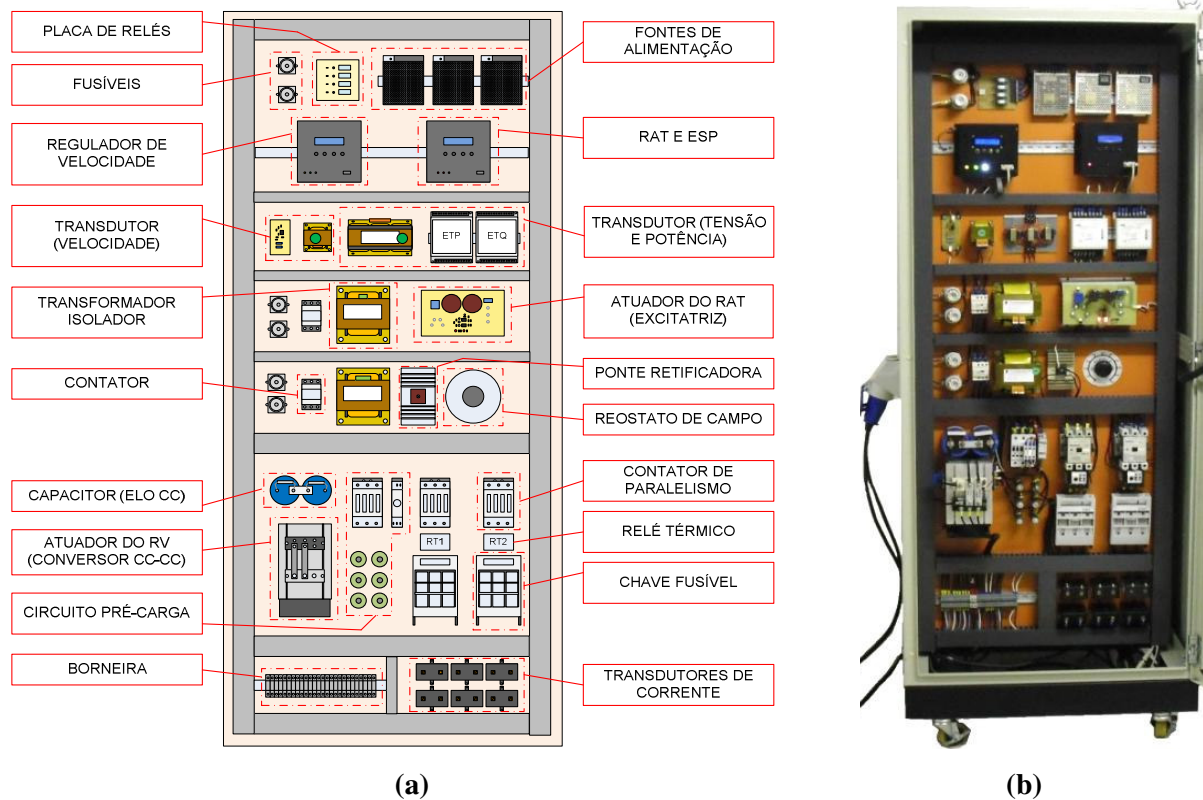


Figura 2.5: (a) *Layout* e (b) fotografia do painel de controle. (Adaptado de Moraes, 2011).

2.2.5 Interface Homem Máquina do RAT e do ESP

A IHM que opera o RAT digital desenvolvido neste trabalho dispõe de um conjunto de chaves para enviar comandos diretamente ao instrumento e de mostradores gráficos e numéricos para exibir diversos parâmetros durante operação (Moraes, 2011). Na Figura 2.6, é mostrada a interface gráfica da IHM do RAT.

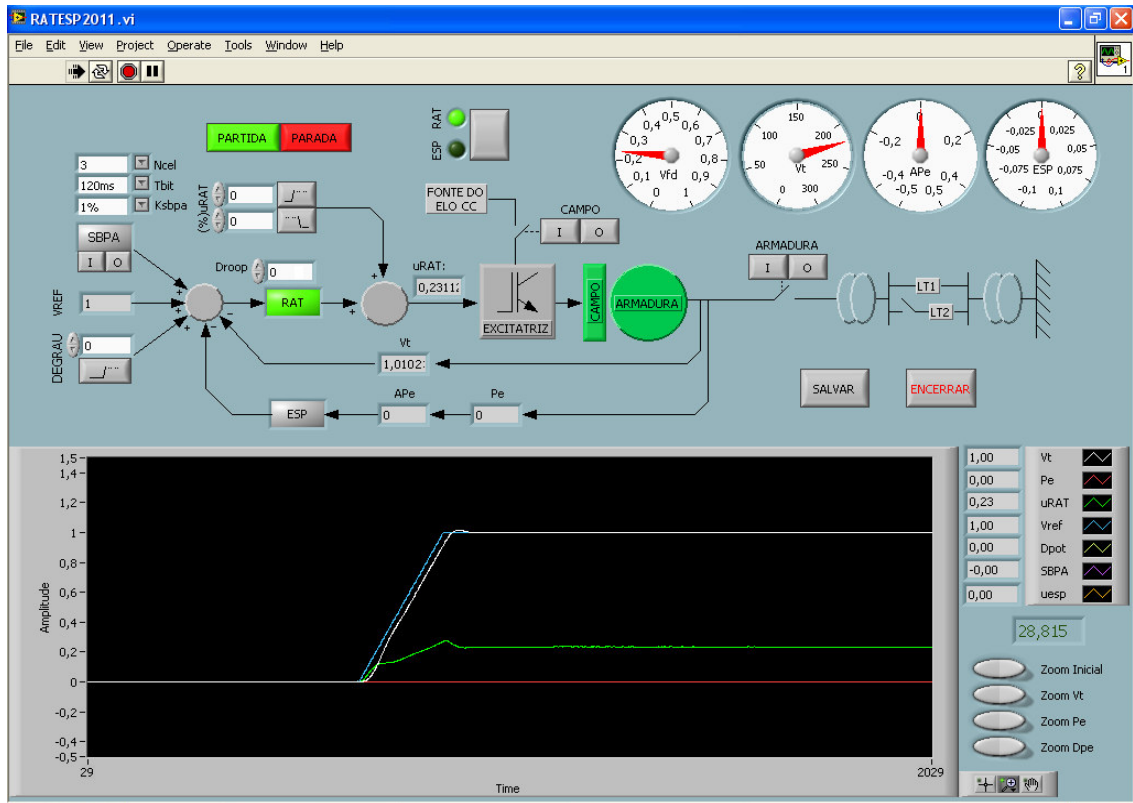


Figura 2.6: IHM do RAT e do ESP.

2.2.6 Painel da Linha de Transmissão

O painel da Linha de Transmissão é utilizado para simular a reatância indutiva de uma linha de transmissão real. Este painel comporta um conjunto de indutores de 1 mH arranjados em dois blocos, onde cada bloco representa um ramo de uma linha de transmissão trifásica. O acionamento destes blocos é feito por contactores que permitem a realização de ensaios de “perda de linha”, religação de linha, faltas leves e da substituição da linha por ligação direta (também conhecido como *Bypass*) entre os transformadores isoladores. A Figura 2.7 ilustra o Diagrama Unifilar e o Painel deste simulador.

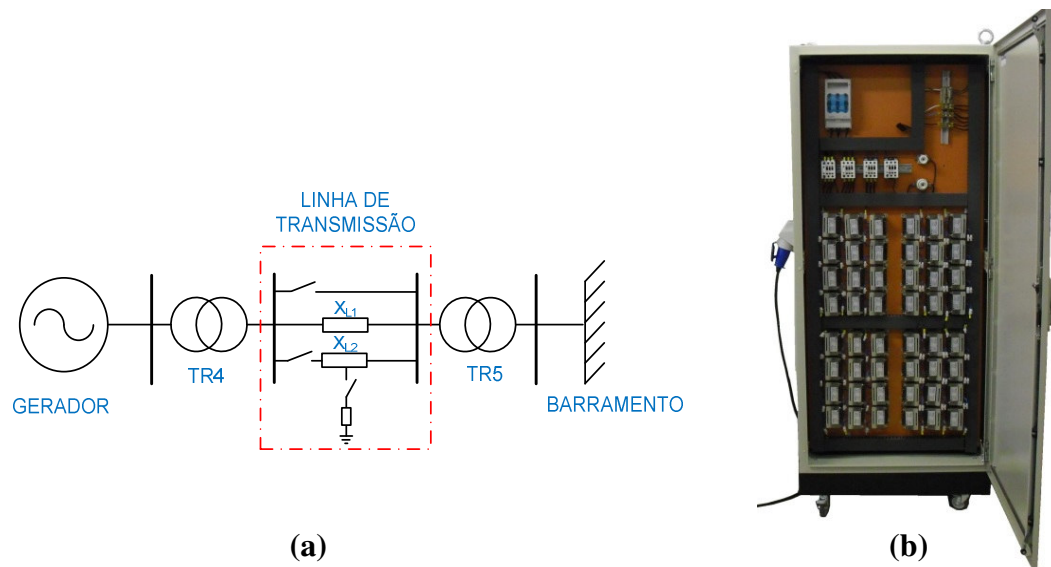


Figura 2.7: (a) Diagrama Unifilar e (b) Painel da Linha de Transmissão. (Adaptado de Moraes,2011).

2.3 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os principais componentes que formam o LACSPOT. Os trabalhos realizados no LACSPOT deixaram valiosas contribuições para o desenvolvimento de inúmeros trabalhos, tanto em nível de graduação, como em nível de pós-graduação, desde produções científicas até produções instrumentais para equipar o laboratório (Faria *et al*,2012).

3 ESTABILIDADE ELETROMECHANICA

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

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

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

Em grandes sistemas interligados, a instabilidade ocorre normalmente de duas formas: (i) a primeira implica em um crescimento progressivo do deslocamento angular tendo como causa fundamental é a falta de torque sincronizante (Figura 3.1.a); (ii) a segunda forma de instabilidade se manifesta através de oscilações crescentes do rotor, causadas pela deficiência de torque de amortecimento (Figura 3.1.b).

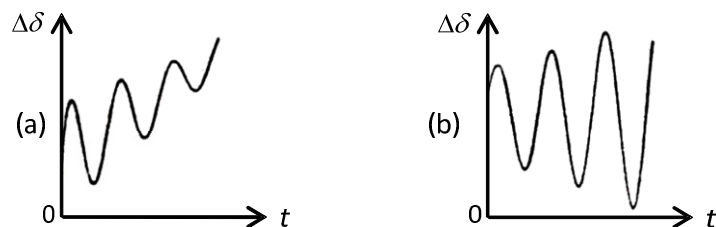


Figura 3.1: Insuficiente torque (a) de sincronismo e (b) de amortecimento.
Fonte: Adaptado de Kundur (1994).

O mecanismo físico pelo qual as máquinas síncronas, em um sistema interligado, mantêm-se em sincronismo é através de torques restauradores. Esses torques irão atuar sempre que existir torque acelerando ou retardando a rotação do rotor de uma máquina síncrona em relação às demais máquinas síncronas do sistema. O torque atuante pode ser representado pela Equação (3.1).

$$T_{\alpha} = T_m - T_e . \quad (3.1)$$

onde T_{α} é o torque acelerante, T_m é o torque mecânico e T_e é o torque elétrico.

A variação do torque elétrico em um gerador síncrono pode ser decomposta em duas componentes, uma componente de torque sincronizante e uma componente de torque de amortecimento, como mostrado na Equação (3.2).

$$\Delta T_e = T_S \Delta \delta + T_D \Delta \omega , \quad (3.2)$$

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

3.1 Análise da Estabilidade a Pequenos Sinais

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

Em sistemas de potência atuais, o principal problema é, geralmente, a deficiência de torque de amortecimento das oscilações. Os modos eletromecânicos de oscilação podem ser classificados como em Sauer & Pai (1998):

- **Modos locais ou modos máquina-sistema:** Tipicamente entre 1 e 3 Hz e ocorrem entre um gerador local e o resto do sistema;

- **Modos Inter-área:** Ocorrem quando um grupo de máquinas é interligado por linhas com reatância indutiva elevada com outro grupo de máquinas. A faixa de frequências típica é entre 0,1 e 0,8 Hz;
- **Modos intra-planta:** representam os modos de oscilação eletromecânicos entre geradores localizados em uma mesma usina. Tipicamente na faixa de 1,5 a 2,5 Hz.
- **Modos de controle:** estão associados com a interação entre os sistemas de controle de unidades geradoras e outros controles, incluindo reguladores de tensão mal sintonizados, conversores HVDC e compensadores estáticos.
- **Modos torcionais:** são associados com os componentes rotacionais do eixo turbina-gerador.

3.2 Estabilizador de Sistema de Potência

O ESP é um controlador amortecedor de oscilações eletromecânicas que atua de forma suplementar sobre a malha de controle de tensão do gerador. Para o projeto de um ESP aplicado a um sistema do tipo máquina-barra infinita, as equações de estado que o sistema de potencia podem ser linearizadas em torno de um ponto de operação, resultando no chamado modelo de Heffron-Phillips (Kundur, 1994) , ilustrado na Figura 3.2.

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

$$\Delta = R_e^2 + (X_e + X_q)(X_e + X_d') \quad (3.3)$$

$$K_1 = -\frac{1}{\Delta} \left[\begin{array}{l} I_q^o V_\infty (X_d' - X_q) \{ (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^o) - R_e \cos(\delta^o) \} \\ + V_\infty \{ I_d^o (X_d' - X_q) - E_q^o \} \{ (X_d' + X_e) \cos(\delta^o) + R_e \text{sen}(\delta^o) \} \end{array} \right] \quad (3.4)$$

$$K_2 = \frac{1}{\Delta} \left[I_q^o \Delta - I_q^o (X_d' - X_q) (X_q + X_e) - R_e (X_d' - X_q) I_d^o + R_e E_q^o \right] \quad (3.5)$$

$$\frac{1}{K_3} = 1 + \frac{(X_d' - X_d) (X_q + X_e)}{\Delta} \quad (3.6)$$

$$K_4 = \frac{V_\infty (X_d - X_d')}{\Delta} \left[(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^\circ) - R_e \cos(\delta^\circ) \right] \quad (3.7)$$

$$K_5 = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{aligned} & \frac{V_d^o}{V_t} X_q \left[R_e V_\infty \text{sen}(\delta^\circ) + V_\infty \cos(\delta^\circ) (X_d' + X_e) \right] \\ & + \frac{V_q^o}{V_t} \left[X_d' (R_e V_\infty \cos(\delta^\circ) - V_\infty (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^\circ)) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

$$K_6 = \frac{1}{\Delta} \left\{ \frac{V_d^o}{V_t} X_q R_e - \frac{V_q^o}{V_t} X_d' (X_q + X_e) \right\} + \frac{V_q^o}{V_t} \quad (3.9)$$

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

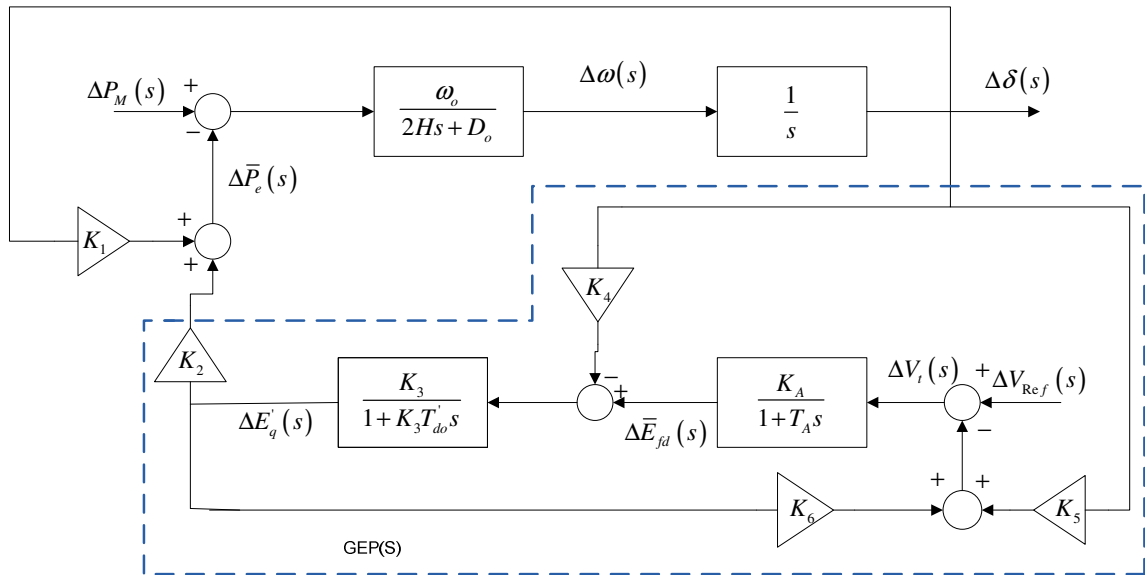


Figura 3.2: Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita.

O efeito do regulador automático de tensão sobre a estabilidade dinâmica torna a contribuição de torque através de K_5 desprezível, ou seja, o efeito de $\Delta\delta$ sobre ΔV_t pode ser desconsiderado em uma análise simplificada, para projetos de ESP. No entanto, os efeitos de K_4 e K_5 devem ser sempre considerados no modelo, para fins de análise do comportamento em malha fechada, com o ESP já projetado.

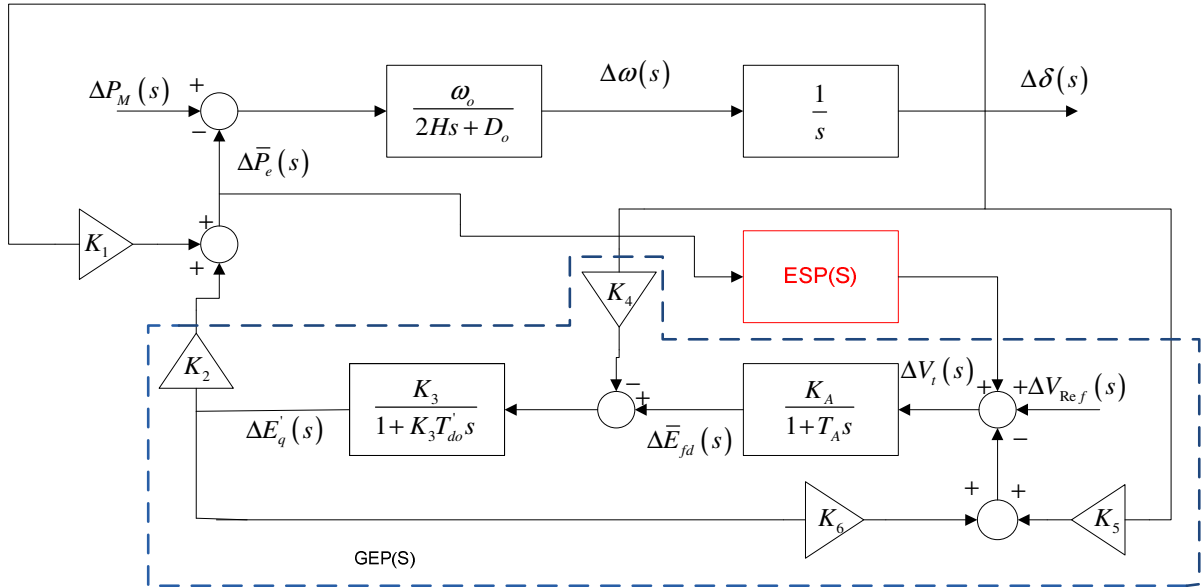


Figura 3.3: Modelo linearizado máquina-barra infinita com ESP.

Do diagrama de blocos apresentado na Figura 3.3 temos a seguinte função de transferência da planta linearizada em relação da entrada desvio de tensão e saída desvio de potencia elétrica.

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_0}{2H} & -\frac{\omega_0 D_0}{2H} & 0 & -\frac{\omega_0 K_2}{2H} \\ -\frac{K_4}{T'_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3 T'_{do}} & -\frac{1}{T'_{do}} \\ -\frac{K_a K_5}{T_a} & 0 & -\frac{K_a K_6}{T_a} & -\frac{1}{T_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E'_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_a}{T_a} \end{bmatrix} \Delta V_{Ref} \quad (3.10)$$

$$\Delta P_e = [K_1 \quad 0 \quad K_2 \quad 0] \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E'_{fd} \end{bmatrix} + [0] \Delta V_{Ref} \quad (3.11)$$

De onde se obtém a função de transferência do sistema em espaço de estados a partir da Equação (3.12) (Ogata, 2003). A função de transferência obtida é apresentada na Equação (3.13)

$$G(s) = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (3.12)$$

$$G(s) = \frac{b_1 s + b_2}{s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \quad (3.13)$$

Onde os elementos do numerador e denominador são apresentados nas Equações (3.14) a (3.20).

$$a = 2HK_3T_aT'_{do} \quad (3.14)$$

$$b_1 = \frac{2HK_2K_3K_a}{a} \quad (3.15)$$

$$b_2 = \frac{D_oK_2K_3K_a}{a} \quad (3.16)$$

$$a_1 = \frac{2HT_a + 2HK_3T'_{do} + D_oK_3T_aT'_{do}}{a} \quad (3.17)$$

$$a_2 = \frac{2H + 2HK_3K_6K_a + D_oT_a + D_oK_3T'_{do} + K_1K_3T_aT'_{do}\omega_o}{a} \quad (3.18)$$

$$a_3 = \frac{D_o + D_oK_3K_6K_a + K_1T_a\omega_o - K_2K_3K_4T_a\omega_o + K_1K_3T'_{do}\omega_o}{a} \quad (3.19)$$

$$a_4 = \frac{K_1\omega_o - K_2K_3K_4\omega_o - K_2K_3K_5K_a\omega_o + K_1K_3K_6K_a\omega_o}{a} \quad (3.20)$$

De acordo com Kundur (1994) e Sauer & Pai (1998) e, para valores usuais das constantes presentes na planta do sistema de potência a contribuição necessária de torque de amortecimento puro é obtido como segue a Equação (3.21). Para isto, assume-se $\Delta V_{REF} = 0$ e $\Delta \delta = 0$.

$$\Delta T_{ESP}(s) = GEP(s) ESP(s) \Delta P_e(s) \quad (3.21)$$

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

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

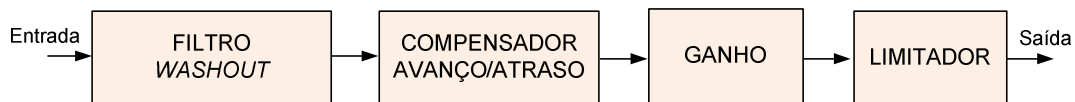


Figura 3.4: Diagrama em blocos da estrutura de um ESP típico (Adaptado de Moraes (2012)).

De acordo com a Figura 3.4, a primeira etapa remove o valor médio do sinal de entrada, deixando passar apenas a variação (ou desvio) deste sinal. Na etapa seguinte, o compensador tem como saída um sinal com uma defasagem projetada para uma dada frequência de oscilação. As duas etapas seguintes servem para graduar a intensidade do sinal amortecedor e limitá-lo de tal forma a não afetar, demasiadamente, na operação do regulador

automático de tensão, no qual o sinal do ESP é inserido. Sendo que a etapa do filtro *Washout* não deve afetar a fase ou o ganho na frequência de oscilação. Escolhendo um valor suficientemente elevado para a constante de tempo T_W o valor do ganho do filtro deve ser próximo de um ganho unitário na frequência de oscilação (Sauer & Pai ,1998) .

3.3 Conclusão

Neste capítulo foram brevemente discutidos, resultados clássicos que mostram que em sistemas interligados, a manifestação de oscilações eletromecânicas pode se ocasionada pela deficiência de torque amortecedor. O torque de amortecimento é degradado pela utilização de sistemas de excitação rápidos baseados em eletrônica de potência, mas com o benefício do aumento do torque sincronizante. Portanto, devido à necessidade de aumentar o torque de amortecimento, é necessário adicionar um controlador suplementar que, ao compensar a defasagem provocada pela função de transferência aumenta o torque de amortecimento sem afetar o torque de sincronismo. Neste trabalho, diferentemente das técnicas clássicas de projeto de controle amortecedor via compensação avanço/atraso, os compensadores para amortecimento dos modos eletromecânicos cujo projeto é totalmente realizado no domínio de tempo discreto como será abordado no Capítulo 5.

4 SISTEMAS DE ORDEM FRACIONÁRIA

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma introdução ao cálculo de ordem fracionária, para consolidação de conceitos necessários ao desenvolvimento e sintonia do compensador que será apresentado no Capítulo 5.

4.2 Teoria do Cálculo Fracionário

Possivelmente, o conceito de cálculo de ordem fracionária começou a ser delineado quando em uma carta em 1695, L'Hopital perguntou a Leibniz o que aconteceria se, ao invés de utilizar um valor n inteiro, fosse utilizado um valor fracionário definido na forma da Equação (4.1) conforme (Caponetto *et al*, 2010).

$$D^n = \frac{d^n f(x)}{dx^n} \quad (4.1)$$

Desde então, o cálculo de ordem fracionária passou a chamar a atenção de muitos matemáticos famosos, como Euler, Laplace, Fourier, Abel, Liouville, Riemann e Laurent, dentre outros (Caponetto *et al.*, 2010).

O operador generalizado que representa a derivação e a integração apresenta-se na equação (4.2).

$${}_a D_t^q = \begin{cases} \frac{d^q}{dt^q}, & \text{para } q > 0 \\ 1, & \text{para } q = 0 \\ \int_a^t (dt)^{-q}, & \text{para } q < 0 \end{cases}, \quad (4.2)$$

onde q é um parâmetro definindo a ordem fracionária, e a e t são os limites do operador integral. As definições mais estudadas no campo de sistemas de ordem fracionários são as definições de Grundwald-Letnikov, Riemann-Liouville, e Caputo (Caponetto *et al*, 2010). Neste trabalho, utiliza-se a definição de Caputo, conforme a Equação (4.3).

$${}_a D_t^q = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(t-\tau)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{(q+1-m)}} d\tau, & \text{para } m-1 < q < m \\ \frac{d^m}{dt^m} f(t), & \text{para } q = m \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\Gamma(t-z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt \quad (4.4)$$

A transformada de Laplace da derivada de ordem fracionária, pela definição de Caputo é definida como:

$$L\{{}_0 D_t^q f(t)\} = s^q F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{(q-k-1)} f^{(k)}(0), \quad (4.5)$$

onde $k=0,1,\dots,(n-1)$, $n \in \mathbb{N}$ e $q \in \mathbb{R} / n-1 < q < n$.

Para condições iniciais nulas a Equação (4.6) é reduzida para a seguinte forma:

$$L\{{}_0 D_t^q f(t)\} = s^q F(s). \quad (4.6)$$

4.3 Contribuição de Ganho e Fase de Sistemas de Ordem Fracionária

Seja um sistema dado pela Equação (4.7), também conhecida como a função de transferência ideal de Bode (Valério e Costa, 2013). Tal função de transferência tem a propriedade de que o módulo depende de ω^α e a fase é independente da frequência e proporcional ao fator fracionário α , conforme mostrado nas Equações de (4.7) a (4.14).

$$F(s) = s^\alpha \quad (4.7)$$

$$F(j\omega) = (j\omega)^\alpha \Rightarrow F(j\omega) = j^\alpha \omega^\alpha \quad (4.8)$$

$$F(j\omega) = \left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) \right)^\alpha \omega^\alpha \quad (4.9)$$

$$F(j\omega) = \left(\cos\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) + j \operatorname{sen}\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) \right) \omega^\alpha \quad (4.10)$$

$$F(j\omega) = \omega^\alpha e^{j \arctan g \left(\frac{\sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)} \right)} \quad (4.11)$$

$$F(j\omega) = \omega^\alpha e^{j\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)} \quad (4.12)$$

$$20 \log_{10} |(j\omega)^\alpha| = 20 \log_{10} \omega^\alpha = 20\alpha \log_{10} \omega \quad (4.13)$$

$$\angle(j\omega)^\alpha = \alpha \frac{\pi}{2} \quad (4.14)$$

A Figura 4.1 apresenta os efeitos das contribuições de polos e zeros fracionários, onde se percebe que o ganho e a fase de um sistema variam de acordo com a ordem do expoente fracionário α . Para $\alpha = 1$, observa-se uma contribuição de ganho de 20 dB por década e 90° de contribuição de fase e de 10 dB por década e 45 graus de fase para $\alpha = 0,5$.

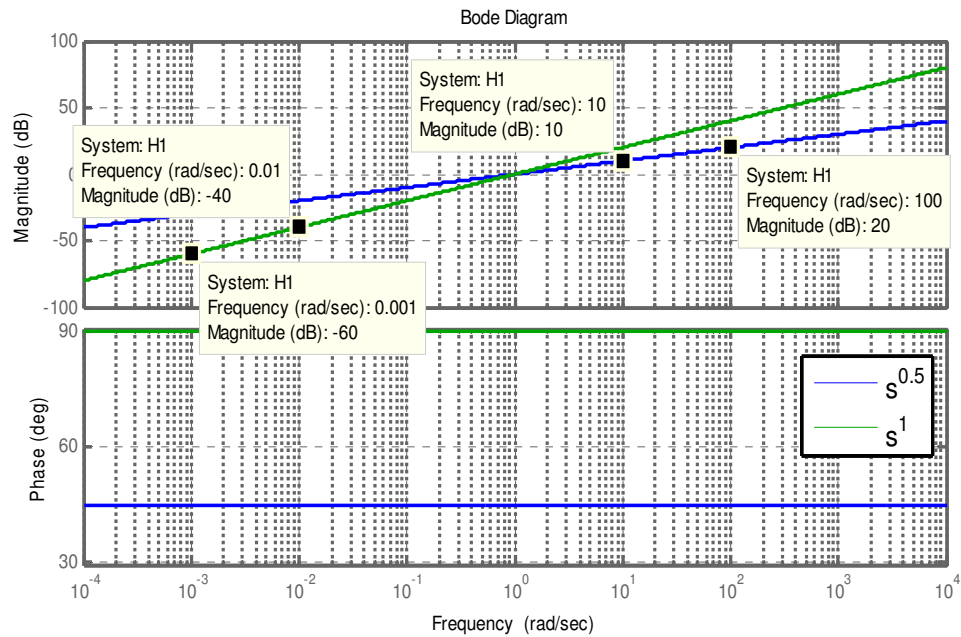


Figura 4.1: Diagrama de Bode da função de transferência ideal de Bode.

Para um sistema como apresentado na Equação (4.15), onde é apresentada a dedução das contribuições de ganho e fase a partir das Equações (4.16) a (4.19) tem-se:

$$F(s) = (sT_1 + 1)^\alpha \quad (4.15)$$

$$F(j\omega) = (j\omega T_1 + 1)^\alpha \quad (4.16)$$

$$F(j\omega) = |(j\omega T_1 + 1)^\alpha| \angle (j\omega T_1 + 1)^\alpha \quad (4.17)$$

$$20 \log_{10} |(j\omega T_1 + 1)^\alpha| = 20 \log_{10} |(j\omega T_1 + 1)|^\alpha = 20\alpha \log_{10} \sqrt{1^2 + (\omega T_1)^2} \quad (4.18)$$

$$\angle (j\omega T_1 + 1)^\alpha = \alpha \operatorname{arctg}(\omega T_1) \quad (4.19)$$

4.4 Métodos de Aproximação de Sistemas Fracionários

A solução de uma equação diferencial de ordem fracionária não é tão simples quanto a resolução de uma equação diferencial ordinária de ordem inteira, sendo que muitas equações diferenciais de ordem fracionária nem mesmo possuem solução analítica.

Dessa forma, métodos de aproximações numéricas são geralmente empregados para obtenção de soluções aproximadas.

Grande parte dos métodos de aproximações de operadores de ordem fracionária para sistemas de ordem inteira foram obtidos a partir de estudos do comportamento das funções no domínio da frequência (Faieghi & Nemati, 2011). O método de aproximações mais utilizado, em trabalhos com sistemas de ordem fracionários, chama-se método de aproximação de Oustaloup, onde a operação de derivada de ordem fracionária é aproximada, no domínio da frequência por uma função de transferência racional, na forma:

$$s^q = k \prod_{n=1}^{n=k} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zn}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pn}}\right)}, \text{ para } q > 0 \quad (4.20)$$

$$\alpha = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{q/N} \quad (4.21)$$

$$\eta = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{(1-q)/N} \quad (4.22)$$

$$\omega_{z1} = \omega_l \sqrt{\eta} \quad (4.23)$$

$$\omega_{zn} = \omega_{p,n-1} \eta, \text{ para } n = 2, \dots, N. \quad (4.24)$$

$$\omega_{pn} = \omega_{z,n-1} \alpha, \text{ para } n = 1, \dots, N. \quad (4.25)$$

A aproximação (4.20) é válida para uma determinada banda de frequências $[\omega_l, \omega_h]$, onde o ganho k é ajustado para que a aproximação possua ganho unitário na frequência de 1 rad/s, onde N é o número de polos e zeros (Faieghi & Nemati, 2011).

A limitação da largura de banda nas aproximações se faz necessária para aproximações mais próximas de valores adequados para fins práticos (Faieghi & Nemati, 2011).

Uma maneira alternativa em algumas aplicações de controle para sistemas de ordem fracionária, existem funções de controladores sintonizados que são complicadas de aproximar para o domínio contínuo (Monje *et al*, 2012) como a rede apresentada na Equação (4.26). Para implementação destes controladores no domínio de tempo contínuo de ordem inteira os seguintes passos devem ser seguidos como em (Monje *et al*, 2012).

$$F(s) = \left(\frac{as + b}{cs + b} \right)^\alpha \quad (4.26)$$

Passo 1: Obtenha a resposta em Frequência exata do controlador de ordem fracionária.

Passo 2: Selecione a ordem do numerador e do denominador apropriada para a aproximação de ordem inteira do controlador e a faixa de frequências de interesse para a aproximação.

Passo 3: Encontre o controlador de ordem inteira aproximado utilizando a função *invfreqs()* do software *Matlab*.

Passo 4: Verifique se o controlador de ordem inteira obteve um desempenho satisfatório, caso não consiga uma resposta satisfatória com o controlador aproximado obtido, retorne ao Passo 2 e selecione outros valores para a ordem do numerador e denominador, ou modifique a faixa de frequências de interesse até obter uma aproximação satisfatória para o controlador fracionário.

4.5 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentadas uma parte do embasamento matemático do cálculo de ordem fracionária no domínio da frequência, para aplicação na sintonia de controladores no domínio fracionário, assim como técnicas de aproximação de sistemas de ordem fracionária para sistemas de ordem inteira, com o intuito de implementação dos controladores em sistemas de controle.

5 METODOLOGIA PARA SÍNTESE DE ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA DE ORDEM FRACIONÁRIA

5.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentada a metodologia de projeto proposta nesta dissertação para síntese de ESP de ordem fracionária. São apresentados os métodos de sintonia dos controladores utilizados durante os experimentos em simulação e práticos que serão abordados nos capítulos 7 e 8, sendo a primeira técnica de sintonia a do ESP convencional apresentado em (Sauer e Pai, 1998) de um ESP de ordem fracionária para futuras comparações de desempenho dinâmico dos mesmos que serão utilizados como ESP.

5.2 Modelo Linearizado para Projeto do ESP Fracionário

Nesta seção é obtida a função de transferência para a sintonia dos estabilizadores de potencia denominada GEP, esta função é proveniente de simplificação de algumas constantes do sistema apresentado na Figura 3.2, onde para análise das contribuições de torque de amortecimento serão desconsideradas as contribuições provenientes das constantes K_4 e K_5 relacionadas a $\Delta\delta(s)$. A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos contendo as contribuições da GEP, em (Sauer e Pai,1998) é apresentado um diagrama de blocos para a sintonia de um ESP a partir da realimentação do desvio de velocidade $\Delta\omega(s)$, assim obtendo diretamente contribuição de torque amortecedor puro proveniente desta configuração de realimentação, porém neste trabalho neste trabalho a realimentação é feita a partir do desvio de potência elétrica $\Delta P_e(s)$.

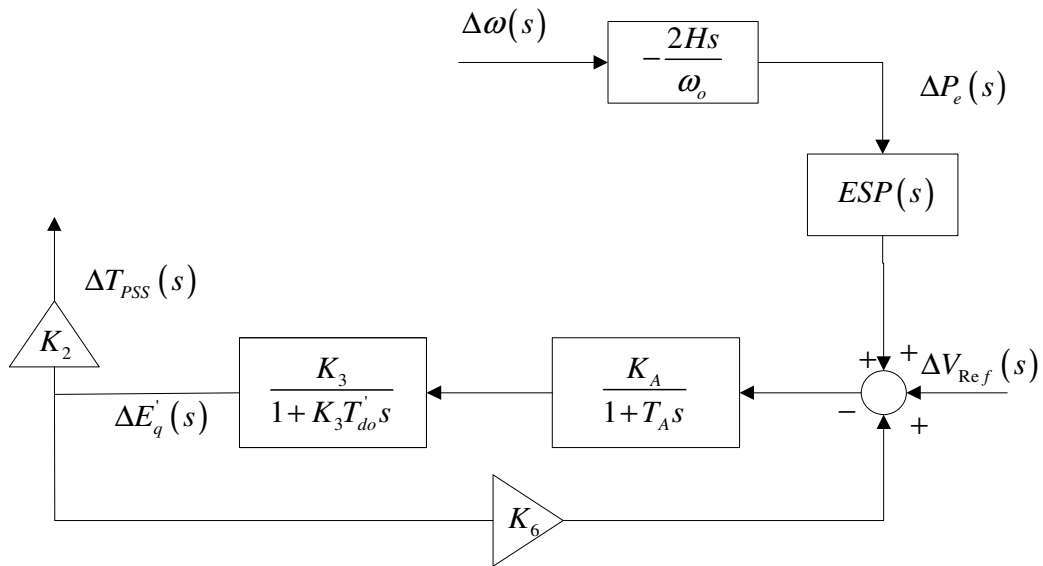


Figura 5.1: Diagrama de blocos para a Sintonia do ESP.

O torque puro de amortecimento é obtido a partir do sinal do desvio de potencia elétrica introduzindo ao modelo os ganhos relacionados à equação de *swing* partir da Equação (5.1). As Equações (5.2) e (5.6) são respectivamente a função de transferência da GEP e A função de transferência com a contribuição do ESP para obtenção do torque de amortecimento $\Delta T_{ESP}(s)$ a partir de $\Delta P_e(s)$.

$$G(s) = \frac{-2Hs}{\omega_o} \quad (5.1)$$

$$GEP(s) = \frac{K_2 K_3 K_A}{K_A K_3 K_6 + (1 + sK_3 T'_{do})(1 + sT'_A)} \quad (5.2)$$

$$\frac{\Delta T_{PSS}(s)}{\Delta P_e(s)} = \left[\frac{K_2 K_3 K_A}{K_A K_3 K_6 + (1 + sK_3 T'_{do})(1 + sT'_A)} \right] \left(\frac{-2Hs}{\omega_o} \right) ESP(s) \quad (5.3)$$

$$ESP(s) = K_{ESP} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^n \quad (5.4)$$

$$ESP(s) = K_{ESP} ESP'(s) \quad (5.5)$$

$$ESP'(s) = \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^n \quad (5.6)$$

5.3 Técnica de sintonia do ESP convencional

Para a sintonia do compensador convencional são seguidos os passos (Sauer e Pai, 1998):

Passo 1: Encontrar a frequência natural dos modos eletromecânicos pouco amortecidos partir da Equação (5.7). Após a obtenção da frequência natural aplicar a mesma na Equação (5.8) para obter o valor de fase a ser compensada na Equações (5.9) , (5.10) e (5.10).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_o}{2H}} \quad (5.7)$$

$$\frac{\Delta T_{PSS}(j\omega_n)}{\Delta P_e(j\omega_n)} = \left[\frac{K_2 K_3 K_A}{K_A K_3 K_6 + (1 + j\omega_n K_3 T_{do})(1 + j\omega_n T_A)} \right] \left(-\frac{2j\omega_n H}{\omega_o} \right) ESP(j\omega_n) \quad (5.8)$$

$$\angle ESP(s)|_{j\omega_n} + \angle GEP(s)|_{j\omega_n} + \angle G(s)|_{j\omega_n} = 0 \quad (5.9)$$

$$\angle 1 + j\omega_n T_2 = \angle 1 + j\omega_n T_1 - \frac{\angle ESP(j\omega_n)}{2} \quad (5.10)$$

Passo 2: Escolher o valor da constante de tempo T_1 , e então encontrar o valor da constante de tempo T_2 do compensador aplicando a Equação (5.11).

$$T_2 = \frac{1}{\omega_n} \left(\arctan(\omega_n T_1) - \frac{\angle ESP(j\omega_n)}{2} \right) \quad (5.11)$$

Passo 3: Encontrar o valor do coeficiente de amortecimento ξ_d a partir das Equações (5.12) a (5.13), assim obtêm-se a contribuição de torque de amortecimento que o controlador deve somar ao sistema.

$$\frac{2H}{\omega_o} s^2 + D_o s + K_1 = 0 \quad (5.12)$$

$$D_{ESP} = \frac{4H \omega_n \xi_d}{\omega_o} \quad (5.13)$$

Passo 5 : Após obter o valor da contribuição de torque amortecedor apresentado no passo 4, encontra-se o valor do ganho do ESP como mostra as Equações (5.14) e (5.15).

$$D_{ESP} = K_{ESP} |GEP(j\omega_n)| |G(j\omega_n)| |ESP'(j\omega_n)| \quad (5.14)$$

$$K_{ESP} = \frac{D_{ESP}}{|GEP(j\omega_n)| |G(j\omega_n)| |ESP'(j\omega_n)|} \quad (5.15)$$

Após seguir essa sequência de passos o controlador obtido é dado pela Equação (5.16).

$$ESP(s) = K_{ESP} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^2 \quad (5.16)$$

5.4 Método de síntese do ESP de ordem fracionária

Nesta sessão os passos para sintonia do controlador fracionário serão apresentados, sendo alguns passos semelhantes aos mostrados para a sintonia do controlador convencional de ordem inteira:

Passo 1: Encontrar a frequência de natural dos modos eletromecânicos a pouco amortecidos partir da Equação (5.7), após a obtenção do da frequência natural aplicar a mesma na Equação (5.8) para obter o valor de fase a ser compensada na Equações (5.9) e (5.10).

Passo 2: Escolher o valor da constante de tempo T_1 , e então encontrar o valor da constante de tempo T_2 do compensador aplicando as Equações (5.17), (5.18) e (5.19). Sendo que ω_m é o próprio ω_n para projetar o controlador Fracionário.

$$\omega_m = \frac{1}{T_1 T_2} \quad (5.17)$$

$$T_2 = \frac{1}{T_1 \omega_m^2} \quad (5.18)$$

$$T_2 = \frac{1}{T_1 \omega_n^2} \quad (5.19)$$

Passo 3: Encontrar o valor do expoente fracionário α necessário para sintonizar o compensador fracionário aplicando as Equações (5.20) e (5.21).

$$\alpha (\angle(1 + j\omega_n T_1) - \angle(1 + j\omega_n T_2)) = \angle ESP(j\omega_n) \quad (5.20)$$

$$\alpha = \frac{\angle ESP(j\omega_n)}{(\angle(1 + j\omega_n T_1) - \angle(1 + j\omega_n T_2))} \quad (5.21)$$

Passo 4: Após obter o valor da contribuição de torque amortecedor apresentado no passo 5 da sessão anterior, encontra-se o valor do ganho do compensador aplicando as Equações (5.15) e (5.16).

$$ESP_\alpha(s) = K_{ESP} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^\alpha \quad (5.22)$$

5.5 Sintonia do ESP Fracionário no domínio de tempo contínuo

Após aplicar as metodologias discutidas nas sessões 5.3 e 5.4, temos a sintonia dos compensadores considerando que o coeficiente de amortecimento desejado para o sistema em malha fechada para o projeto seja de $\xi=0,2$ para ambos os compensadores. Para a obtenção dos parâmetros do controlador serão apresentados os valores das constantes de K_1 a K_6 aplicadas ao projeto. Os dados para o projeto dos controladores são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros do modelo de um gerador síncrono.
(Fonte: Manual Equatorial, 1984)

Nome	Parâmetro	Valor
Velocidade Síncrona	ω_o	377 rad/s
Potência Terminal	P_t	0,7 p.u.
Tensão Terminal	V_t	1,05 p.u.
Tensão no Barramento infinito	V_∞	1,0 p.u.
Resistência da Linha	R_L	0,049 p.u.
Reatância da Linha	X_L	0,197 p.u.
Resistência dos Transformadores	R_T	0
Reatância dos Transformadores	X_T	0,08 p.u.
Ganho do RAT	K_a	2,67
Constante de Tempo do RAT	T_a	0,0975 s
Constante de Amortecimento Natural	D_o	0,01 N/m
Tempo de Inércia	H	3,861 s
Reatância de Eixo de q	X_q	0,693 p.u.
Reatância de Eixo de d	X_d	1,058 p.u.
Reatância transitória de Eixo de q	X'_d	0,169 p.u.
Constante de Tempo Transitória	T'_{do}	0,4133 s

As Equações do Modelo Linearizado segue como apresentado pelas Equações (5.23) a (5.39) para o modelo linear apresentado do sistema máquina barramento infinito (Barra, 2009):

$$R_e = R_t + R_L \quad (5.23)$$

$$X_e = X_t + X_L \quad (5.24)$$

$$X_e = X_t + X_L \quad (5.25)$$

$$Z_e = R_e + jX_e \quad (5.26)$$

$$Z_e = R_e + jX_e \Rightarrow Z_e = |Z_e| \angle Z_e \quad (5.27)$$

$$\theta_1 = \arccos\left(\frac{V_t}{V_\infty}\right) \cos(\angle Z_e) - \frac{P_t |Z_e|}{V_t V_\infty} \quad (5.28)$$

$$I_T = \frac{V_T - V_\infty}{Z_e} \quad (5.29)$$

$$\theta = \theta_1 - \angle Z_e \quad (5.30)$$

$$V_T = V_t e^{j\theta} \quad (5.31)$$

$$S = V_T I_T^* = P + jQ \quad (5.32)$$

$$E_q = V_T + jX_q I_T \quad (5.33)$$

$$V_d = V_t \sin(\angle E_q - \theta) \quad (5.34)$$

$$V_q = V_t \cos(\angle E_q - \angle V_T) \quad (5.35)$$

$$V_d = V_t \cos(\angle E_q - \angle V_T) \quad (5.36)$$

$$I_q = I_t \sin(\angle E_q - \angle I_T) \quad (5.37)$$

$$I_d = I_t \cos(\angle E_q - \angle I_T) \quad (5.38)$$

$$E_q' = V_q + X_d' I_d \quad (5.39)$$

Aplicando-se os valores da Tabela 5.1 as Equações acima, e substituindo os valores nas Equações (3.3) a (3.9) do capítulo 3 obtém-se os ganhos das constantes do modelo de Heffron-Phillips. A Tabela 5.2 apresenta os valores dos ganhos.

Tabela 5.2: Ganhos do Modelo Heffron-Phillips Ponto de Operação 0,5 p.u.

Parâmetros do Modelo	Valor
K ₁	1,4764
K ₂	0,9421
K ₃	0,3353
K ₄	0,9797
K ₅	0,0696
K ₆	0,6065

Os valores dos parâmetros do compensador convencional são apresentados na Tabela 5.3:

Tabela 5.3: Valores dos Parâmetros do Controlador Convencional

K _{ESP}	T ₁	T ₂	N
------------------	----------------	----------------	---

2,2439	0,3000 s	0,2269s	2
--------	----------	---------	---

As Equações (5.40) e (5.41) apresentam a função de transferência do compensador convencional sintonizado.

$$ESP(s) = 2.2439 \left(\frac{1+0.3000s}{1+0.2269s} \right)^2 \quad (5.40)$$

Os valores dos parâmetros do compensador fracionário são apresentados na Tabela 5.4, onde também estão incluídos os valores das frequências da aproximação apresentada no Capítulo 4.

Tabela 5.4: Valores dos Parâmetros do Controlador Fracionário.

K_{ESP}	T_1	T_2	α	ω_1	ω_2
1.8059	0.3000s	0.0492 s	0.27	10^{-6} rad/s	10^6 rad/s

As Equações (5.41) e (5.42) apresentam a função de transferência do compensador fracionário sintonizado.

$$ESP_{\alpha}(s) = 1.8059 \left(\frac{1+0.3000s}{1+0.0492s} \right)^{0.27} \quad (5.41)$$

$$ESP_{\alpha}(s) = \frac{1.115s^2 + 25.47s + 116.2}{s^2 + 18.32s + 64.38} \quad (5.42)$$

A Figura 5.2 apresenta o diagrama de bode dos controladores sintonizados, sendo que se pode perceber que os ganhos do sistema em malha fechada, que a contribuição de módulo e fase do controlador fracionário está atrelada ao expoente α como foram apresentados no capítulo anterior, além do compensador fracionário estar mais centrado em relação à frequência ao qual foi projetado para compensar a fase do sistema.

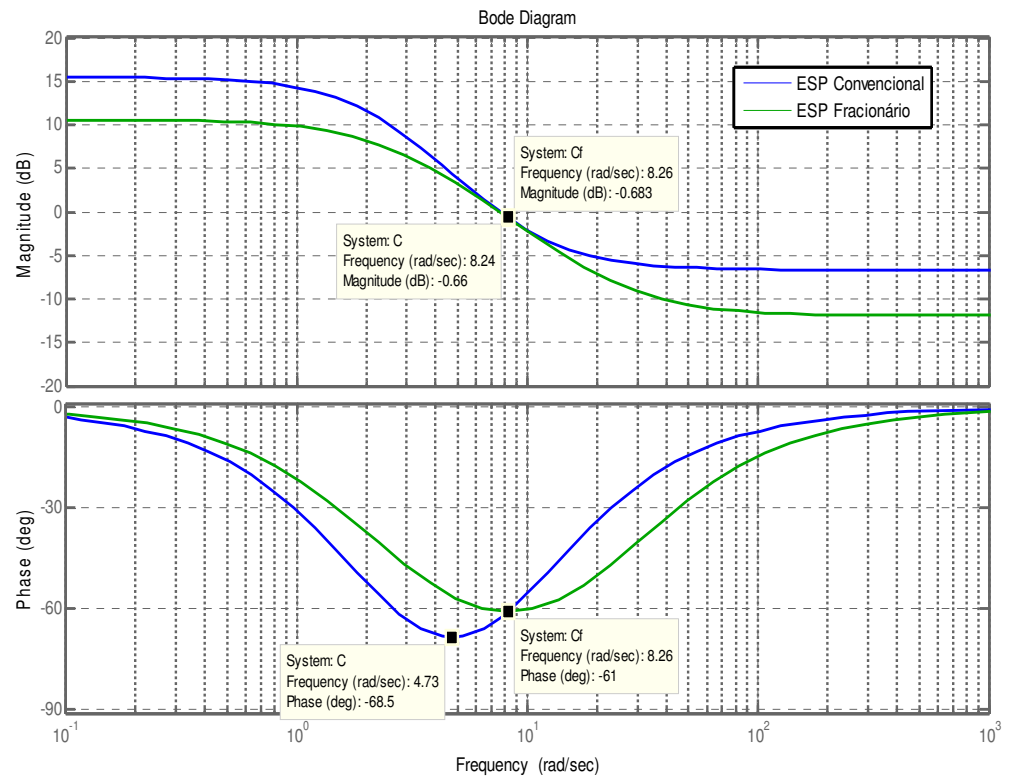


Figura 5.2: Diagrama de Bode dos Controladores.

A Figura 5.3 apresenta o diagrama de Bode do sistema em malha aberta, com a inserção do compensador convencional a malha e com a inserção do compensador fracionário na malha do sistema. Observa-se que os controladores sintonizados conseguiram diminuir o pico de ressonância do sistema, o que caracteriza uma melhoria do amortecimento do sistema (Ogata, 2003).

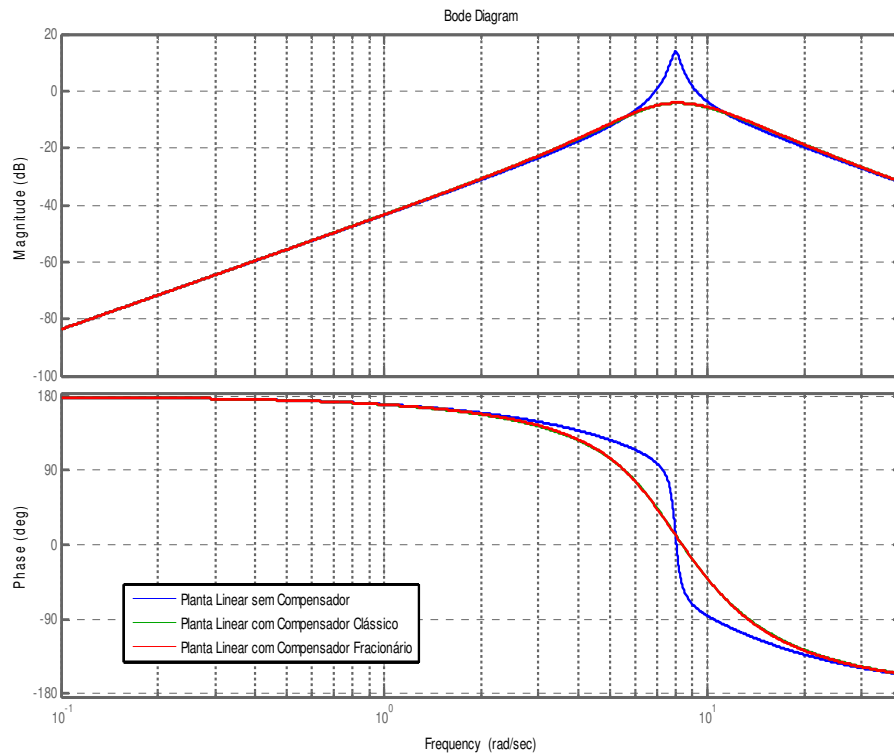


Figura 5.3 : Diagrama de Bode do Sistema sem Compensador, com a Inserção do Compensador Convencional e com a Inserção do Compensador Fracionário.

5.6 Discretização dos Compensadores Projetados

Esta seção tem como propósito apresentar dois métodos de sintonia de parâmetros de compensadores projetados que serão embarcados em microcontrolador. Uma vez obtidos os ganhos dos compensadores, o método de discretização selecionado para se obter a lei de controle digital foi o método de Tustin (Ogata, 1987), baseado na seguinte aproximação para mapeamento entre os planos s e z dada por.

$$s = \left(\frac{2}{T_s} \right) \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (5.22)$$

Onde T_s é o período de amostragem que é selecionado de acordo com a frequência de largura de banda de malha fechada do sistema (Landau & Zito, 2006):

$$6 F_{LB}^{MF} \leq F_s \leq 25 F_{LB}^{MF} \quad (5.23)$$

Sendo F_s a frequência de amostragem e F_{LB}^{MF} a frequência de largura de banda em malha fechada. Para a implementação do controlador digital, a estrutura canônica de controle

digital RST conforme (Landau & Zito, 2006), mostrada na Figura 5.3, onde os polinômios R, S e T, são definidos nas equações (5.24) a (5.27):

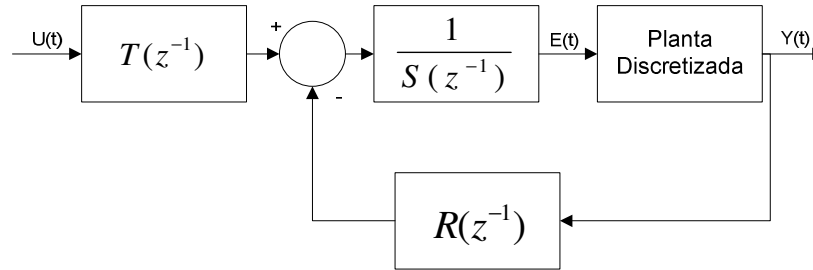


Figura 5.4: Forma canônica de um controlador RST (Adaptado de Landau & Zito, 2006)

$$C(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} \quad (5.24)$$

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + \dots + r_{nr} z^{-nr} \quad (3.25)$$

$$S(z^{-1}) = 1 + S_1 z^{-1} + \dots + S_{ns} z^{-ns} \quad (3.26)$$

$$T(z^{-1}) = R(1) \quad (3.27)$$

Para o projeto dos controladores abordados neste trabalho o período de amostragem utilizado foi de $T_s = 0.06$ s (Moraes, 2011) para o sistema Micromáquina.

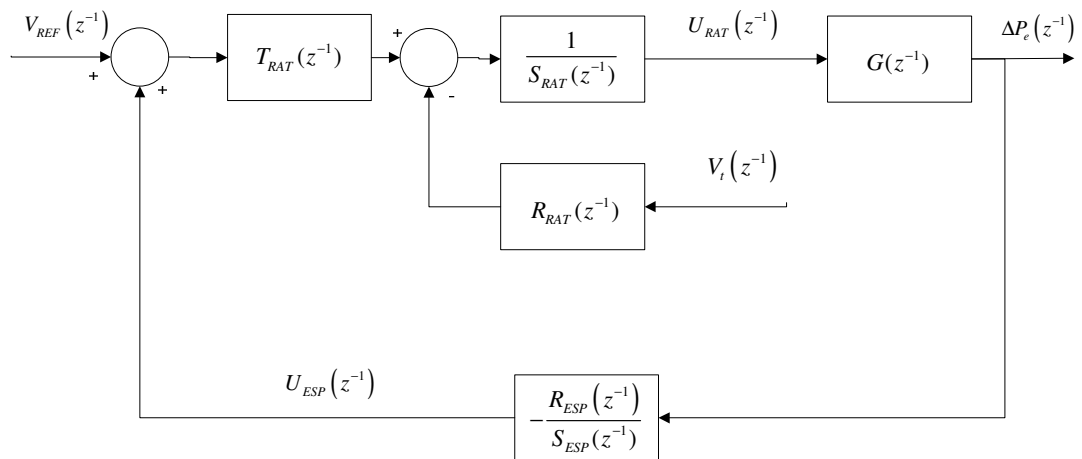


Figura 5.5: Implementação de controladores Digitais na malha de Tensão(Adaptado de Moraes, (2011))

A Tabela 5.5 apresenta os parâmetros dos compensadores digitais obtidos neste trabalho.

Tabela 5.5: Parâmetros dos Compensadores Digitais por Resposta em Frequência, intervalo de amostragem $T_s = 0.06s$.

Parâmetros	ESP Convencional	ESP Fracionário
r_0	1,3607	1,2353
r_1	-2,0786	-1,2470
r_2	0,7938	0,2773
s_1	-1,6320	-1,1639
s_2	0,6659	0,3111

5.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as técnicas de sintonia dos compensadores convencional e fracionário, além da discretização para obtenção dos controladores discretizados pelo critério de Tustin e a análise do diagrama de Bode dos mesmos para avaliação da estabilidade do sistema com a inserção dos compensadores projetados.

6 RESULTADOS DE ESTUDOS COMPUTACIONAIS

6.1 Simulador do sistema micromáquina

Para validar os estudos feitos de controladores, é necessário primeiramente fazer-se um estudo a partir de ambiente de simulação construído em *Matlab/Simulink* (Mathworks, 2011). O modelo de estudo representa um sistema de potência do tipo máquina-barra infinita, sendo que os parâmetros do mesmo são aproximadamente iguais aos parâmetros do sistema real presente no Laboratório de Sistemas de Potência da UFPA (LACSPOT). A Figura 6.1 apresenta o simulador que foi desenvolvido para validar os conceitos a metodologia de ESP de ordem fracionária proposta nesta dissertação. Os parâmetros do simulador do sistema de potência, foram apresentados na Tabela 5.1 do capítulo anterior. Foram realizados testes em seis pontos de operação, mantendo-se o valor da tensão terminal fixada em 1,0 p.u. e variando-se a potência ativa nos terminais do gerador, de 0,1 p.u. até 0.6 p.u.. A potência reativa foi mantida aproximadamente $Q \cong 0$ para todos os pontos de operação investigados.

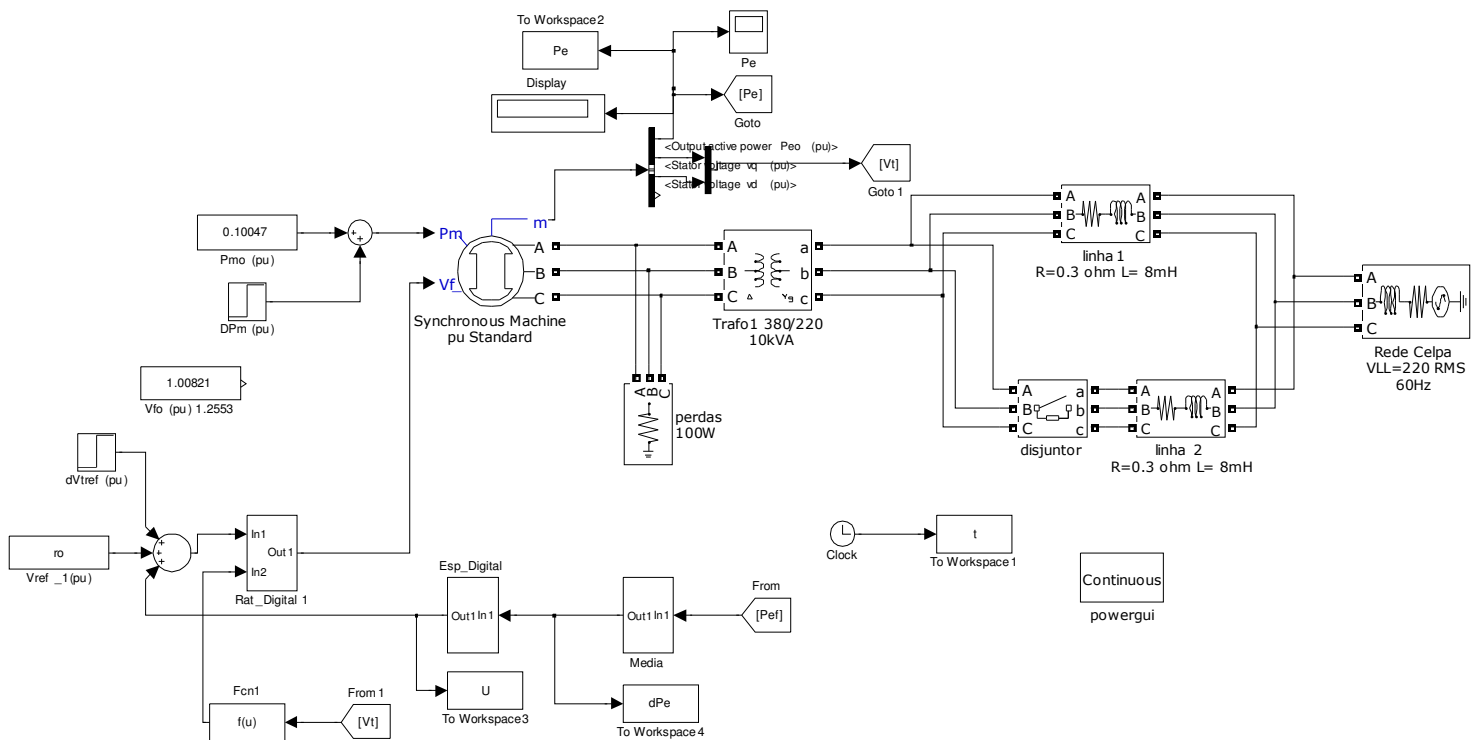


Figura 6.1 : Modelo Simulink para Testes de Simulação.

6.2 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,1$ p.u.

A Figura 6.2 apresenta o desempenho dinâmico do sistema mediante a um degrau de amplitude 5% aplicado em no primeiro segundo da simulação, em malha aberta em cor azul, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. O sistema em malha aberta com baixo carregamento apresenta modos pouco amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação.

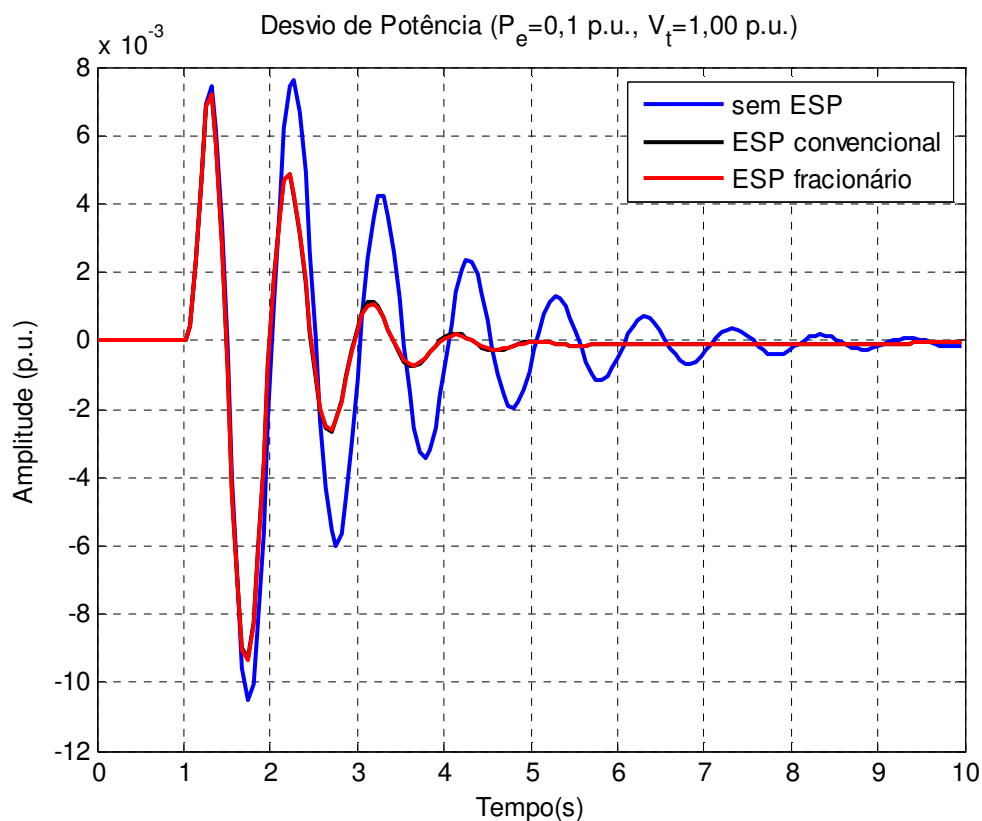


Figura 6.2: Desvio de Potência Ativa Ponto de Operação 0,1 p.u.

A Figura 6.3 apresenta o desempenho do esforço de controle dos compensadores, sendo visível uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, e observa-se que o

desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação, sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional.

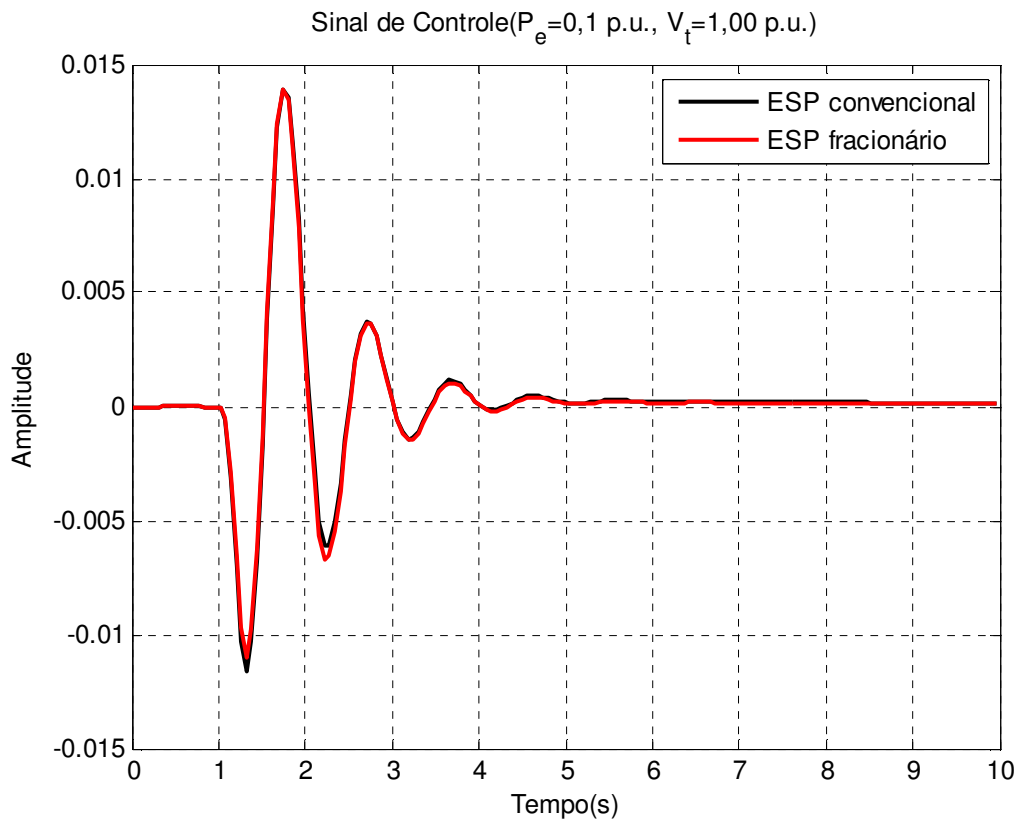


Figura 6.3: Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,1 p.u..

6.3 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,2$ p.u.

Com a inserção dos compensadores o sistema apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional.

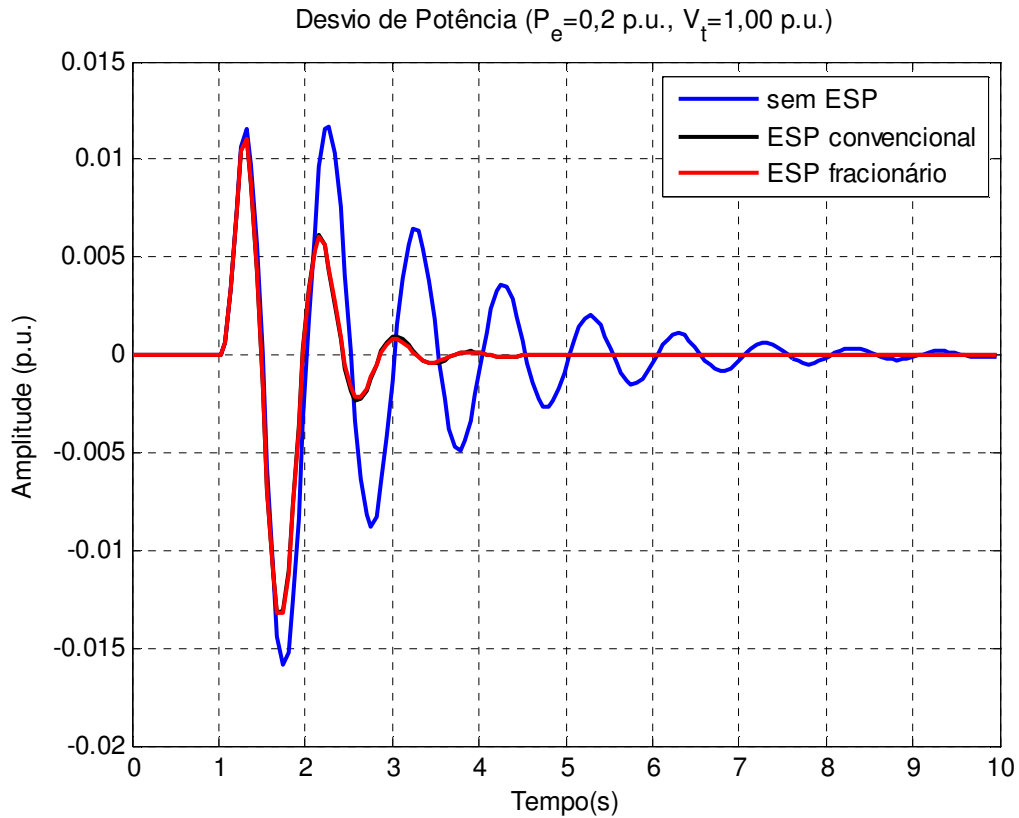


Figura 6.4: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,2 p.u.

Com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional..

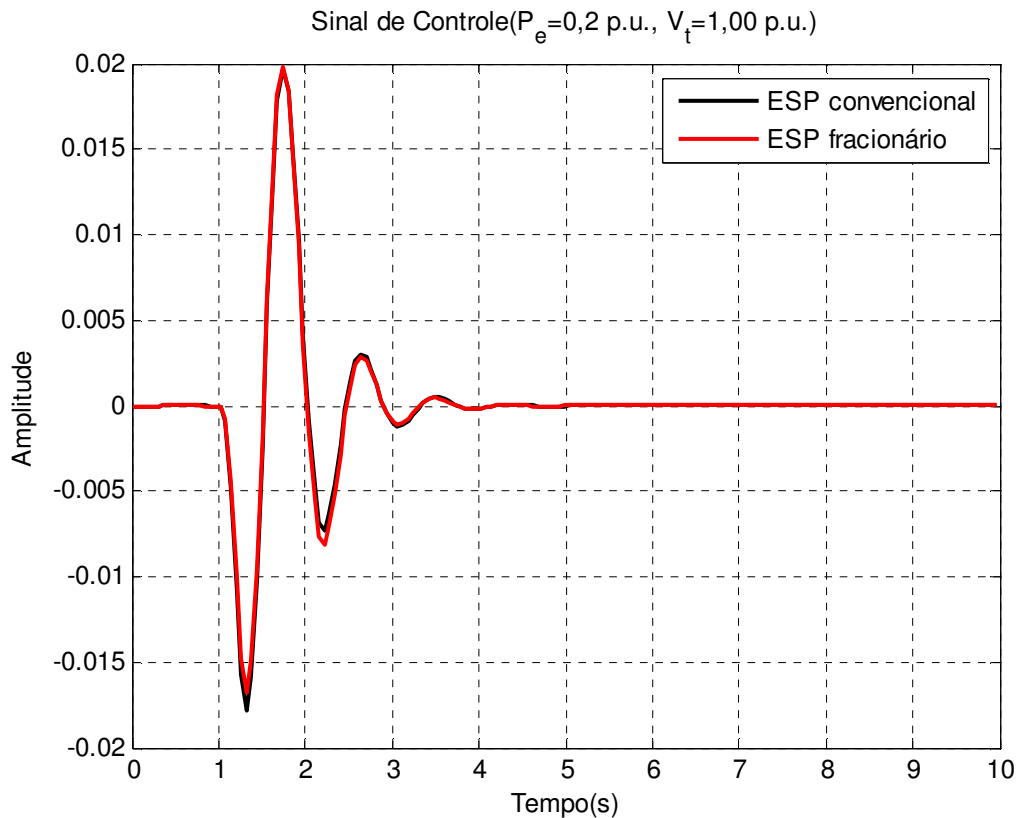


Figura 6.5: Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,2 p.u..

6.4 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,3$ p.u.

A Figura 6.6 apresenta o desempenho dinâmico do sistema mediante a um degrau de amplitude 5% aplicado em no primeiro segundo da simulação, em malha aberta em cor azul, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. O sistema em malha aberta com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação.

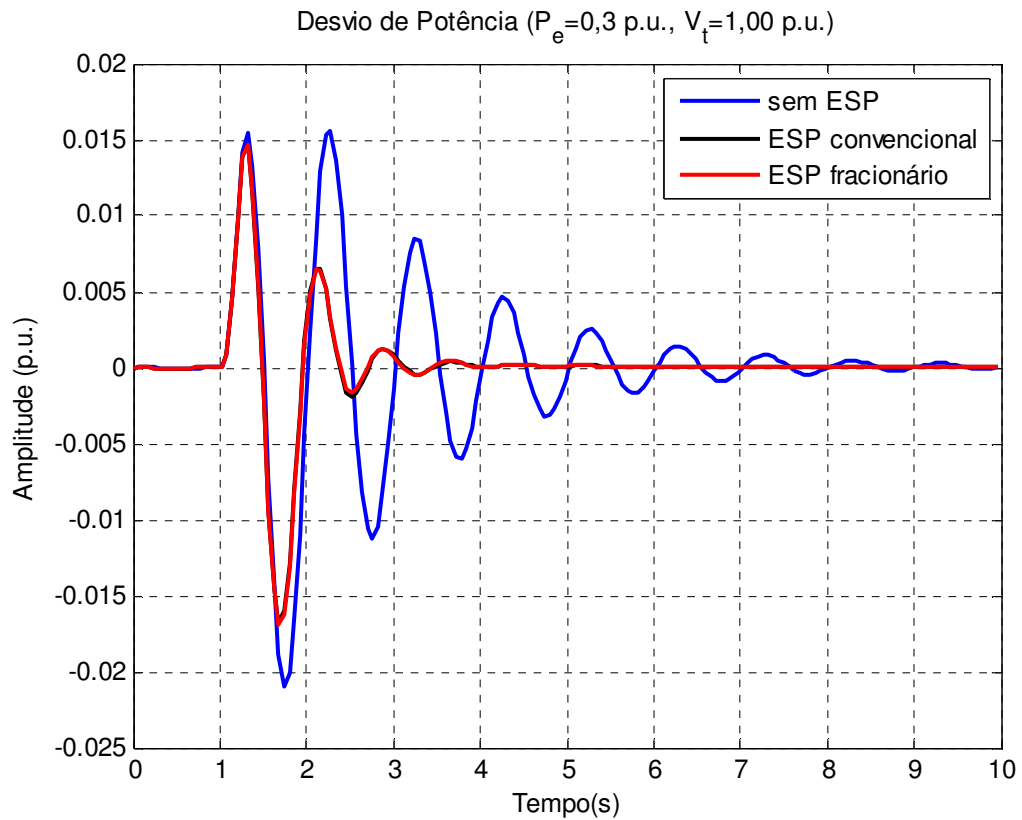


Figura 6.6: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,3 p.u.

A Figura 6.7 apresenta o desempenho do esforço de controle dos compensadores, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. Com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional.

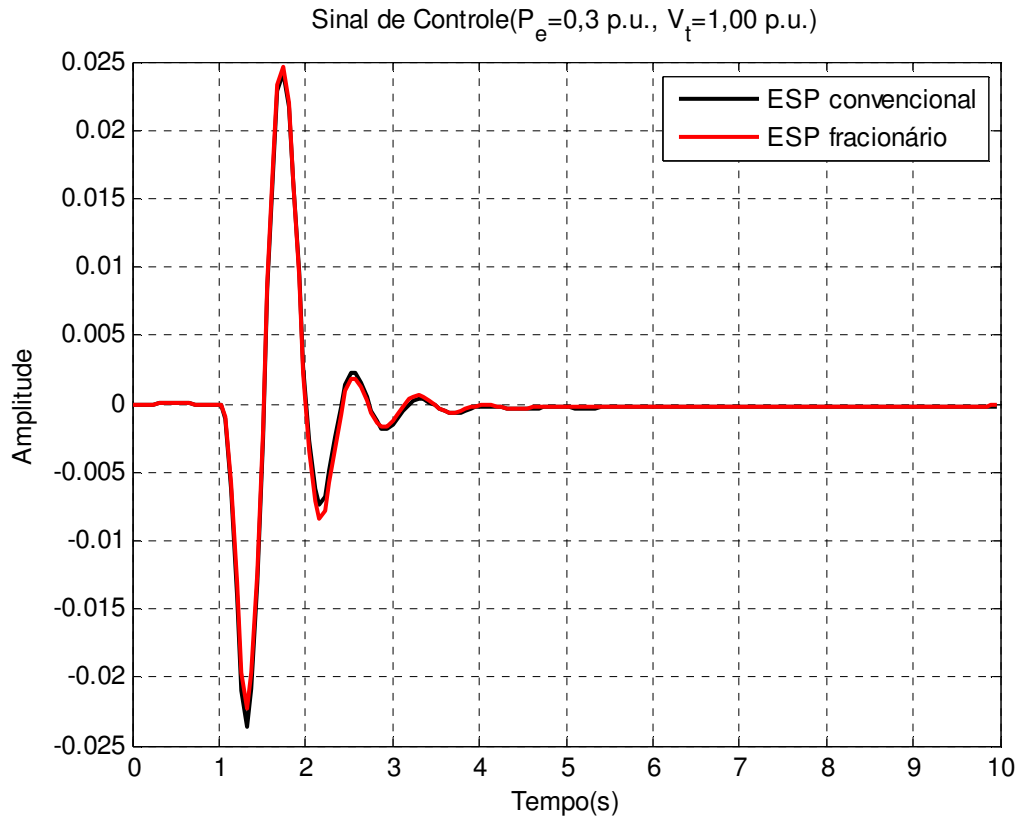


Figura 6.7: Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,3 p.u..

6.5 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,4$ p.u.

A Figura 6.8 apresenta o desempenho dinâmico do sistema mediante a um degrau de amplitude 5% aplicado em no primeiro segundo da simulação, em malha aberta em cor azul, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. O sistema em malha aberta com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional.

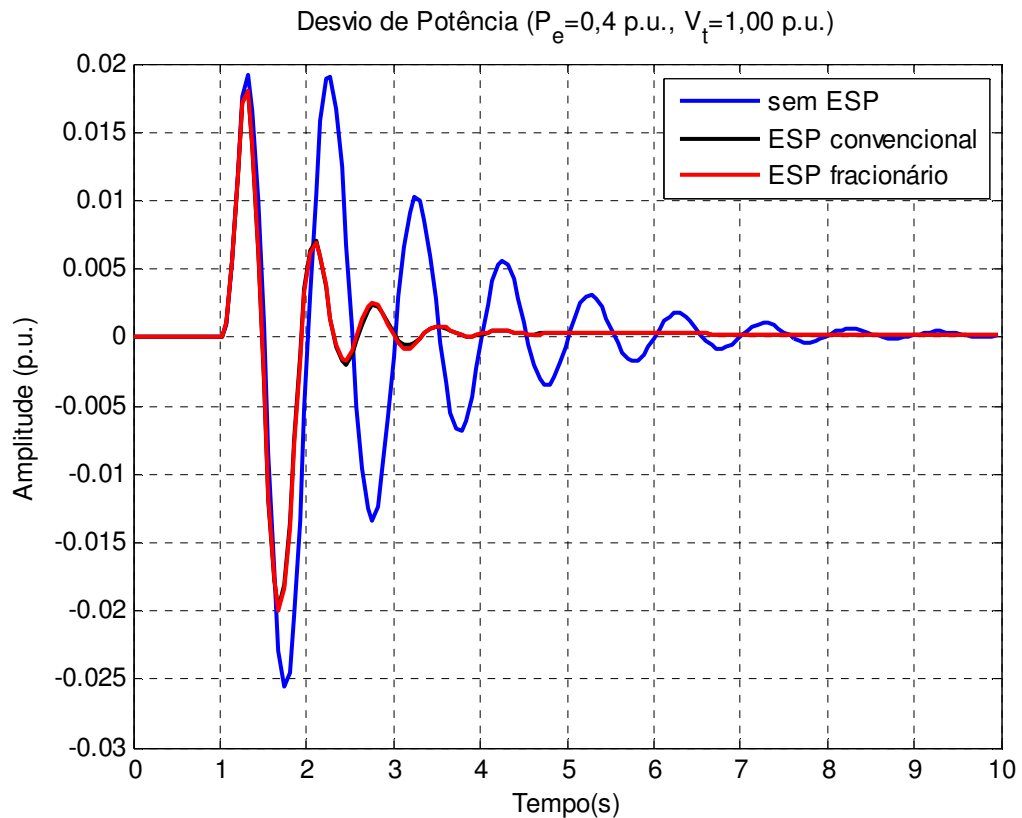


Figura 6.8: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,4 p.u.

A Figura 6.9 apresenta o desempenho do esforço de controle dos compensadores, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. Com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o controlador de ordem fracionária apresentou um esforço de controle ligeiramente menor se comparado com o compensador convencional.

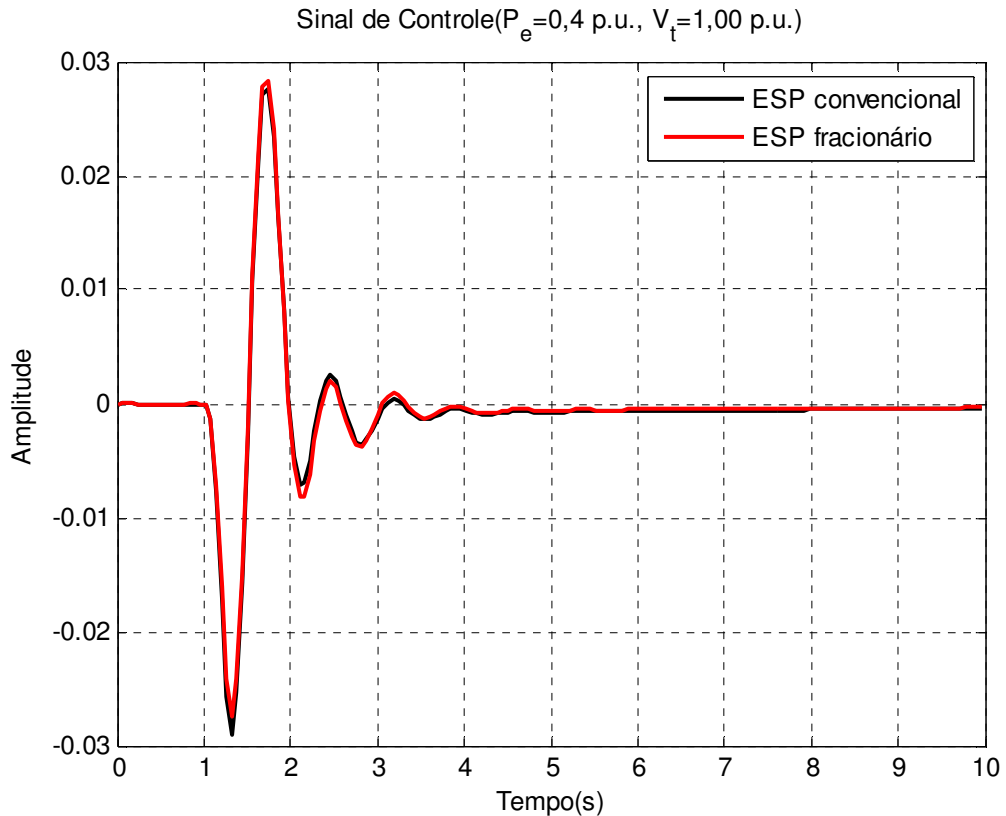


Figura 6.9 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,4 p.u..

6.6 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,5$ p.u.

A Figura 6.10 apresenta o desempenho dinâmico do sistema mediante a um degrau de amplitude 5% aplicado em no primeiro segundo da simulação, em malha aberta em cor azul, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. O sistema em malha aberta com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação.

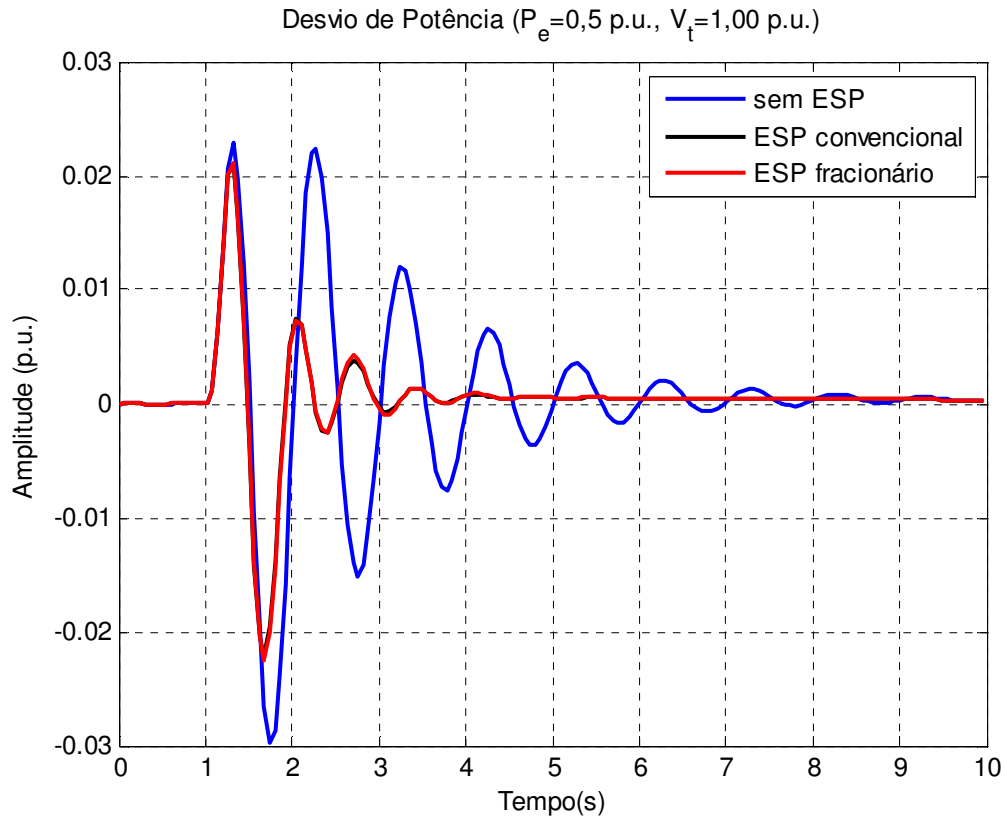


Figura 6.10: Desvio de Potência Ativa Ponto de Operação 0,5 p.u.

A Figura 6.11 apresenta o desempenho do esforço de controle dos compensadores, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. Com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o controlador de ordem fracionário apresentou um desvio de potência elétrica menor se comparado com o compensador convencional.

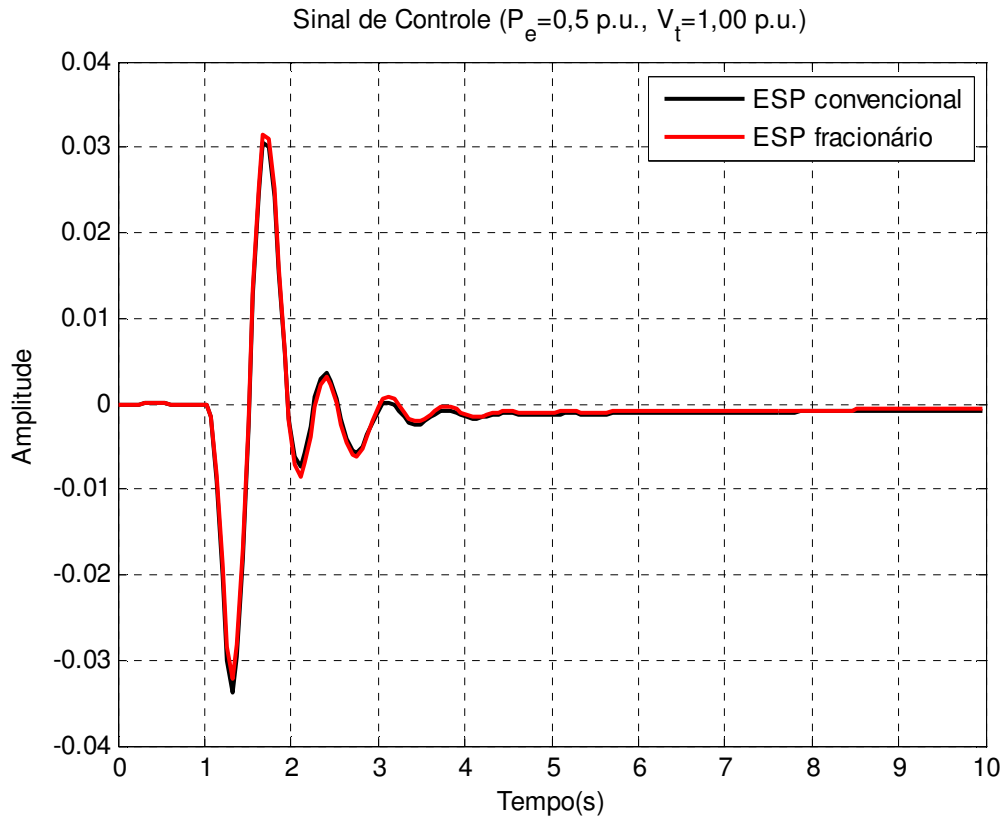


Figura 6.11 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,5 p.u..

6.7 Resultados de Testes no ponto de operação correspondendo a $P_T=0,6$ p.u.

A Figura 6.12 apresenta o desempenho dinâmico do sistema mediante a um degrau de amplitude 5% aplicado em no primeiro segundo da simulação, em malha aberta em cor azul, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. O sistema em malha aberta com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico de ambos os controladores foi semelhante neste ponto de operação.

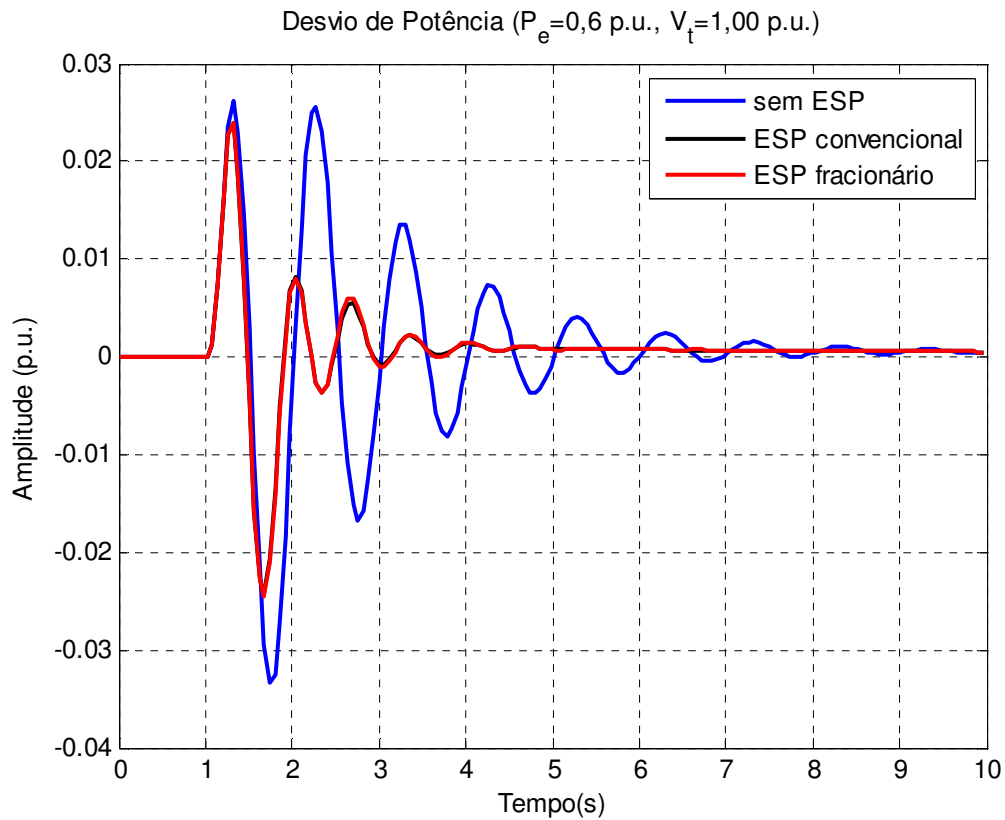


Figura 6.12: Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação 0,6 p.u.

A Figura 6.13 apresenta o desempenho do esforço de controle dos compensadores, com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador convencional em cor preta e com o sistema em malha fechada com a inserção do compensador fracionário em cor vermelha. Com baixo carregamento apresenta modos menos amortecidos, e com a inserção dos compensadores ele apresentou uma melhoria no amortecimento das oscilações eletromecânicas, sendo que o desempenho dinâmico do controlador fracionário foi melhor em relação ao sinal de esforço de controle comparado com o compensador convencional.

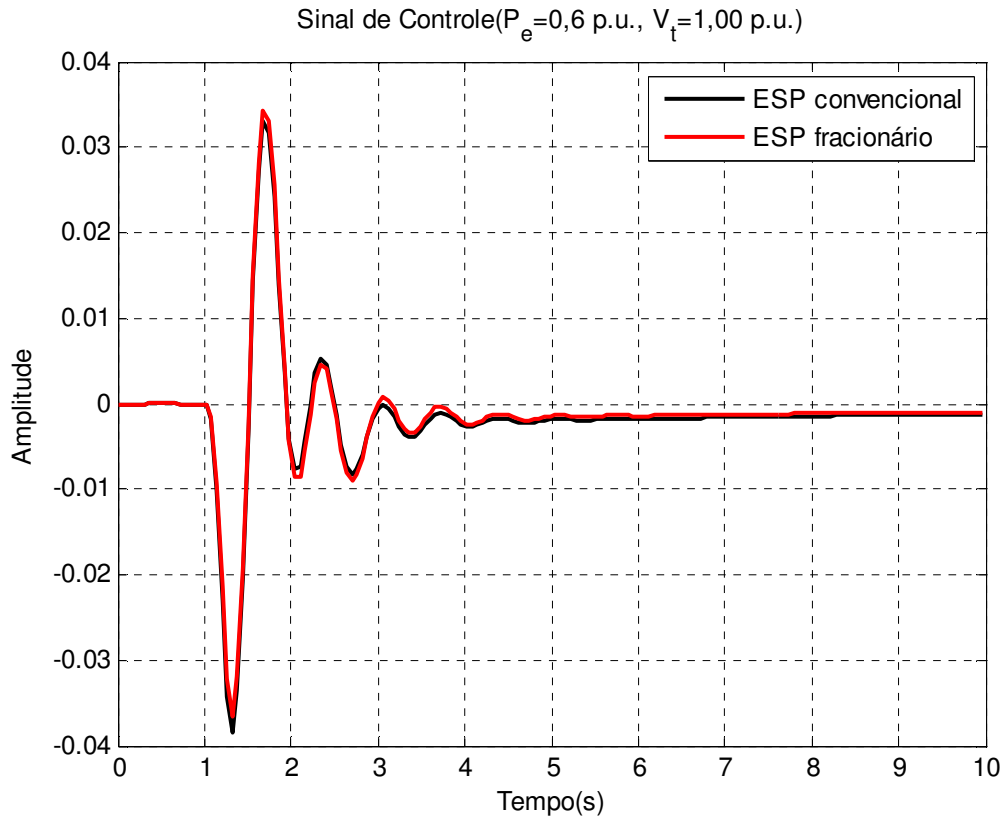


Figura 6.13 : Esforço de Controle dos Compensadores, Ponto de Operação 0,6 p.u..

6.8 Função custo

Os resultados apresentados são corroborados por uma análise dos índices de desempenho do tipo integral do erro quadrático (ISE) calculados a partir dos sinais de respostas dinâmicas de velocidade e sinal de controle no domínio do tempo para ambos os controladores, segundo a equação (6.1).

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (6.1)$$

A Figura 6.14 apresenta a função custo do desvio de potência ativa para os seis pontos estudados nesta sessão, em preto apresenta o desvio de potencia elétrica do compensador convencional e em vermelho do compensador fracionário. Em baixo carregamento até mais ou menos o ponto de operação 0,3 p.u. os resultados obtidos por ambos os controladores foram semelhantes, porém a partir do ponto de operação 0,4 p.u. o compensador convencional apresentou uma variação no seu índice de desempenho menor que o do controlador fracionário.

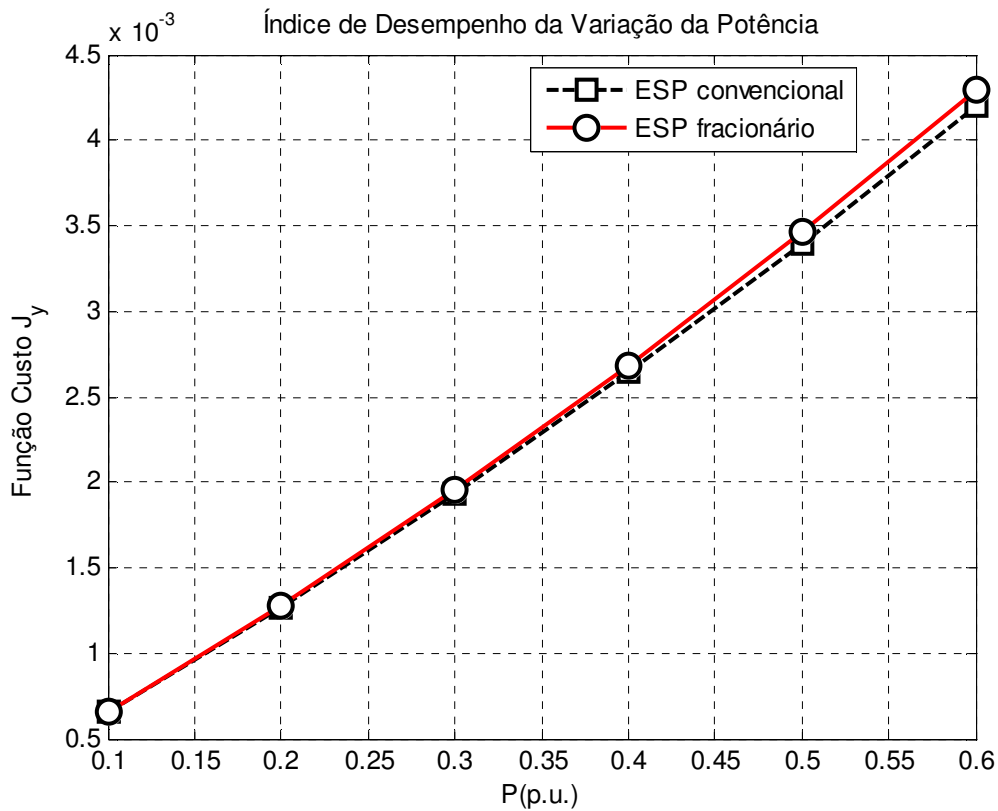


Figura 6.14: Índice de Desempenho da Variação de Potência Ativa.

A Figura 6.15 apresenta a função custo do esforço de controle para os seis pontos estudados nesta sessão, em preto apresenta o esforço de controle do compensador convencional e em vermelho do compensador fracionário. Em baixo carregamento até mais ou menos o ponto de operação 0,2 p.u.. Os resultados obtidos por ambos os controladores foram semelhantes, porém a partir do ponto de operação 0,3 p.u. o compensador fracionário apresentou uma variação no seu índice de desempenho menor que o do controlador convencional, mostrando assim uma melhoria em relação ao esforço de controle.

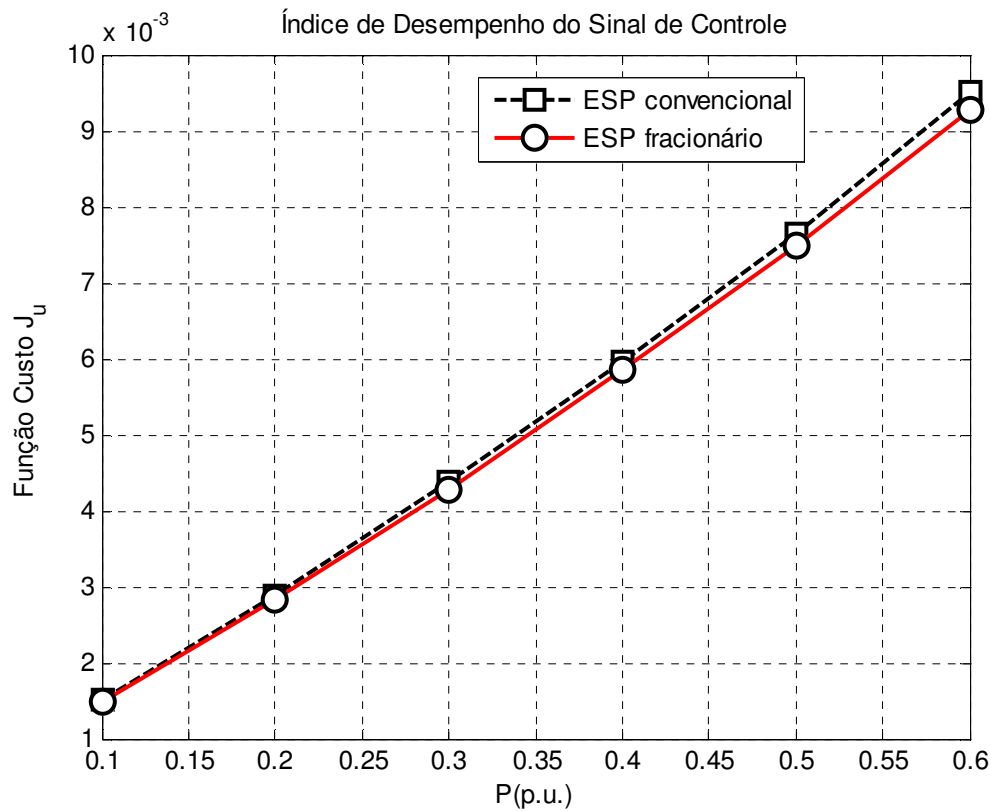


Figura 6.15: Índice de Desempenho do Esforço de Controle.

6.9 Conclusão

Foram feitos testes de simulação para seis pontos de operação de um sistema de geração, com a introdução de um compensador sintonizado pela metodologia de controle fracionário e um segundo compensador sintonizado seguindo a metodologia convencional de projeto. Os resultados mostram que o ESP sendo sintonizado pela metodologia de controle de ordem fracionária apresenta uma melhoria no esforço de controle, porém o controlador de convencional apresentou um índice de desempenho um pouco melhor em relação ao desvio de potência ativa.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE IDENTIFICAÇÃO

7.1 Introdução:

O comportamento dinâmico de um sistema em estudo pode ser representado a partir de modelos matemáticos que podem ser obtidos a partir de vários métodos de identificação disponíveis na literatura, como resposta ao degrau, resposta impulsiva entre outras metodologias para obtenção da função de um modelo de parâmetros de um modelo a ser estudado (Aguirre, 2007). Neste capítulo os parâmetros da função de transferência da planta estudada foi obtido utilizando um modelo auto-regressivo com entradas exógenas (ARX). Foi utilizada a *toolbox* de identificação do ambiente *Matlab* denominada *ident* (Mathworks, 2011) para auxiliar na obtenção do modelo paramétrico para sintonia dos compensadores ESP.

7.2 Testes de Identificação de um Modelo de Tempo Discreto da Planta

A Equação (7.1) apresenta a representação do modelo paramétrico da planta. Sendo a entrada denominada de $u(k)$ e a saída denominado $y(k)$ dos sinais medidos no teste experimental, d é o atraso de tempo medido em períodos de amostragem, $v(k)$ é o erro de modelagem, $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são os polinômios do modelo da planta no domínio discreto, definido por:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d} B(q^{-1})u(k) + v(k) \quad (7.1)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{nB} q^{-nB}, \quad (7.2)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{nA} q^{-nA}, \quad (7.3)$$

Sendo a_{nA} e a_{nB} os parâmetros do modelo a serem estimados pelo algoritmo dos mínimos quadrados. A função de transferência do sistema identificado é apresentada na Equação (7.4).

$$\frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-d} (b_1 + b_2 q^{-1} + \dots + b_{nB} q^{-nB})}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{nA} q^{-nA}} \quad (7.4)$$

A planta foi identificada no ponto de operação $P_e = 0.50$ pu , $V_T = 1.000$ pu , $Q_T \cong 0.00$ pu. O período da oscilação dominante de aproximadamente $T_{OSC} = 0.8$ segundos. Como apresentado na resposta ao degrau da variação de Potência. O período de intervalo escolhido foi de $T_s = 0.060$ segundos (satisfazendo $T_s \ll T_{osc}$) para aquisição dos dados e controle do sistema. A Figura 7.1 apresenta a resposta ao impulso do desvio de potência elétrica para o ponto de operação utilizado na identificação do sistema.

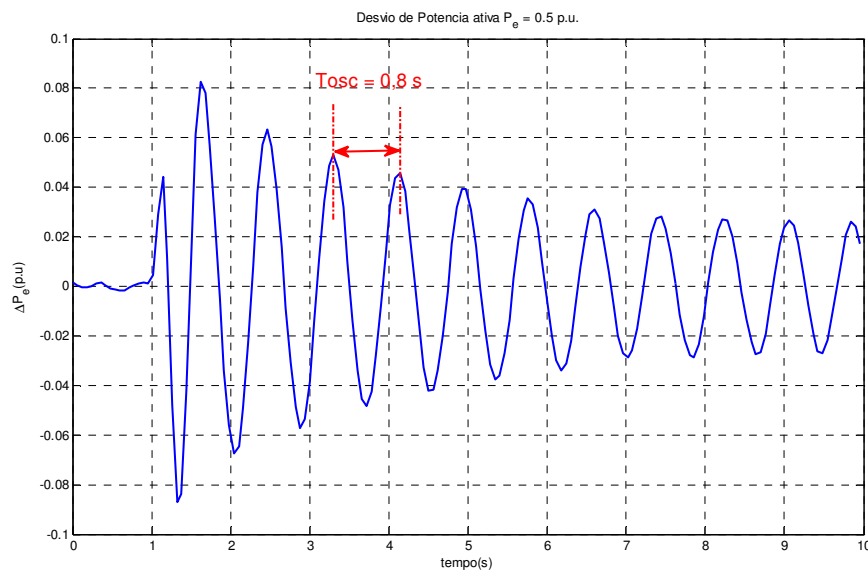


Figura 7.1: Resposta ao impulso do Desvio de Potência elétrica

Um Sinal Binário Pseudo Aleatório (SBPA), foi projetado para excitar uniformemente uma banda de frequências entre 0,5 a 3 Hz, sendo a amplitude deste sinal de 0,01 p.u. de maneira a não perturbar o controle do regulador de tensão de tal modo a instabilizar o sistema. O cálculo do projeto do SBPA como em (Aguirre, 2004) é apresentado nas Equações (7.5) a (7.10):

$$\frac{1}{10f_{max}} \leq T_{bit} \leq \frac{1}{10f_{max}} \quad (7.5)$$

$$T_{bit} = \frac{1}{3f_{max}} = \frac{1}{9} \cong 120ms \quad (7.6)$$

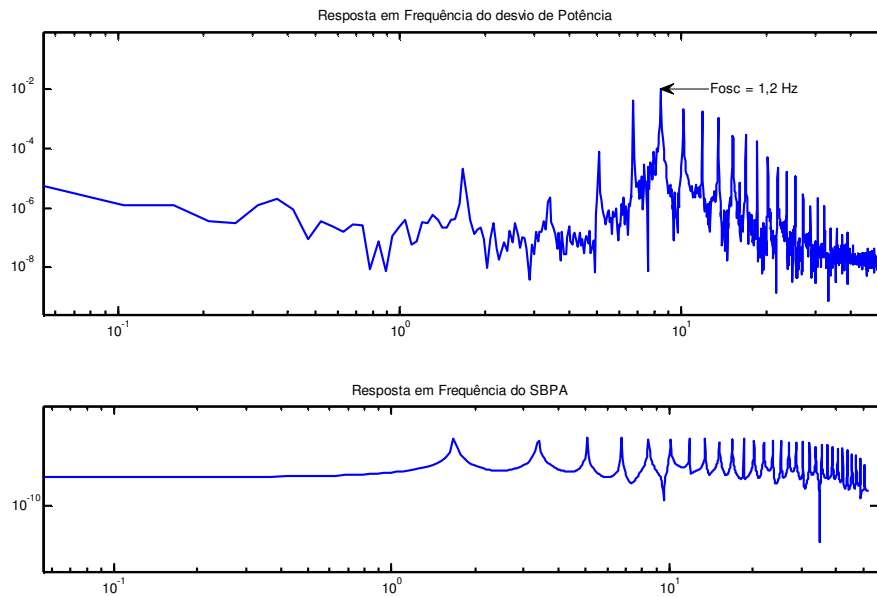
$$f_{\min} = \frac{1}{(2^N - 1)T_{bit}} \quad (7.7)$$

$$2^N - 1 = \frac{1}{f_{\min} T_{bit}} = \frac{1}{0,06} \quad (7.8)$$

$$2^N - 1 = 17 \rightarrow 2^N = 18 \quad (7.9)$$

$$N = 5 \quad (7.10)$$

O espectro estimado dos dados coletados é apresentado na Figura 7.2, onde se pode perceber que o sistema possui um modo oscilante dominante de aproximadamente em 1.2 Hz, o que corresponde a um baixo amortecimento dos modos eletromecânicos locais do gerador síncrono contra o barramento



local.

Figura 7.2: Resposta em Frequência do Desvio de Potência Elétrica e do Sinal SBPA.

Utilizando os dados coletados de entrada do SBPA e a saída sendo o sinal da potência elétrica e retirando-se as tendências e médias dos sinais um modelo quarta ordem ARX foi obtido como apresentado na Equação (7.11).

$$\frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-1}(b_1 + b_2q^{-1} + b_3q^{-2} + b_4q^{-3})}{1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + a_3q^{-3} + a_4q^{-4}} \quad (7.11)$$

A Tabela 7.1 apresenta os valores dos parâmetros do modelo ARX441 obtido.

Tabela 7.1: Parâmetros do Modelo ARX Identificado, intervalo de amostragem $T_s = 0,06$ s

b_1	b_2	b_3	b_4	a_1	a_2	a_3	a_4
0,019359	0,152224	-0,085471	-0,117924	-2,585856	3,014485	-1,819959	0,550024

O modelo ARX obtido a partir de identificação paramétrica apresentou um bom casamento das saídas medida e simulada como é apresentado na Figura 7.3.

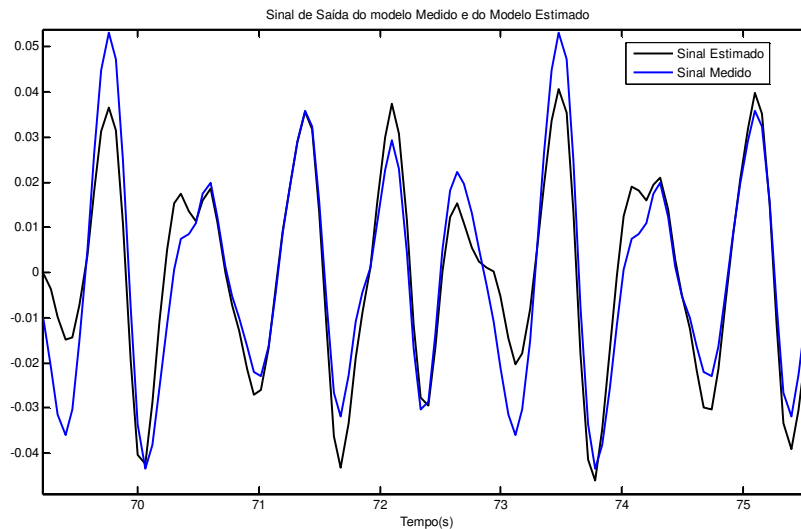


Figura 7.3: Comparação entre o sinal estimado do modelo e o sinal medido.

Na Figura 7.4, é apresentado os resultados referentes aos testes de validação do modelo pela análise da autocorrelação dos resíduos da saída do modelo identificado, e da correlação cruzada entre o resíduos e o sinal de entrada. É possível observar, na Figura 7.4(a) que o modelo estimado apresenta uma correlação do resíduo cujos valores são aproximadamente nulos para todas as amostras de atraso, exceto para o atraso nulo. Isto significa que o resíduo é praticamente aleatório, mostrando a boa capacidade do modelo em capturar a informação determinística presente nos dados. Adicionalmente, a Figura 7.4(b) mostra que o modelo é suficientemente preciso em capturar dinâmicas de ordem igual ou inferior a 4ª ordem.

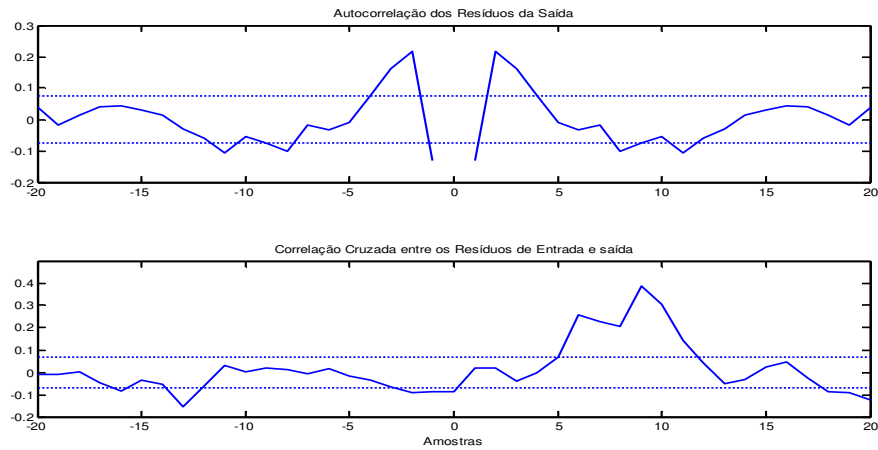


Figura 7.4 : Auto Correlação dos resíduos de Saída e correlação Cruzada entre os Resíduos de Entrada e Saída.

A Figura 7.5 apresenta o mapa de polos e zeros do sistema identificado, que mostra que o modelo foi capaz de capturar corretamente a dinâmica oscilatória correspondente a um par de polos complexos conjugados, correspondentes ao modo dominante, os quais estão localizados bem próximos a fronteira do círculo unitário. Isso caracteriza que o sistema apresenta margens de estabilidade extremamente reduzidas.

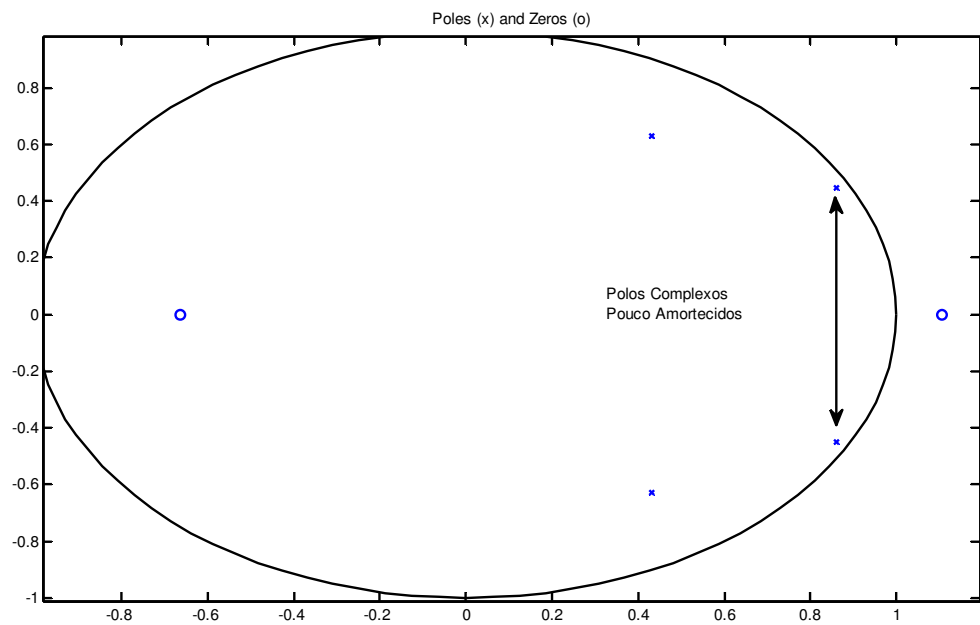


Figura 7.5 :Mapa de Polos e Zeros do Sistema Identificado.

8 PROJETO E VALIDAÇÃO DE DESEMPENHO VIA TESTES EXPERIMENTAIS NO SISTEMA DE POTENCIA EM ESCALA REDUZIDA

8.1 Introdução

Após a obtenção da identificação dos parâmetros da planta do sistema de potência em escala reduzida e sintonia dos compensadores será abordada a seguir neste capítulo. Este capítulo visa apresentar os resultados experimentais de seis pontos de operação começando no ponto 0.1 p.u. de potência elétrica até o ponto 0.6 p.u. a uma resposta ao impulso na referência de tensão de amplitude 20% de curta duração, aplicado em aproximadamente $t = 1$ segundo. As condições para os testes foram as mesmas, potência reativa $Q \cong 0$ e tensão no terminal do gerador $V_t = 1$ p.u.

8.2 PROJETO DO ESP FRACIONÁRIO COM BASE NO MODELO IDENTIFICADO

Como a metodologia de sintonia dos compensadores ESP foi feita no domínio de tempo contínuo e a planta identificada foi obtida no domínio de tempo discreto, a planta foi então aproximada para uma planta equivalente no domínio de tempo contínuo com o mesmo período de amostragem que foi utilizada na identificação, $T_s = 0,06$ s. A Figura 8.1 apresenta o comportamento do diagrama de Bode da planta contínua identificada.

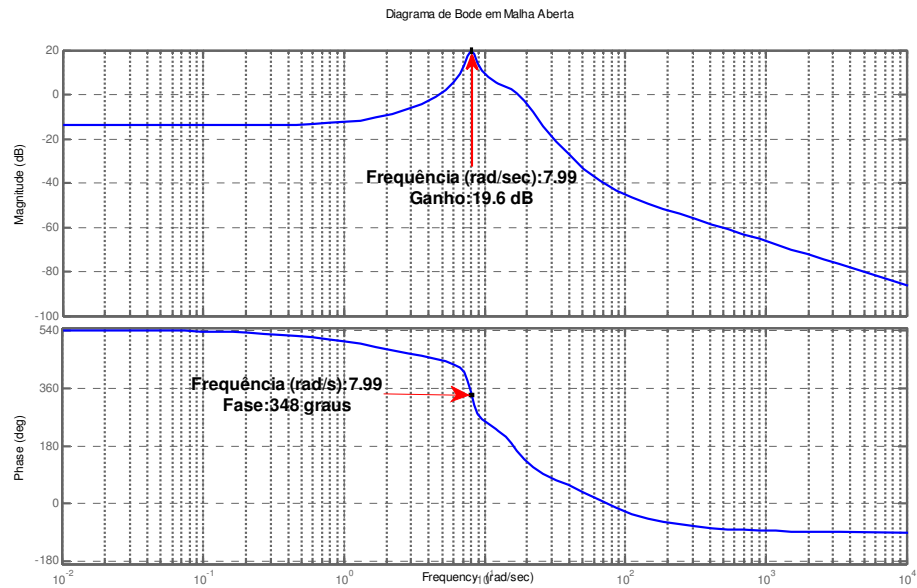


Figura 8.1 :Diagram de Bode Sistema em Malha Aberta.

A Equação 8.1 apresenta os parâmetros contínuos da planta identificada:

$$G(s) = \frac{0.4857s^3 - 46.23s^2 + 2235s - 3628}{s^4 + 9.963s^3 + 354.4s^2 + 860.8s + 18100} \quad (8.1)$$

A Tabela 8.1 apresenta os valores dos coeficientes de amortecimentos dos modos eletromecânicos relacionados com a função de transferência identificada, percebe-se que na frequência próximo de 8.3 rad/s o sistema apresenta coeficientes de amortecimentos baixos, o que caracteriza um baixo amortecimento em relação ao torque amortecedor.

Tabela 8.1 : Frequências dos Modos e Respectivo Coeficiente de Amortecimento.

Frequência	ξ
8.03 rad/s	0.0630
8.03 rad/s	0.0630
16.8 rad/s	0.267
16.8 rad/s	0.267

Seguindo a metodologia abordada no Capítulo 5, foram projetados dois compensadores para fins de teste no sistema com o coeficiente de amortecimento desejado de $\xi = 0.2$ para o modo dominante na frequência $\omega_{osc} = 8.0$ rad/s. Os parâmetros dos controladores obtidos são apresentados na Tabela 8.2.

Tabela 8.2 : Valores dos Parâmetros do Controlador Convencional.

K_{ESP}	T_1	T_2	N
0.2849	0.2000 s	0.2556 s	2

A Equação (8.2) apresenta a função de transferência do compensador convencional sintonizado.

$$ESP(s) = 0.2849 \left(\frac{1 + 0.2000s}{1 + 0.2556s} \right)^2 \quad (8.2)$$

Os valores dos parâmetros do compensador fracionário são apresentados na Tabela 8.3, onde também estão incluídos os valores das frequências da aproximação apresentada no Capítulo 4 utilizando a função *invfreqs*.

Tabela 8.3: Valores dos Parâmetros do Controlador Fracionário.

K_{ESP}	T_1	T_2	α	ω_1	ω_2
0.2429	0.2000s	0.0783 s	-0.4587	10^6 rad/s	10^6 rad/s

As Equações (8.3) apresenta a função de transferência do compensador fracionário projetado e a correspondente função de transferência após a aproximação para o domínio de sistemas de ordem inteira.

$$ESP_{\alpha}(s) = 0.2429 \left(\frac{1 + 0.2000s}{1 + 0.0783s} \right)^{-0.4587} \quad (8.3)$$

$$ESP_{\alpha}(s) = \frac{0.158s^2 + 3.017s + 13.59}{s^2 + 15.54s + 55.95} \quad (8.4)$$

A Figura 8.1 apresenta o diagrama do sistema com a inserção dos controladores sintonizados apresentados nas Equações (8.2) e (8.4). Sendo observado que houve uma diminuição do pico de ressonância do sistema com a inserção dos compensadores projetados logo aumentando o amortecimento do mesmo.

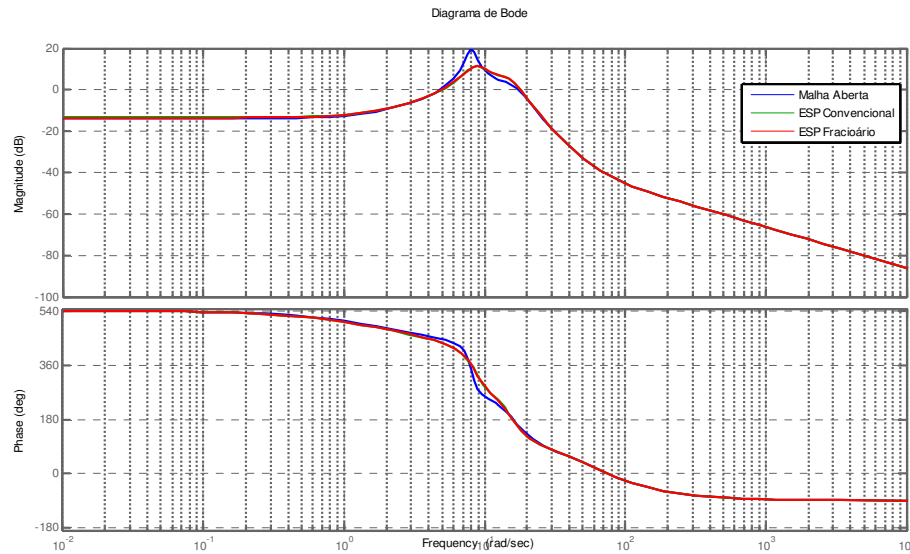


Figura 8.1 : Diagrama de Bode do Sistema: Em Malha Aberta(Azul), Malha Fechada com ESP Convencional(Verde), e Malha Fechada com ESP Fracionário(Vermelho).

A Tabela 8.4 apresenta os valores dos coeficientes de amortecimentos dos modos eletromecânicos relacionados com a função de transferência identificada, percebe-se que na frequência próxima de 8.54 rad/s o sistema apresenta coeficientes de amortecimento próximos do valor de projeto dos compensadores, o que caracteriza uma melhoria em relação ao torque amortecedor, sendo que o controlador fracionário obteve uma pequena melhoria em relação ao torque de amortecimento, influenciando menos os coeficientes de amortecimento associados ao sistema de regulação de tensão em 15 rad/s. Os controladores foram discretizados utilizando o critério de Tustin, com período de amostragem $T_s = 0,06$ s igual ao utilizado para aquisição das amostras dos dados para a identificação paramétrica da função de transferência. A Tabela 8.5 apresenta os valores dos parâmetros dos controladores digitais.

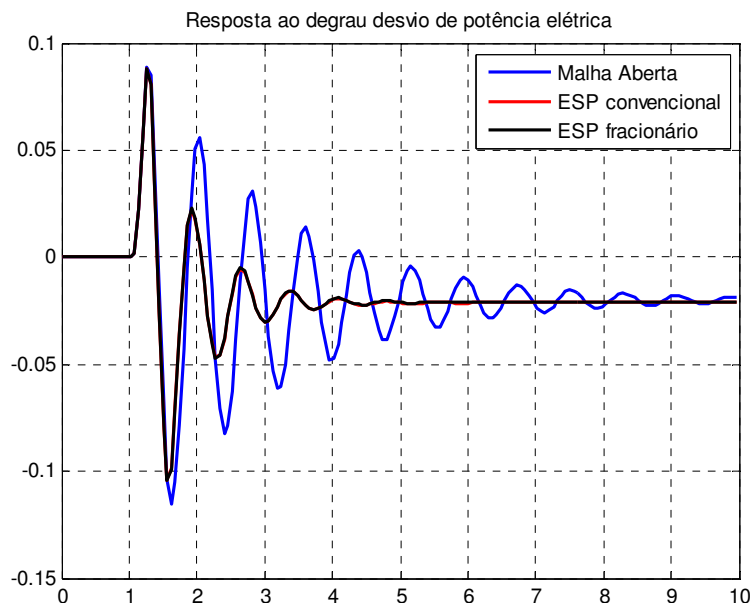
Tabela 8.4 : Frequências dos Modos Eletromecânicos e Coeficiente de Amortecimento.

Sistema com ESP Convencional		Sistema com ESP Fracionário	
Frequência	ξ	Frequência	ξ
3.38 rad/s	1.00	5.35 rad/s	1
4.19 rad/s	1.00	8.57 rad/s	0.185
8.54 rad/s	0.183	8.57 rad/s	0.185
8.54 rad/s	0.183	9.73 rad/s	1.00
15.9 rad/s	0.225	15.9 rad/s	0.231
15.9 rad/s	0.225	15.9 rad/s	0.231

Tabela 8.5: Parâmetros dos Compensadores Digitais, intervalo de amostragem $T_s = 0,06s$.

Parâmetros	ESP Convencional	ESP Fracionário
r_0	0.1850	0.1721
r_1	-0.2718	-0.1902
r_2	0.0998	0.0513
s_1	-1.5724	-1.2407
s_2	0.6181	0.3777

A Figura 8.2 apresenta a resposta ao degrau simulado do ESP sintonizado pelo método convencional (preto), do ESP sintonizado pelo método fracionário (vermelho) e da planta em malha aberta identificada (azul). A resposta dinâmica do desvio de potência elétrica do sistema a um degrau de amplitude de 5% na referencia de tensão com os compensadores, em relação ao sistema no ponto de operação utilizado na identificação foi semelhante sendo que houve o sistema convergiu para o equilíbrio em aproximadamente $t = 4$ segundos.

**Figura 8.2: Resposta ao Degrau do Desvio de Potência Ativa, mediante a aplicação de um Degrau de 5% na referencia.**

A Figura 8.3 apresenta a resposta ao degrau simulado do ESP sintonizado pelo método convencional (preto), do ESP sintonizado pelo método fracionário (vermelho). A resposta dinâmica do esforço de controle sistema a um degrau de amplitude de 5% na referencia de

tensão com os compensadores, em relação ao sistema no ponto de operação utilizado na identificação foi observado um esforço de controle menor ESP fracionário sistema convergiu para o equilíbrio em aproximadamente $t = 4$ segundos.

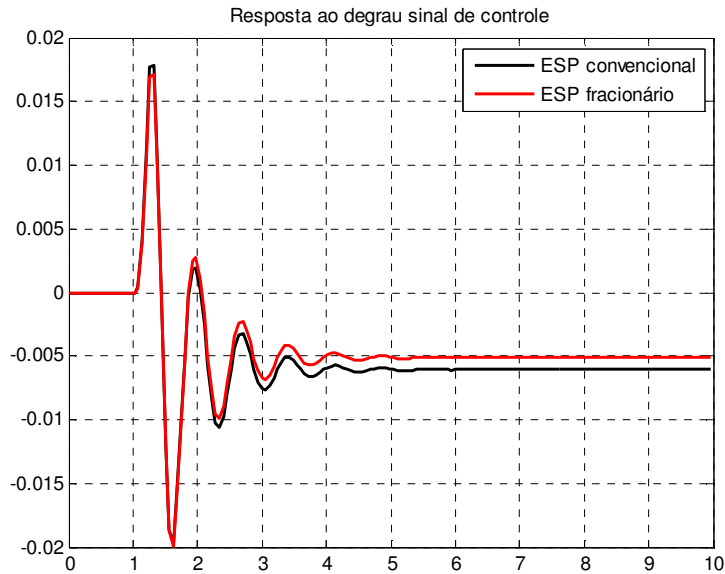


Figura 8.3: Resposta ao Degrau do Esforço de Controle, mediante a aplicação de um Degrau de 5% na Referência de Tensão.

8.3 Ponto de operação 0,1 p.u.

A Figura 8.4 apresenta a resposta dinâmica do desvio de potência ativa. Com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP fracionário a resposta foi um pouco mais suave. Nas cinco primeiras oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP convencional.

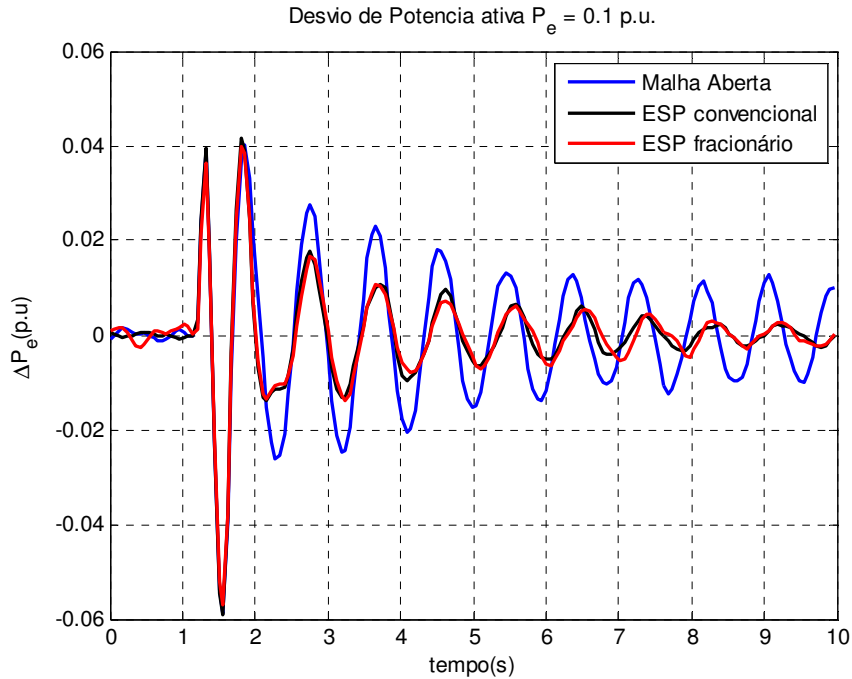


Figura 8.4 : Desvio de Potencia Ativa Ponto de Operação $P_t = 0.1$ p.u.

A Figura 8.5 apresenta o desempenho dinâmico do esforço de controle. Com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observou-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP fracionário a resposta foi um pouco mais suave. Nas quatro primeiras oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP convencional.

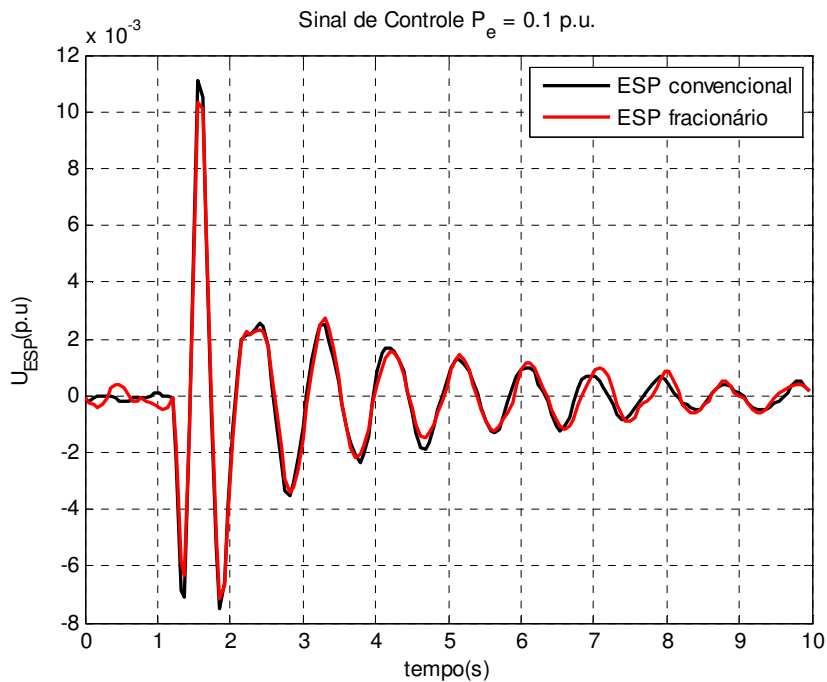


Figura 8.5 : Esforço de Controle Ponto de Operação $P_t = 0.1$ p.u.

8.4 Ponto de operação 0,2 p.u.

A com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP fracionário a resposta foi um pouco mais suave. Nas quatro primeiras oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP convencional, Figura 8.6.

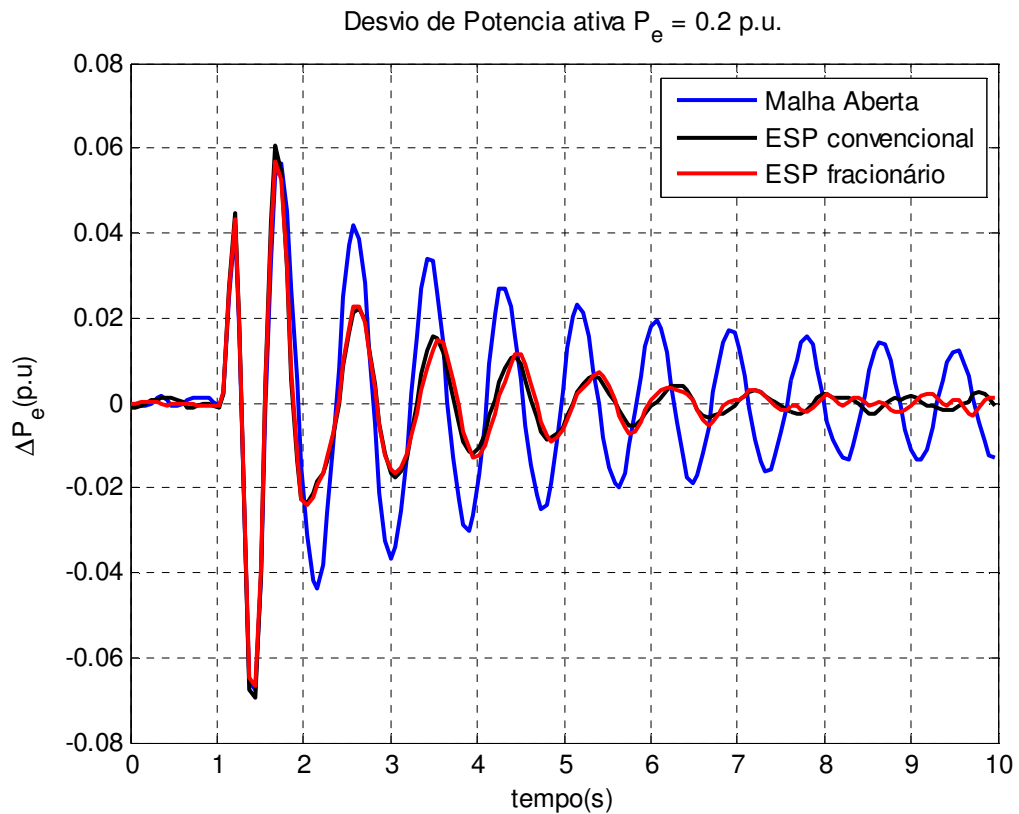


Figura 8.6 : Desvio de Potência Ativa Ponto de Operação $P_t = 0.2$ p.u.

A Figura 8.7 apresenta o desempenho dinâmico do esforço de controle. Com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observou-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP fracionário a resposta foi um pouco mais suave. Na primeira segunda e quarta

oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP convencional.

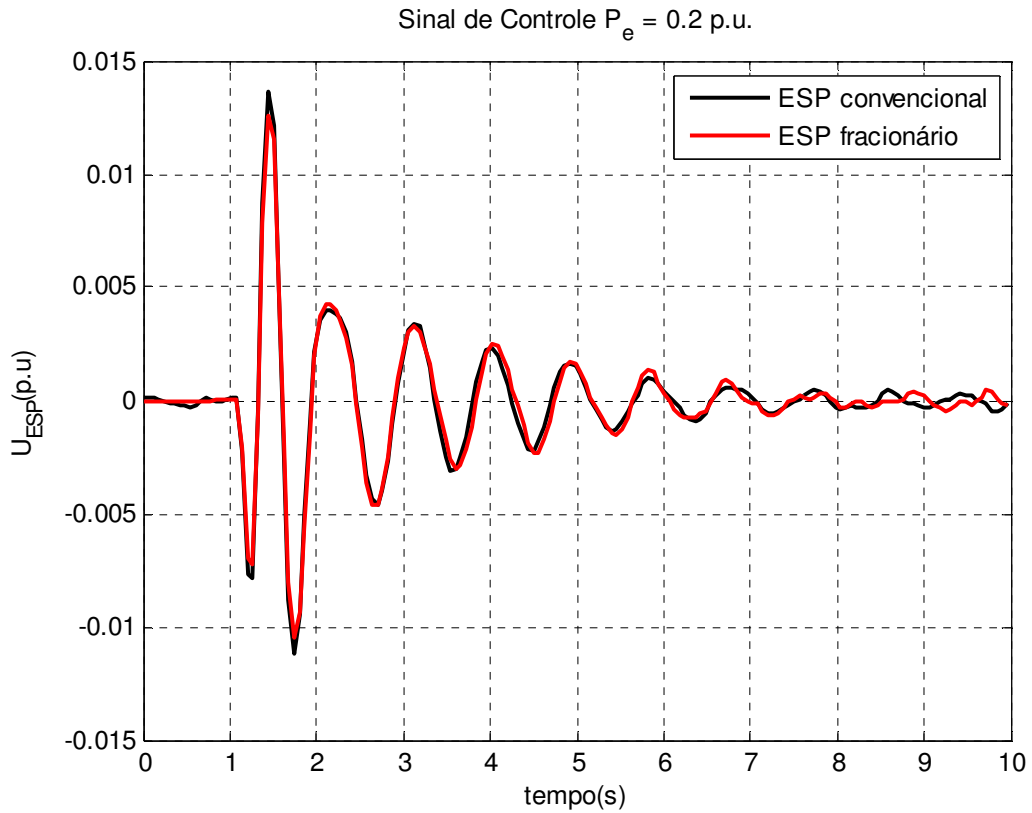


Figura 8.7: Esforço de Controle Ponto de Operação $P_t = 0.2$ p.u.

8.5 Ponto de operação 0,3 p.u.

A Figura 8.8 apresenta a resposta dinâmica do desvio de potência ativa. Com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP Convencional a resposta foi um pouco mais suave. Nas três primeiras oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP fracionário.

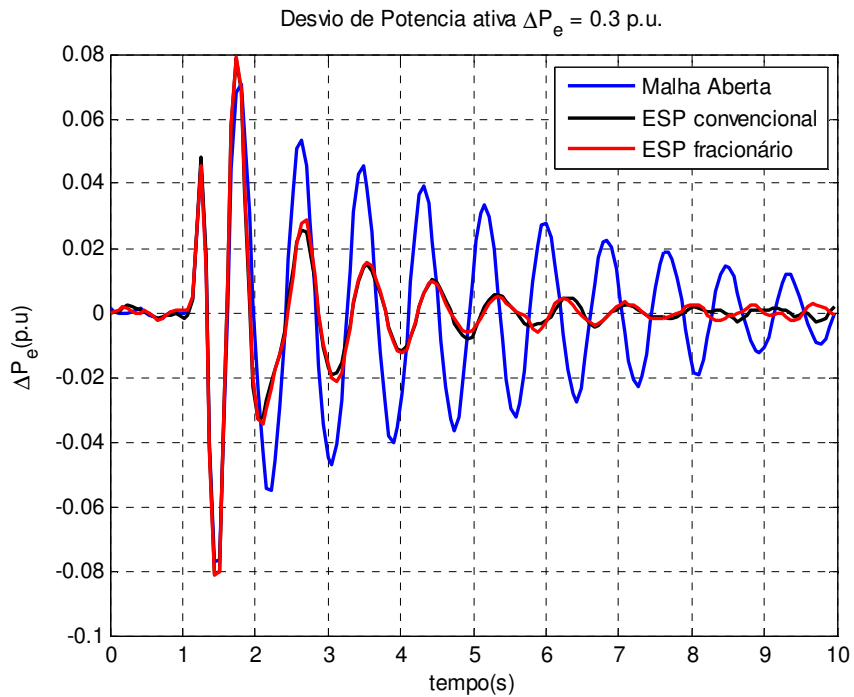


Figura 8.8: Desvio de Potência Ativa, Ponto de Operação $P_t = 0.3$ p.u.

A Figura 8.9 apresenta o desempenho dinâmico do esforço de controle. Com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observou-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que com a inserção do ESP convencional a resposta foi um pouco mais suave. Nas primeiras três oscilações a amplitude do sinal foi um pouco menor suave se comparado com o ESP fracionário.

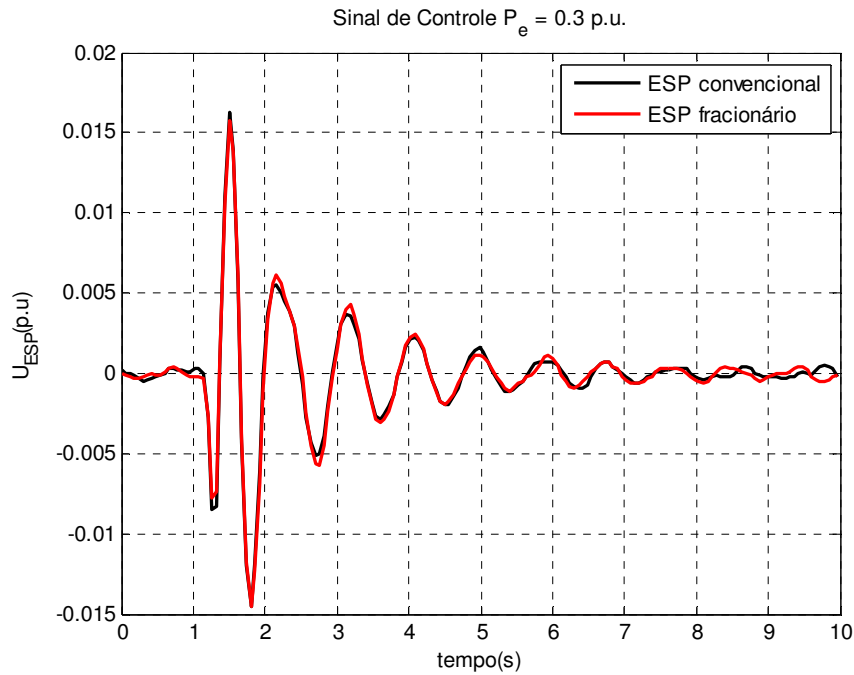


Figura 8.9: Esforço de Controle, Ponto de Operação $P_t = 0.3$ p.u.

8.6 Ponto de operação 0,4 p.u.

A Figura 8.10 apresenta o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo a resposta com a inserção de ambos os compensadores semelhantes neste ponto de operação.

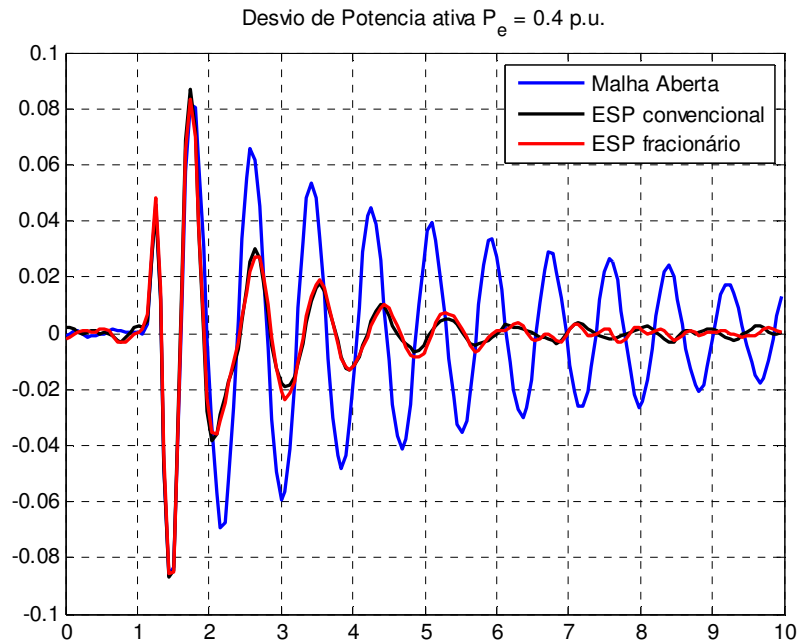


Figura 8.10: Desvio de Potência Ativa, Ponto de Operação $P_t = 0.4$ p.u.

A Figura 8.11 apresenta o esforço de controle que o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que o esforço de controle para as duas primeiras oscilações foi um pouco mais amortecido do ESP fracionário.

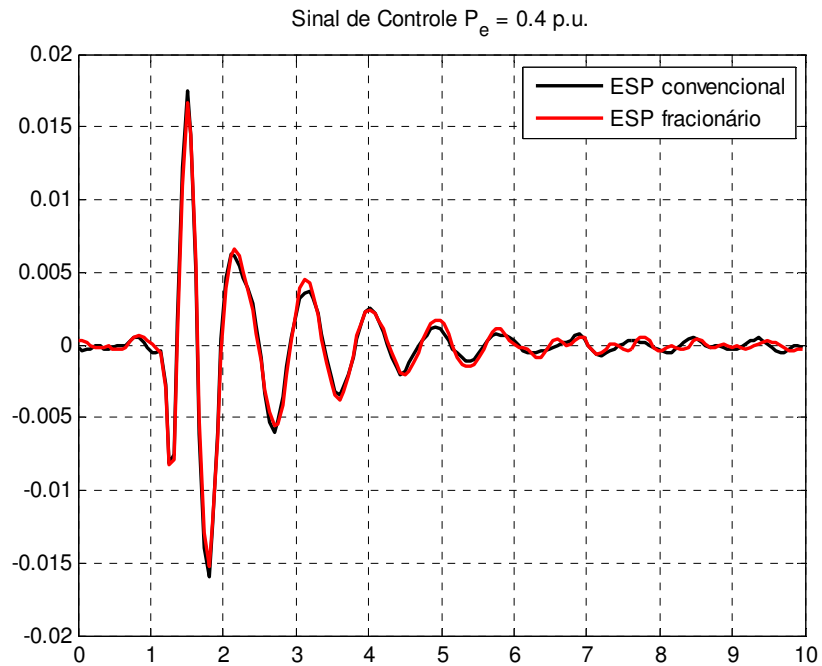


Figura 8.11: Esforço de Controle, Ponto de Operação $P_t = 0.4$ p.u.

8.7 Ponto de operação 0,5 p.u.

A Figura 8.12 apresenta o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo a resposta com a inserção de ambos os compensadores semelhantes neste ponto de operação.

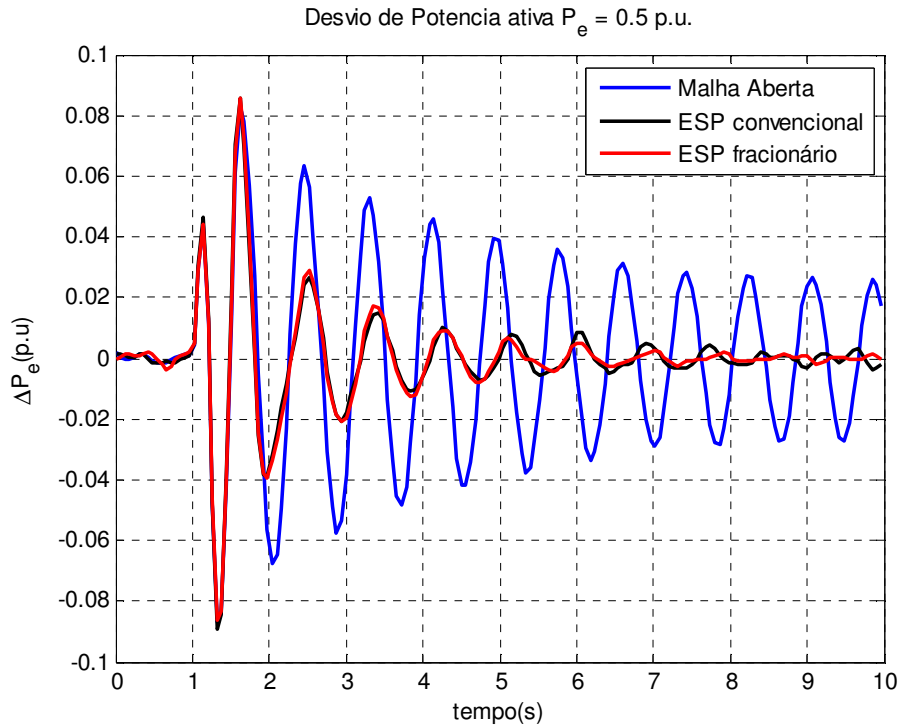


Figura 8.12: Desvio de Potência Ativa, Ponto de Operação $P_t = 0.5$ p.u.

A Figura 8.13 apresenta o esforço de controle que o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo que o esforço de controle para as duas primeiras oscilações foi um pouco mais amortecido do ESP fracionário.

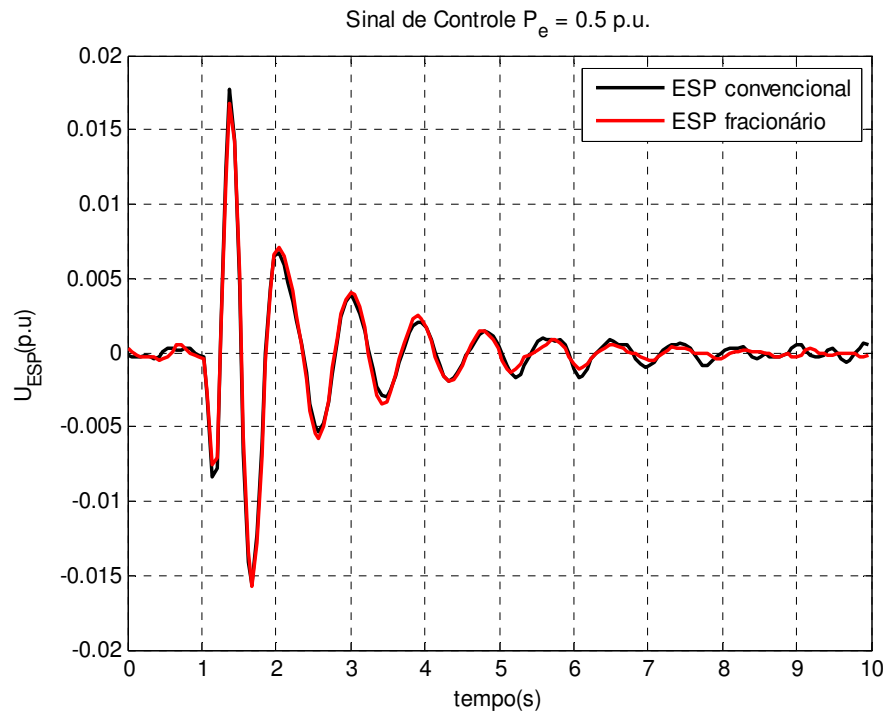


Figura 8.13: Esforço de Controle, Ponto de Operação $P_t = 0.5$ p.u.

8.8 Ponto de operação 0,6 p.u.

A Figura 8.14 apresenta o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho), e do sistema em malha aberta (azul). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo a resposta com a inserção do ESP fracionário o sistema apresentou nas duas primeiras oscilações um amortecimento melhor se comparado ao ESP convencional.

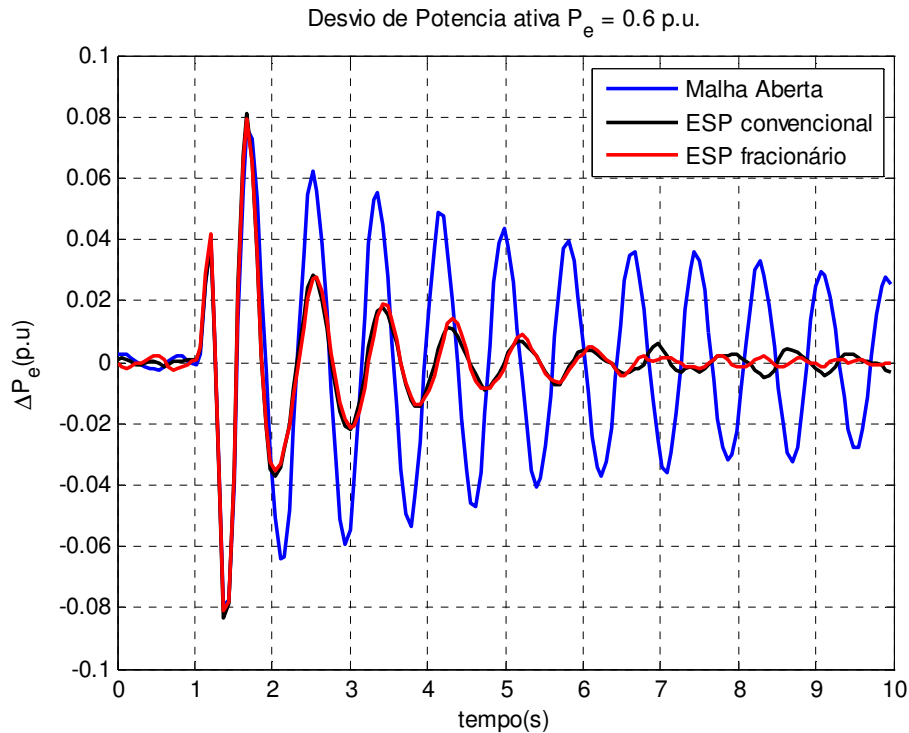


Figura 8.14 : Desvio de Potência Ativa, Ponto de Operação $P_t = 0.6$ p.u.

A Figura 8.15 apresenta o esforço de controle que o sistema com a inserção do ESP convencional (preto), ESP fracionário (vermelho). Observa-se que com a inserção dos ESPs houve uma melhoria em relação ao amortecimento, sendo que o sistema ficou menos oscilatório se comparado ao sistema em malha aberta, sendo a resposta com a inserção do ESP fracionário o sistema apresentou nas duas primeiras oscilações um amortecimento melhor se comparado ao ESP convencional.

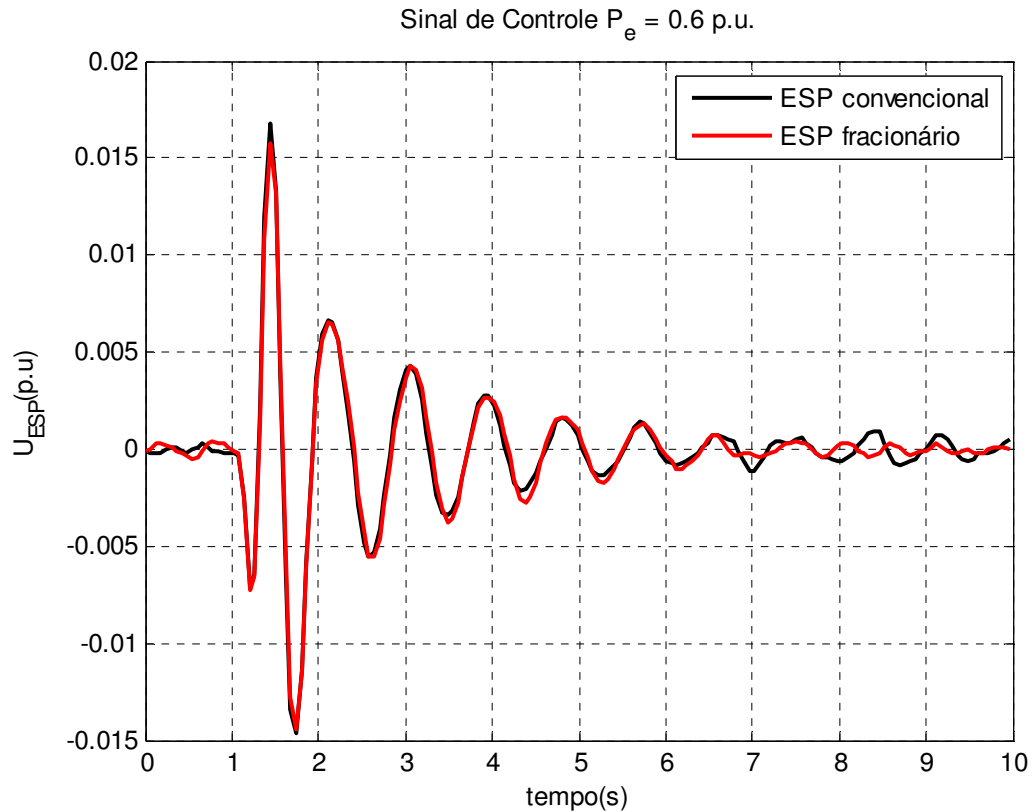


Figura 8.15: Esforço de Controle, Ponto de Operação $P_t = 0.6$ p.u.

8.9 Função Custo

Os resultados apresentados foram corroborados por uma análise dos índices de desempenho do tipo integral do erro quadrático (ISE) calculados a partir dos sinais de respostas dinâmicas de velocidade e sinal de controle no domínio do tempo para ambos os controladores, segundo a equação (6.1) apresentada no capítulo 6.

A Figura 8.16 apresenta a função custo do desvio de potência ativa para os seis pontos apresentados nesta sessão. Em preto apresenta o desvio de potencia ativa do sistema com compensador convencional, e em vermelho do sistema com compensador fracionário. Em baixo carregamento até mais ou menos o ponto de operação 0,2 p.u. os resultados obtidos pelo ESP fracionário foram menores, porém no ponto de operação 0,3 p.u. o compensador convencional apresentou uma variação no seu índice de desempenho um pouco menor. No ponto de operação 0,4 p.u. o ESP fracionário apresentou um valor um pouco menor do índice. No ponto 0,5 p.u. ambos os compensadores apresentaram um índice de desempenho similar, porém no ponto 0,6 p.u. o ESP fracionário voltou a obter um valor de índice de

desempenho menor que o ESP convencional. Assim sendo o ESP fracionário apresentou uma pequena melhoria no desempenho dinâmico do desvio de potência ativa.

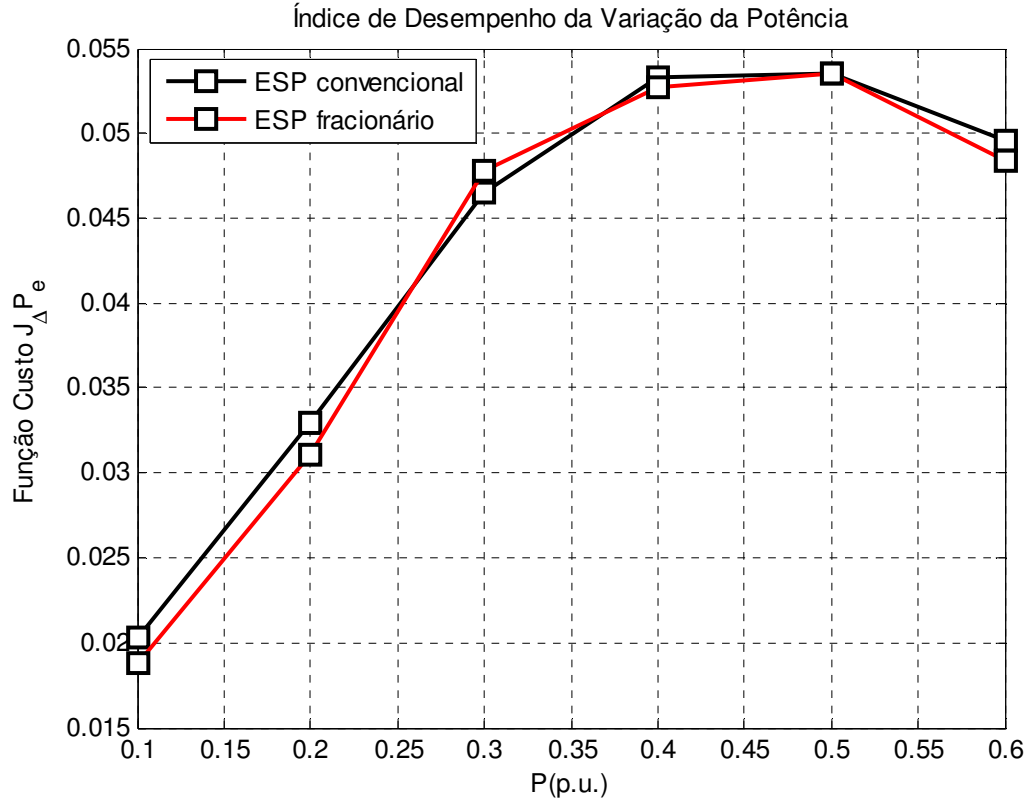


Figura 8.16: Índice de Desempenho da Variação de Potência Ativa.

A Figura 8.17 apresenta a função custo do esforço de controle para os seis pontos apresentados nesta sessão. Em preto apresenta o desvio de potencia ativa do sistema com compensador convencional, e em vermelho do sistema com compensador fracionário. Em baixo carregamento até mais ou menos o ponto de operação 0,2 p.u. os resultados obtidos pelo ESP fracionário foram menores, porém no ponto de operação 0,3 p.u. o compensador convencional apresentou uma variação no seu índice de desempenho um pouco menor. A partir do ponto de operação 0.4, o ESP fracionário apresentou um índice de desempenho dinâmico menor que o ESP fracionário, logo apresentando assim um desempenho dinâmico melhorado do esforço de controle.

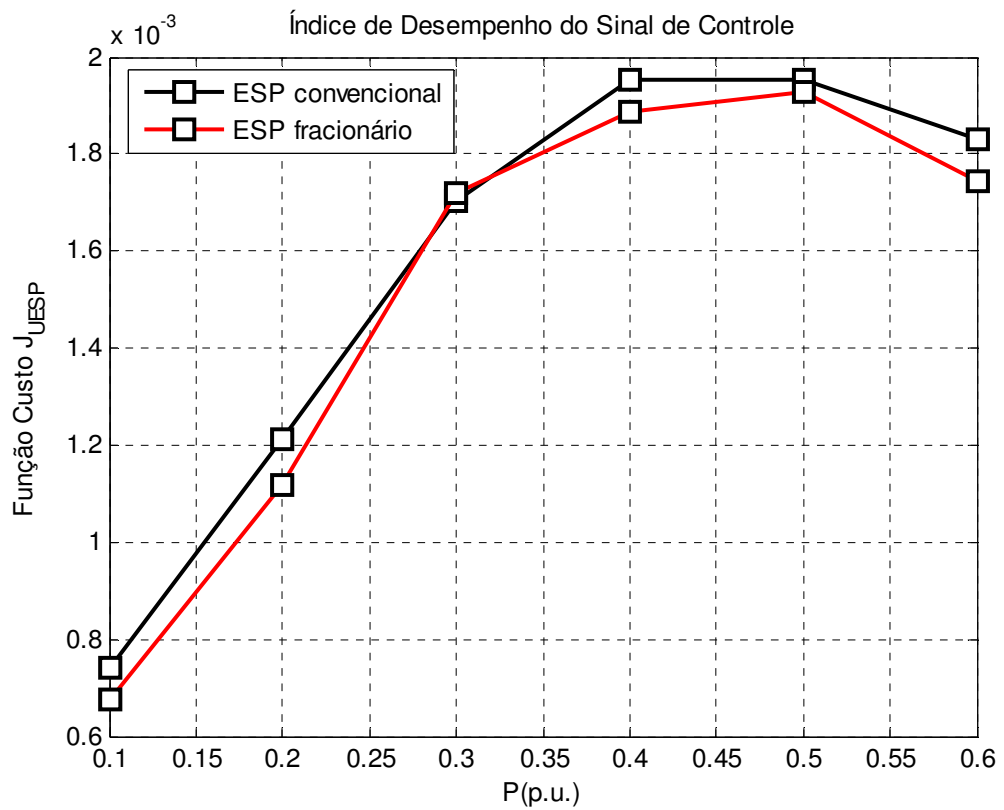


Figura 8.17: Índice de Desempenho do Esforço de Controle.

8.10 Conclusão

Neste Capítulo foram analisados os resultados práticos de um ESP de ordem fracionária e de um ESP convencional. O ESP de ordem fracionária apresentou uma melhoria no desempenho dinâmico do sistema, se comparado com os resultados obtidos pelo ESP convencional.

9 CONCLUSÕES

A necessidade de projetar e controlar sistemas se faz presente em muitas aplicações industriais, assim sendo justificada a necessidade de se realizar pesquisas de novas e inovadoras técnicas de controle para aprimorar e melhorar a resposta dinâmica de sistemas, sendo esse objetivo buscado com este trabalho, com a aplicação e comparação de duas técnicas sendo uma clássica e uma avançada.

Estudos de técnicas de controle realizados apenas computacionalmente, sem testes em sistemas reais, não oferecem a informação real de como o sistema se comporta com a inserção de controladores projetados tanto por técnicas avançadas quanto por técnicas clássicas, fazendo-se assim necessária a aplicação das técnicas tanto no ambiente simulacional quanto no prático para a comprovação efetiva dos controladores projetados na simulação, assim fazendo um casamento da teoria com a prática.

Foram projetados e aplicados no sistema micromáquina dois compensadores, um sintonizado por uma técnica clássica e outro por uma técnica avançada de controle. Pode-se perceber que a resposta dinâmica do sistema, mediante os testes práticos aos quais ambos os compensadores projetados neste trabalho foram submetidos, que o ao ESP desenvolvido pela metodologia de controle de ordem fracionária apresentou respostas dinâmicas melhores em relação ao compensador convencional, assim validando a aplicação dessa estratégia de controle avançada para sintonia de ESP.

10 BIBLIOGRAFIA

- AGUIRRE, L. A. – **Introdução à Identificação de Sistemas, Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais.** – Editora UFMG ,3ª Edição.
- AYRES JÚNIOR, F. A. C. – **Projeto e Testes Experimentais de um Regulador de Velocidade baseado em Lei de Controle de Ordem Fracionária em um Sistema de Geração em Escala Reduzida de 10kVa.** – Trabalho de Conclusão de Curso, UFPA , 2013.
- BARRA JÚNIOR, W. – **Apostila de Dinâmica e Controle de Sistemas Elétricos de Potência.** – Apostila de curso, UFPA, 2009.
- CAPONETTO, R., DONGOLA, G., FORTUNA, L., PETRÁS, I. – **Fractional Order Systems, Modeling and Control Applications.**-World scientific, 2010.
- COSTA JÚNIOR, F. J. – **Desenvolvimento de Circuitos Condicionadores de Sinais para Controle e Estabilidade de um Sistema Reduzido de Geração de Energia Elétrica.** Relatório PIBIC, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2012.
- COSTA, A. C., AYRES JÚNIOR, F.A.C., NASCIMENTO FILHO, P. S., MORAES, A. R. B. FARIA F. P., COSTA JÚNIOR, F. J, BARRA JÚNIOR, W. - **Sintonia de Controladores PID pelos Métodos de Ziegler-Nichols e Resposta em Frequência para a Regulação de Velocidade de um Sistema de Geração em Escala Reduzida de 10KVA.** CBA, Campina Grande-PB, Brasil, 2012.
- FAIEGHI, M. R. & Nemati, A. - **On Fractional-Order PID Design, Applications of MATLAB in Science and Engineering,** Prof. Tadeusz Michalowski (Ed.) INTECH, 2011.
- FARIA F. P., MORAES, A. R. B., NASCIMENTO FILHO, P. S., COSTA, A. C., SOUSA, M. R. B., AYRES JÚNIOR, F. A. C., COSTA JÚNIOR, F. J., BARRA JÚNIOR, W., COSTA JÚNIOR, C. T., BARREIROS, J. A. L. NUNES, M. V. A. – **Modernização da Instrumentação para Controle e Acionamento de um Sistema de Geração em Escala Reduzida.** CBA, Campina Grande-PB, Brasil, 2012.
- JALALI, A. A., & KHOSRAVI, S.- **Tuning of FOPID Controller Using Taylor Series Expansion.**- International Journal of Scientific & Commercial Engineering Research, 2(5), 1-5, 2011.
- KUNDUR, P. – **Power System Stability and Control** – McGraw-Hill, 1994.

LANDAU, I.D. & ZITO, G. - **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation** – Springer, 2006.

MATHWORKS – **MATLAB 7, Getting Started Guide** – MathWorks, 2011.

MORAES, A. R. B. - **Desenvolvimento e Implementação de Estratégias de Controle Digital para Regulação de Tensão e Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em um Gerador Síncrono de 10 kVA** – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2011.

MONJE, C.A, VINAGRE, B.M. FELIU, V. CHEN, Y.Q. - **Tuning and Auto-tuning of Fractional Order Controllers for Industry Applications. Control Engineering Practice**, ELSEVIER, (16), 798-812, 2008.

MONJE , A. C., CHEN, Y., VINAGRE, B.M., XUE, D., FELIU-BATTLE, V. – **Fractional Order Control Systems, Fundamentals and Applications**. – Springer , 2010.

NASCIMENTO FILHO, P. S. - **Investigação de Estratégias de Controle Digital para Regulação de Velocidade e Emulação da Dinâmica de Turbinas Hidráulicas, com Implementação e Testes Experimentais em uma Micromáquina de 10 KVA**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2011.

NOGUEIRA, F. G. , BARRA JÚNIOR , W. , COSTA JÚNIOR, C. T., MORAES , A. R. B., GOMES, M. C. M., LANA , J. L. – Design and Experimental Evaluation Tests of a Takagi-Sugeno Power System Stabilizer. – IET Generation, Transmission & Distribution, 2013.vol. 8, pp. 451-462.

OGATA, K. - **Discrete-Time Control Systems**. Prentice-Hall International, Inc, 1987.

OGATA, K. – **Engenharia de Controle Moderno** – Prentice Hall, 4ª edição, 2003.

VALÉRIO, D. e Costa , J. S. – **An Introduction to Fractional Control** . – IET, 2013.

VINAGRE, B.M. & MONJE, A.C. –**Advances in Industrial Control - PID Control in the Third Millennium, Lessons Learned and New Approaches**, Prof. Ramon Vilanova & Prof. Antonio Visioli (Ed.), Springer, 2012.

SAUER , P. W. & PAI, M. A. – **Power System Dynamics and Stability** – Stipes Publishing, 1998.

ZAMANI, M., KARIMI-GHARTEMANI, M., SADATI, N., PARNIANI, M.-**Design of a Fractional Order PID Controller for an AVR Using Particle Swarm Optimization. Control Engineering Practice. ELSEVIER, 2009.vol. 17, pp. 1380-1387.**

XUE, D., ZHAO, C., CHEN, Y.Q.-**Fractional Order PID Control of DC-Motor with Elastic Shaft: A Case Study. American Control Conference, 2006, pp.3182-3187.**

APÊNDICE

Nesta seção são apresentados todos os códigos, em linguagem Matlab, para o projeto dos controladores, sendo dividido em cinco partes, sendo a primeira o código referente ao controlador projetado pelo método FOLL e a segunda parte referente ao código do controlador projetado pelo método clássico de Resposta em Frequência, a terceira parte é referente ao código de plotagem dos dados adquiridos na IHM do RAT/ESP do sistema micromáquina e as partes quatro e cinco são referentes aos blocos Simulink utilizados no projeto dos controladores.

Parte 1: Função dos ganhos do modelo do capítulo 6:

```

%=====
%Programa referente a sintonia dos controladores de ordem inteira e ordem
%fracionária referentes a testes de simulação da Dissertação de mestrado
%no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica PPGEE-UFPA
%Autor: Eng. Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior.
%=====
%Função relativa ao cálculo dos Ganhos de K1-K6 da Gep:
%Parâmetros do Sistema Modelo(H-P) Gep:
%Ponto de Operação:
wo = 377;
Pt = 0.5;
Vt = 1.05;
Voo = 1;
%Parâmetros da rede externa:
Rl = 0.049;
Xl = 0.197;
Rt = 0;
Xt = 2*0.04;
%Parâmetros do Sistema:
Ka = 2.67;
Ta = 0.0978;
Do = 0.01;
H = 3.861;
Xq = 0.693;
Xd = 1.058;
Xdl = 0.169;
Tldo = 0.49;
%Calcula o ângulo de Vt em relação a barra infinita(despreza as
%resistências dos ramos série e supõe que as magnitudes das tensões
%são próximas de 1 p.u.)
Re = Rt+Rl;
Xe = Xt+Xl;
ZE = Re+j*Xe;
ze = abs(ZE);
angze = phase(ZE);
tetal = acos((Vt/Voo)*cos(angze)-((Pt*ze)/(Vt*Voo)));
teta = tetal - angze;
VT = Vt*exp(j*teta);
%Calcula IT,delta,deltaint,Vd,Id,Iq,Elq:
IT = (VT-Voo)/ZE;
S = VT*(conj(IT));

```

```

Q = imag(S);
It = abs(IT);
beta1 = phase(IT);
Eq = VT+j*Xq*IT;
delta = phase(Eq);
deltaint = delta - teta;
phi = teta - beta1;
Vd = Vt*sin(deltaint);
Vq = Vt*cos(deltaint);
Iq = It*sin(deltaint+phi);
Id = It*cos(deltaint+phi);
Elq = Vq+Xd1*Id;
%Calcula K1,K2,K3,K4,K5, e K6 (ver Sauer and Pai,Capítulo 8 página 258):
D = power(Re,2) + (Xe+Xq)*(Xe+Xd1);
K1 = (-1/D)*(Iq*Voo*(Xd1-Xq)*((Xq+Xe)*sin(delta)-Re*cos(delta))+...
      Voo*((Xd1-Xq)*Id - Elq)*((Xd1+Xe)*cos(delta)+Re*sin(delta)))
K2 = (1/D)*(Iq*D-Iq*(Xd1-Xq)*(Xq+Xe)-Re*(Xd1-Xq)*Id+Re*Elq)
K3 = 1/(1+(1/D)*((Xd-Xd1)*(Xq+Xe)))
K4 = (Voo/D)*(Xd-Xd1)*((Xq+Xe)*sin(delta)-Re*cos(delta))
K5 = (1/D)*((Vd/Vt)*Xq*(Re*Voo*sin(delta)+Voo*cos(delta)*(Xd1+Xe))+...
      (Vq/Vt)*(Xd1*(Re*Voo*cos(delta)-Voo*(Xq+Xe)*sin(delta))))
K6 = (1/D)*((Vd/Vt)*Xq*Re-(Vq/Vt)*Xd1*(Xq+Xe)+(Vq/Vt)

```

Parte 2: Programa utilizado para projetar os controladores convencional e fracionário referentes as simulações do capítulo 6:

```

close all
clear
clc
Ganhos_Gep;
%%
%Função de Transferência da Gep1:
s = tf('s');
a = 2*H*K3*Ta*Tldo;
a1 = (2*H*Ta + 2*H*K3*Tldo + Do*K3*Ta*Tldo)/a;
a2 = (2*H + 2*H*K3*K6*Ka + Do*Ta + Do*K3*Tldo + K1*K3*Ta*Tldo*wo)/a;
a3 = (Do + Do*K3*K6*Ka + K1*Ta*wo - K2*K3*K4*Ta*wo + K1*K3*Tldo*wo)/a;
a4 = (K1*wo - K2*K3*K4*wo - K2*K3*K5*Ka*wo + K1*K3*K6*Ka*wo)/a;
b1 = (2*H*K2*K3*Ka)/a;
b2 = (Do*K2*K3*Ka)/a;
Gep = (b1*s^2+b2*s)/(s^4+a1*s^3+a2*s^2+a3*s+a4)
Wn = sqrt((K1*wo)/(2*H))

Hi = (K2*K3*Ka)/((Ka*K3*K6)+(1+(j*Wn)*K3*Tldo)*(1+(j*Wn)*Ta))
Ga = -j*(2*H*((Wn/wo)))
Ed = 0.20;
faseLL = (pi/2) -phase(Hi) %rede de avanço
faseLL = (pi) -faseLL % atraso
%Lag
%Para implementar o PSS na forma de uma rede de atraso,o sinal DPe deve ser
%invertido (multiplica por -1),que significa 180 graus de defasagem e
%depois dar um atraso do ângulo suplementar.
T1 = 0.3
T2 = (1/Wn)*tan(atan(Wn*T1)-(faseLL/2))%atraso
LL = ((j*Wn*T1+1)/(j*Wn*T2+1))^-2;
modLL = abs(LL)
DPss = 2*Ed*Wn*((2*H)/wo)
KPss = DPss/(modLL*abs(Hi)*abs(Ga))
s = tf('s')
Cl = (((T1*s+1)/(T2*s+1))^-2)

```

```

C = KPss*C1
[numEsp,denEsp] = tfdata(C,'v')
Gmf = feedback(Gep,C)
Wbode = 0.1:(40-0.1)*0.00001:40;
bode(Gmf,Wbode),grid
%%
%Sintonia do controlador de Ordem Fracionária:
Edf = 0.2
T1f = 0.3;
T2f = 1/((Wn^2)*T1f)
alfa = (faseLL)/(atan(Wn*T1f)-atan(Wn*T2f));
Cf_jw = ((T1f*(j*Wn)+1)/(T2f*(j*Wn)+1))^(-alfa)
modLLF = abs(Cf_jw)
DPssf = 2*Edf*Wn*((2*H)/wo)
KPssf = DPssf/(abs(Hi)*abs(Ga)*modLLF)
%Fractional-order Systems and Controls Page 204
wf = logspace(-3,3);
C1 = tf([T1f 1],[T2f 1]);
F1 = frd(C1,wf);
F=F1;
c1 = F1.ResponseData;
Cff = KPssf*(c1.^(-alfa));
F.ResponseData = Cff;
[n,d]=invfreqs(Cff(:),wf,2,2)
Cf = tf(n,d)
[numEspf,denEspf] = tfdata(Cf,'v')
Gmf_f = feedback(Gep,Cf)
figure
bode(Gmf_f,Wbode),grid
figure,bode(Gep,Gmf,Gmf_f,Wbode),grid
legend('Planta Linear sem Compensador',...
      'Planta Linear com Compensador Clássico',...
      'Planta Linear com Compensador Fracionário')
%Discretização dos controladores:
damp(Gmf)
En = 1.69e-001;
Wn = 6.53 ;
WLB = Wn*sqrt((1-En^2)+sqrt(4*(En^4)-4*(En^2)+2))
t1 = (2*pi)/(WLB*100),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
t2 = (2*pi)/(WLB*6),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
damp(Gmf_f)
Enf = 1.77e-001;
Wnf = 6.59;
WLBf = Wn*sqrt((1-Enf^2)+sqrt(4*(Enf^4)-4*(Enf^2)+2))
t1f = (2*pi)/(WLBf*100),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
t2f = (2*pi)/(WLBf*6),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
Tw = 10;
Ts = 0.06; %Escolhido
% Ts = input('Insira o valor do período de amostragem:')
Cd = c2d(C,Ts,'prewarp',Wn);
[Rc,Sc]=tfdata(Cd,'v');
%Controlador Lead-Lag complexo:
Cd2 = c2d(Cf,Ts,'prewarp',Wn);
[Rf,Sf]=tfdata(Cd2,'v');

```

Parte 3 : Função dos Pontos de operação do modelo e as funções custo do capítulo 6:

```

clear, close all; clc;
novo_ESP_CF;
close all;
%Rat_Digital

```

```

T1 = 0.49;
Go = 4.668;
Kv = 1/0.08;
K = Kv/Go
T11 = 0.0227;
Ed = 0.8
ts = 0.3;
Wn = 4/(Ed*ts)
T2 = (1+K*Go)/((Wn^2)*T1)
T1 = (2*Ed*Wn*T1*T2 -T2 -T1)/(K*Go)
s = tf('s');
Rat = K*(s*T1 +1)/(s*T2 +1)
Tsrat = 15e-3;
Ratd = c2d(Rat, Tsrat, 'Tustin');
[Rrat, Sratt] = tfdata(Ratd, 'v');
% Sratt = [Sratt 0];
Tratt = sum(Rrat);
Rf = -Rf
Rc = -Rc
S_1 = sum(Sratt)
R_1 = sum(Rrat)
%%
%Potência Ativa de 0.1 p.u.:
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
uo = 1.00821;
% uo = 1.05429;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Tratt);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Tratt/(S_1))*ro;
sim('micromaql10kva_Discreto_11.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,1 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle(P_e=0,1 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Desvio de Potência (P_e=0,1 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude (p.u.)')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_11 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_11 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_11 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_11 = sum(Uf.^2)
%%
close all;
%Potência Ativa de 0.2 p.u.:
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:

```



```

uo = 1.02683;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaq10kva_Discreto_22.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,2 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle(P_e=0,2 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Desvio de Potência (P_e=0,2 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude (p.u.)')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_22 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_22 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_22 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_22 = sum(Uf.^2)
%%
%Potência Ativa de 0.3 p.u.:
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
close all;
uo = 1.06272;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaq10kva_Discreto.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,3 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle(P_e=0,3 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Desvio de Potência (P_e=0,3 p.u., V_t=1,00 p.u.)')

```

```

xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude (p.u.)')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv = sum(dPec.^2)
Ju_espconv = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac = sum(Uf.^2)
%%
%Potência Ativa de 0.4 p.u.:
close all;
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
uo = 1.11476;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaq10kva_Discreto_12.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,4 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle(P_e=0,4 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Desvio de Potência (P_e=0,4 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude (p.u.)')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_12 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_12 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_12 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_12 = sum(Uf.^2)
%%
%Potência Ativa de 0.5 p.u.:
close all;
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
uo = 1.18175;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaq10kva_Discreto_2.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,5 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')

```

```

figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle (P_e=0,5 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Variacao da Potencia(P_e=0,5 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_2 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_2 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_2 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_2 = sum(Uf.^2)
%%
%Potência Ativa de 0.6 p.u.:
close all;
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
uo = 1.26256;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);
u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaql0kva_Discreto_23.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,6 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle(P_e=0,6 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Desvio de Potência (P_e=0,6 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude (p.u.)')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_23 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_23 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_23 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_23 = sum(Uf.^2)
%%
%Potência Ativa de 0.7 p.u.:
close all;
%Inicializa Condições Iniciais Para o Rat Digital:
uo = 1.35634;
Vto = 1;
ro = Vto + uo*(sum(S_1)/Trat);

```

```

u1 = ((R_1)/(S_1))*Vto;
u2 = (Trat/(S_1))*ro;
sim('micromaq10kva_Discreto_3.mdl');
figure(1)
plot(t,P,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pc,'g','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Pf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Potência (P_e=0,7 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('sem ESP','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,Uc,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,Uf,'r','linewidth',1.5),grid
title('Sinal de Controle (P_e=0,7 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(t,dPec,'b','linewidth',1.5),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',1.5),grid
title('Variacao da Potencia(P_e=0,7 p.u., V_t=1,00 p.u.)')
xlabel('Tempo(s)')
ylabel('Amplitude')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
Jy_espconv_3 = sum(dPec.^2)
Ju_espconv_3 = sum(Uc.^2)
Jy_espfrac_3 = sum(dPef.^2)
Ju_espfrac_3 = sum(Uf.^2)
%%
%Função Custo:
Ppo =[0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7];
y_ise_c = [Jy_espconv_11 Jy_espconv_22 Jy_espconv Jy_espconv_12
Jy_espconv_2 Jy_espconv_23 Jy_espconv_3];
u_ise_c = [Ju_espconv_11 Ju_espconv_22 Ju_espconv Ju_espconv_12
Ju_espconv_2 Ju_espconv_23 Ju_espconv_3];

y_ise_f = [Jy_espfrac_11 Jy_espfrac_22 Jy_espfrac Jy_espfrac_12
Jy_espfrac_2 Jy_espfrac_23 Jy_espfrac_3];
u_ise_f = [Ju_espfrac_11 Ju_espfrac_22 Ju_espfrac Ju_espfrac_12
Ju_espfrac_2 Ju_espfrac_23 Ju_espfrac_3];
figure
plot(Ppo,y_ise_c,'bs--','linewidth',1.5,'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor','w',...
'MarkerSize',10),hold on
plot(Ppo,y_ise_f,'ro-','linewidth',1.5,'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor','w',...
'MarkerSize',10),grid
title('Índice de Desempenho da Variação da Potência')
xlabel('P(p.u.)')
ylabel('Função Custo J_y')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(Ppo,u_ise_c,'bs--','linewidth',1.5,'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor','w',...
'MarkerSize',10),hold on
plot(Ppo,u_ise_f,'ro-','linewidth',1.5,'MarkerEdgeColor','k',...
'MarkerFaceColor','w',...
'MarkerSize',10),grid
title('Índice de Desempenho do Sinal de Controle')
xlabel('P(p.u.)')

```

```
ylabel('Função Custo J_u')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
```

Parte 4 : Função para sintonia dos controladores do capítulo 7:

```
clear
close all
clc
Ts = 0.06;
% ARX441
%ponto de operação 05 pu
Ad = [1.0000000000000000 -2.585856292864538 3.014485194270008 ...
      -1.819959328813765 0.550024920543252];
Bd = [0 0.019359634635684 0.152224609243723 -0.085471296631696 ...
      -0.117924563987531];
H = 3.861;
Gd = filt(Bd,Ad,Ts)
Wn = 7.99;
% Wn = 7.69;
G = d2c(Gd,'zoh',Ts)
bode(G)
figure
[magGdb,faseGgr] = bode(G,Wn)
magGd = db2mag(-magGdb)
faseGd = faseGgr*pi/180
G = magGd*exp(-j*faseGd)
magG = abs(G)
faseG = phase(G)
wo = 377;
Ed = 0.2;
faseLL = -faseG %rede de avanço
T1 = 0.2;
T2 = (1/Wn)*tan(atan(Wn*T1)-(faseLL/2))%atraso
LL = ((j*Wn*T1+1)/(j*Wn*T2+1))^2;
modLL = abs(LL)
DPss = 2*Ed*Wn*((2*H)/wo)
KPss = DPss/(modLL*magG)
s = tf('s')
C1 = (((T1*s+1)/(T2*s+1))^2)
C = KPss*C1
[numEsp,denEsp] = tfdata(C,'v')
G = d2c(Gd,'zoh',Ts)
Gf = feedback(G,C)
%%
%ESP fracionário
Edf = 0.2
T1f = 0.2;
T2f = 1/((Wn^2)*T1f)
alfa = (faseLL)/(atan(Wn*T1f)-atan(Wn*T2f));
Cf_jw = ((T1f*(j*Wn)+1)/(T2f*(j*Wn)+1))^(alfa)
modLLF = abs(Cf_jw)
DPssf = 2*Edf*Wn*((2*H)/wo)
KPssf = DPssf/(magG*modLLF)
%Fractional-order Systems and Controls Page 204
wf = logspace(-6,6);
C1 = tf([T1f 1],[T2f 1]);
F1 = frd(C1,wf);
F=F1;
c1 = F1.ResponseData;
Cff = KPssf*(c1.^(alfa));
F.ResponseData = Cff;
```

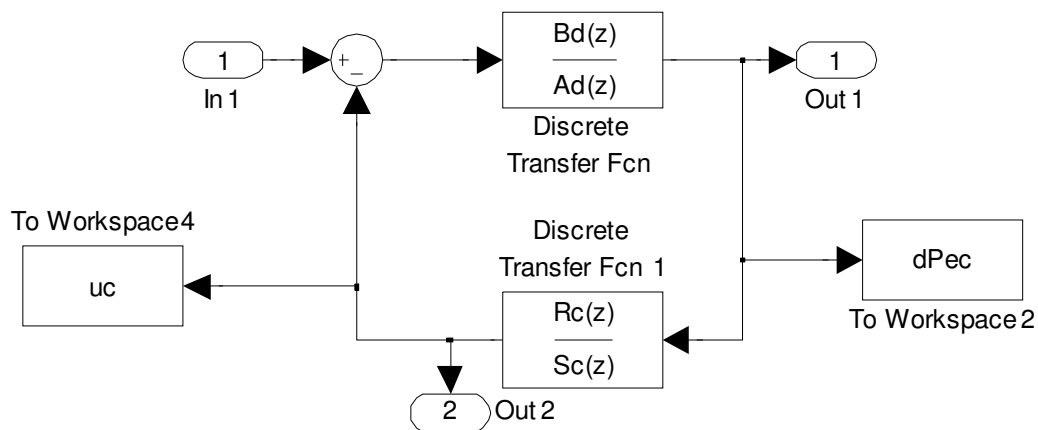
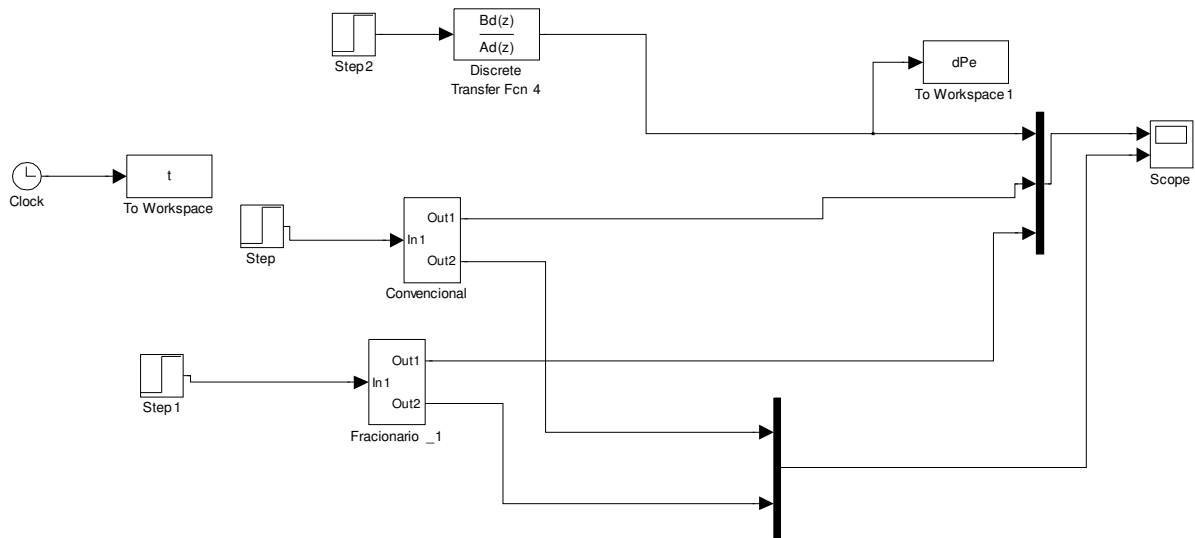
```

[n,d]=invfreqs(Cff(:),wf,2,2)
Cf = tf(n,d)
[numEspf,denEspf] = tfdata(Cf,'v')
Gff = feedback(G,Cf)
damp(Gf)
damp(Gff)
bode(G,Gf,Gff)

%Discretização
En = 2.11e-1;
Wnn = 9.07;
WLB = Wnn*sqrt((1-En^2)+sqrt(4*(En^4)-4*(En^2)+2))
t1 = (2*pi)/(WLB*100),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
t2 = (2*pi)/(WLB*6),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
Enf = 1.91e-1;
Wnf = 8.46;
WLBf = Wn*sqrt((1-Enf^2)+sqrt(4*(Enf^4)-4*(Enf^2)+2))
t1f = (2*pi)/(WLBf*100),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
t2f = (2*pi)/(WLBf*6),%período de amostragem segundo Landau e Zito.
Tw = 10;
Ts = 0.06; %Escolhido
Cd = c2d(C,Ts,'prewarp',Wn);
[Rc,Sc]=tfdata(Cd,'v');
%Controlador Lead-Lag complexo:
Cd2 = c2d(Cf,Ts,'prewarp',Wn);
[Rf,Sf]=tfdata(Cd2,'v');
%%
%Simulação ESP identificado:
Gmfd = feedback(Gd,Cd);
[Bmfd,Amfd] = tfdata(Gmfd,'v');
Gmfd2 = feedback(Gd,Cd2);
[Bmfd2,Amfd2] = tfdata(Gmfd2,'v');
Cd = c2d(C,Ts,'prewarp',Wn);
[Rc,Sc]=tfdata(Cd,'v');
%Plotagem dos controladores:
sim('simulation_ESPs.mdl');
figure
plot(t,dPe,'b','linewidth',2),hold on
plot(t,dPec,'k','linewidth',2),hold on
plot(t,dPef,'r','linewidth',2),grid
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
title('Resposta ao degrau desvio de potência elétrica')
figure
plot(t,uc,'k','linewidth',2),hold on
plot(t,uf,'r','linewidth',2),grid
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
title('Resposta ao degrau sinal de controle')

```

Parte 5 : Modelo no Simulink dos controladores do capítulo 7:



Parte 6 : Função de plotagem dos ESPs do capítulo 7:

```

close all
clc
%plotagem teste 01 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_01.txt
u1 = OP_MA_01(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_01(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_01(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_01(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_01(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_01(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_01(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_01(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_01.txt
u2 = OP_C_01(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_01(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_01(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_01(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_01(:,2); % potência ativa

```

```

yc5 = OP_C_01(:,3); % uRAT
yc6 = OP_C_01(:,6); % uESP
t2 = OP_C_01(:,8);
%%
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_01.txt
u4 = OP_F2_01(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_01(:,5); % desvio potencia ativa
yff2 = OP_F2_01(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_01(:,4); % referencia RAT
yff4 = OP_F2_01(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_01(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_01(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_01(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(8330:8496);
yc1 = yc1(391:557);
yff1 = yff1(5553:5719);
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa P_e = 0.1 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('\DeltaP_e(p.u)')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(391:557);
yff6 = yff6(5553:5719);
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.1 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('U_E_S_P(p.u)')
%%
close all
clc
%plotagem teste 02 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_02.txt
u1 = OP_MA_02(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_02(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_02(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_02(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_02(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_02(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_02(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_02(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_02.txt
u2 = OP_C_02(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_02(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_02(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_02(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_02(:,2); % potência ativa
yc5 = OP_C_02(:,3); % uRAT

```



```

yc6 = OP_C_02(:,6); % uESP
t2 = OP_C_02(:,8);
%%
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_02.txt
u4 = OP_F2_02(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_02(:,5); % desvio potencia ativa
yff2 = OP_F2_02(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_02(:,4); % referencia RAT
yff4 = OP_F2_02(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_02(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_02(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_02(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(1924:2090)
yc1 = yc1(482:648)
yff1 = yff1(2334:2500)
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa P_e = 0.2 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('\DeltaP_e(p.u)')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(482:648)
yff6 = yff6(2334:2500)
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.2 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('U_E_S_P(p.u)')

close all
clc
%plotagem teste 03 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_03.txt
u1 = OP_MA_03(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_03(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_03(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_03(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_03(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_03(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_03(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_03(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_03.txt
u2 = OP_C_03(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_03(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_03(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_03(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_03(:,2); % potência ativa

```

```

yc5 = OP_C_03(:,3); % uRAT
yc6 = OP_C_03(:,6); % uESP
t2 = OP_C_03(:,8);
%%
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_03.txt
u4 = OP_F2_03(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_03(:,5); % desvio potencia ativa
yff2 = OP_F2_03(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_03(:,4); % referencia RAT
yff4 = OP_F2_03(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_03(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_03(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_03(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(4654:4820);
yc1 = yc1(1884:2050);
yff1 = yff1(1468:1634)
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa \DeltaP_e = 0.3 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('\DeltaP_e(p.u)')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(1884:2050)
yff6 = yff6(1468:1634)
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.3 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('U_E_S_P(p.u)')
close all
clc
%plotagem teste 04 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_04.txt
u1 = OP_MA_04(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_04(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_04(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_04(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_04(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_04(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_04(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_04(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_04.txt
u2 = OP_C_04(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_04(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_04(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_04(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_04(:,2); % potência ativa
yc5 = OP_C_04(:,3); % uRAT
yc6 = OP_C_04(:,6); % uESP

```

```

t2 = OP_C_04(:,8);
%%
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_04.txt
u4 = OP_F2_04(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_04(:,5); % desvio potencia ativa
yff2 = OP_F2_04(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_04(:,4); % referencia RAT
yff4 = OP_F2_04(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_04(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_04(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_04(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(3564:3730);
yc1 = yc1(255:421);
yff1 = yff1(2351:2517);
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa P_e = 0.4 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(255:421);
yff6 = yff6(2351:2517);
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.4 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
%%
close all
clc
%plotagem teste 05 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_05.txt
u1 = OP_MA_05(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_05(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_05(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_05(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_05(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_05(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_05(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_05(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_05.txt
u2 = OP_C_05(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_05(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_05(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_05(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_05(:,2); % potência ativa
yc5 = OP_C_05(:,3); % uRAT
yc6 = OP_C_05(:,6); % uESP
t2 = OP_C_05(:,8);
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_05.txt
u4 = OP_F2_05(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_05(:,5); % desvio potencia ativa

```

```

yff2 = OP_F2_05(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_05(:,4); % referencia RAT
yff4 = OP_F2_05(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_05(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_05(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_05(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(2754:2920);
yc1 = yc1(1701:1867);
yff1 = yff1(3442:3608);
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa P_e = 0.5 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('\DeltaP_e(p.u)')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(1701:1867);
yff6 = yff6(3442:3608);
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.5 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('U_E_S_P(p.u)')
close all
clc
%plotagem teste 06 pu de potencia ativa
%Malha Aberta
load OP_MA_06.txt
u1 = OP_MA_06(:,9); % sbpa
y1 = OP_MA_06(:,5); % desvio potencia ativa
y2 = OP_MA_06(:,1); % tensão terminal
y3 = OP_MA_06(:,4); % referencia RAT
y4 = OP_MA_06(:,2); % potência ativa
y5 = OP_MA_06(:,3); % uRAT
y6 = OP_MA_06(:,6); % uESP
t1 = OP_MA_06(:,8);
%%
%Malha fechada convencional
load OP_C_06.txt
u2 = OP_C_06(:,9); % sbpa
yc1 = OP_C_06(:,5); % desvio potencia ativa
yc2 = OP_C_06(:,1); % tensão terminal
yc3 = OP_C_06(:,4); % referencia RAT
yc4 = OP_C_06(:,2); % potência ativa
yc5 = OP_C_06(:,3); % uRAT
yc6 = OP_C_06(:,6); % uESP
t2 = OP_C_06(:,8);
%%
%Malha fechada fracionário
load OP_F2_06.txt
u4 = OP_F2_06(:,9); % sbpa
yff1 = OP_F2_06(:,5); % desvio potencia ativa
yff2 = OP_F2_06(:,1); % tensão terminal
yff3 = OP_F2_06(:,4); % referencia RAT

```

```

yff4 = OP_F2_06(:,2); % potência ativa
yff5 = OP_F2_06(:,3); % uRAT
yff6 = OP_F2_06(:,6); % uESP
t4 = OP_F2_06(:,8);
%%
Ts = 0.06;
%Desvio de Potência:
y1 = y1(3260:3426);
yc1 = yc1(2411:2577);
yff1 = yff1(2547:2713);
t1p = 0:0.06:10;
plot(t1p,y1,'linewidth',2),hold on
plot(t1p,yc1,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff1,'r','linewidth',2),grid
title('Desvio de Potencia ativa P_e = 0.6 p.u.')
legend('Malha Aberta','ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('\DeltaP_e(p.u)')
figure
%Sinal de controle Esp:
yc6 = yc6(2411:2577);
yff6 = yff6(2547:2713);
plot(t1p,yc6,'k','linewidth',2),hold on
plot(t1p,yff6,'r','linewidth',2),grid
title('Sinal de Controle P_e = 0.6 p.u.')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('U_E_S_P(p.u)')
clear
close all
clc
%%
plotagem_ponto_01_op;
length(yc1)
JdPec1 = sum(yc1.^2)
Juc1 = sum(yc6.^2)
JdPef21 = sum(yff1.^2)
Juf21 = sum(yff6.^2)
%%
plotagem_ponto_02_op;
JdPec2 = sum(yc1.^2)
Juc2 = sum(yc6.^2)
JdPef22 = sum(yff1.^2)
Juf22 = sum(yff6.^2)
%%
plotagem_ponto_03_op;
JdPec3 = sum(yc1.^2)
Juc3 = sum(yc6.^2)
JdPef23 = sum(yff1.^2)
Juf23 = sum(yff6.^2)
%%
plotagem_ponto_04_op;
JdPec4 = sum(yc1.^2)
Juc4 = sum(yc6.^2)
JdPef24 = sum(yff1.^2)
Juf24 = sum(yff6.^2)
%%
plotagem_ponto_05_op;
JdPec5 = sum(yc1.^2)
Juc5 = sum(yc6.^2)
JdPef25 = sum(yff1.^2)

```

```

Juf25 = sum(yff6.^2)
%%
plotagem_ponto_06_op;
JdPec6 = sum(yc1.^2)
Juc6 = sum(yc6.^2)
JdPef26 = sum(yff1.^2)
Juf26 = sum(yff6.^2)
%%
Pe = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6]
JdPec = [JdPec1 JdPec2 JdPec3 JdPec4 JdPec5 JdPec6];
JdPef2 = [JdPef21 JdPef22 JdPef23 JdPef24 JdPef25 JdPef26];
Juc = [Juc1 Juc2 Juc3 Juc4 Juc5 Juc6];
Juf2 = [Juf21 Juf22 Juf23 Juf24 Juf25 Juf26];
%%
close all
plot(Pe,JdPec,'ks-','linewidth',2,'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','w',...
      'MarkerSize',10),hold on
plot(Pe,JdPef2,'rs-','linewidth',2,'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','w',...
      'MarkerSize',10),grid
title('Índice de Desempenho da Variação da Potência')
xlabel('P(p.u.)')
ylabel('Função Custo J_\DeltaP_e')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')
figure
plot(Pe,Juc,'ks-','linewidth',2,'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','w',...
      'MarkerSize',10),hold on
plot(Pe,Juf2,'rs-','linewidth',2,'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','w',...
      'MarkerSize',10),grid
      title('Índice de Desempenho do Sinal de Controle')
xlabel('P(p.u.)')
ylabel('Função Custo J_U_E_S_P')
legend('ESP convencional','ESP fracionário')

```