



UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS
FACULDADE DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA -
PPGEE

**IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE ORDEM
FRACIONÁRIA APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES
ELETROMECAÑICAS DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA
REDUZIDA.**

CLAUDIA SABRINA MONTEIRO DA SILVA

MANAUS-AM

2022

CLAUDIA SABRINA MONTEIRO DA SILVA

IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE ORDEM
FRACIONÁRIA APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES
ELETROMECAÑICAS DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA.

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 (PP-GEE) da Universidade Federal do Amazonas (UFAM).

Orientador: Prof. Dr. Florindo Antônio de Carvalho Ayres Júnior

Coorientador: Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros

MANAUS-AM

2022

Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

S586i Silva, Claudia Sabrina Monteiro da
Implementação de estratégias de controle de ordem fracionária aplicadas ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema de geração em escala reduzida / Claudia Sabrina Monteiro da Silva . 2022
109 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior
Coorientador: Renan Landau Paiva de Medeiros
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Amazonas.

1. Controle Automático. 2. Estabilizador de Sistemas de Potência. 3. Sistema Elétrico de Potência. 4. Compensador Lead-Lag de Ordem Fracionária. 5. Margem de Ganho e Margem de Fase. I. Ayres Júnior, Florindo Antonio de Carvalho. II. Universidade Federal do Amazonas III. Título

CLAUDIA SABRINA MONTEIRO DA SILVA

**IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE
ORDEM FRACIONÁRIA APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE
OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS DE UM SISTEMA DE
GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA.**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração Controle e Automação de Sistemas.

Aprovada em 18 de março de 2022.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior, Presidente
Universidade Federal do Amazonas



Prof. Dr. Marcelo Kaminski Lenzi, Membro
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. José Rubens Sicchar Vilchez, Membro
Universidade Estadual do Amazonas

Agradecimentos

Primeiramente agradeço à Deus, que me deu força de vontade e coragem para superar todos os desafios e poder concluir mais uma etapa da minha vida acadêmica.

À minha família, pelo apoio e paciência.

Aos meus amigos, pela compreensão das ausências e afastamento temporário.

Ao meu orientador, professor Dr. Florindo Ayres Júnior, que orientou-me no desenvolvimento do projeto, aconselhou-me e ajudou-me a manter a calma e a positividade.

Ao meu coorientador, professor Dr. Renan Landau, que sempre esteve disposto a ajudar, ensinar e acompanhar a elaboração desta dissertação.

Agradeço também a banca examinadora e a todos os outros professores que contribuíram para o enriquecimento desta pesquisa.

Por fim, agradeço a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Amazonas (FAPEAM) por conceder a bolsa de mestrado.

Resumo

Neste trabalho, é investigada uma nova técnica de controle automático de ordem fracionária que visa melhorar o desempenho do Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), tornando o Sistema Elétrico de Potência (SEP) mais eficiente. Da qual, para esse estudo, utilizou-se o modelo dinâmico do sistema de geração de energia em escala reduzida de 10 kVA. Inicialmente, sintonizam-se três estabilizadores de sistemas de potência em ambiente computacional, sendo eles: o ESP convencional de Sauer e Pai (2018), ESP de ordem fracionária (FOPSS, do inglês *Fractional Order Power System Stabilizer*) de Ayres Junior et al. (2018) e o FOPSS sintonizado pelo método de alocação de polos de ordem fracionário (FOPP, do inglês *Fractional Order Pole Placement*) de Ayres Junior et al. (2020). Em seguida, propõe-se uma nova metodologia de projeto de estabilizadores fundamentada em um método analítico de cálculo de parâmetros a partir dos valores especificados de margem de ganho e margem de fase. O comportamento dos compensadores são avaliados através de simulações, por intermédio do *MATLAB/Simulink*, com testes baseados no desligamento e acionamento de uma linha de transmissão e na variação do sinal de referência do sistema de geração. Logo, buscou-se equiparar o desempenho dos ESPs convencional e fracionários com o FOPSS via margem de ganho e margem (MGMF) de fase desenvolvido neste trabalho. Portanto, analisando os resultados obtidos, o sistema com o FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária foi o que melhor amorteceu as oscilações eletromecânicas, entretanto, o esforço de controle necessário foi muito alto. Diferentemente do sistema com o FOPSS via MGFMF proposto neste trabalho, que apresentou o menor esforço de controle e a segunda melhor performance.

Palavras-chave: Controle Automático; Estabilizador de Sistemas de Potência; Sistema Elétrico de Potência; Compensador *Lead-Lag* de Ordem Fracionária; Margem de Ganho e Margem de Fase

Abstract

In this work, a new automatic control technique based on fractional order systems is investigated in order to improve the performance of the Power Systems Stabilizer (PSS), making the Electric Power System (EPS) most efficient. From which, for this study, use the dynamic model of the 10 kVA scaled-down generation system. Initially, three power system stabilizers are tuned in a computational environment, the conventional ESP by Sauer and Pai (2018), the fractional order PSS (FOPSS) by Ayres Junior et al. (2018) and the FOPSS tuned by the fractional order pole placement method (FOPP) by Ayres Junior et al. (2020). Therefore, a new methodology for the design of stabilizers is proposed, based on an analytical method to computing parameters from the specified values of gain margin and phase margin. The behavior of the compensators are evaluated through simulations, through *MATLAB/Simulink*, with tests based on the turning off and on of a transmission line and on the variation of the reference signal of the generation system. Soon, we sought to compare the performance of conventional and fractional PSS with FOPSS via gain margin and phase margin (GMPM) developed in this work. Therefore, analyzing the results obtained, the system with FOPSS via fractional pole placement was the one that best dampened the electromechanical oscillations, however, the control effort required was very high. Unlike the system with FOPSS via GMPM proposed in this work, which presented the lowest control effort and the second best performance.

Keywords: Automatic Control; Power Systems Stabilizer; Electric Power System; Fractional Order Lead-Lag Compensator; Gain Margin and Phase Margin

Lista de Figuras

2.1	Corte de uma máquina síncrona de grande porte.	8
2.2	Diagrama em blocos simplificado de um sistema de excitação de um gerador síncrono.	9
2.3	Diagrama simplificado de um RAT.	10
2.4	Falta de torque (a)sincronizante e (b) de amortecimento.	12
2.5	Configuração geral de uma única máquina conectada a um grande sistema através de linhas de transmissão.	13
2.6	Sistema do tipo máquina-barra infinita	15
2.7	Modelo linearizado máquina-barra infinita de Heffron-Phillips.	17
2.8	Modelo linearizado máquina-barra infinita de Heffron-Phillips com ESP. . .	18
2.9	Diagrama em blocos de uma estrutura típica de um ESP	20
2.10	Diagrama em blocos do modelo linearizado do SMIB para a sintonia do ESP	22
3.1	Regiões de estabilidade; a esquerda: $0 < \alpha < 1$;a direita: $1 < \alpha < 2$	27
3.2	Regiões de estabilidade para $\alpha = 1$	27
3.3	Diagrama de Bode para $G_1(s) = s^\alpha$	29
3.4	Discretização de um sinal senoidal	35
4.1	Diagrama do Sistema SMIB em malha fechada	38
4.2	Relação torque-ângulo	39
4.3	Diagrama em blocos do sistema em malha fechada	42
5.1	Diagramas de Bode dos Compensadores	50
6.1	Diagrama em blocos do sistema simulado.	53
6.2	Diagramas de Bode dos sistemas $G_{ep}(s)G(s)$ considerando cada um dos pontos de operação.	56

7.1	Diagramas de Bode dos sistemas com compensador - Ponto de operação de 0,5 p.u.	66
7.2	Resposta ao impulso dos sistemas com compensador - Ponto de Operação de 0,5 p.u.	67
7.3	Inicialização do sistema - Ponto de Operação de 0,5 p.u.	68
7.4	Desligamento da linha de transmissão - Ponto de Operação de 0,5 p.u.	69
7.5	Acionamento da linha de transmissão - Ponto de Operação de 0,5 p.u.	70
7.6	Inserção de um impulso no sinal de referência - Ponto de Operação de 0,5 p.u.	72
7.7	Índices de desempenho ao erro.	73
7.8	Índices de desempenho ao sinal de controle.	74
7.9	Esquemático do Sistema com a Inserção do Sinal Ruidoso	75
7.10	Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,5$ p.u.	75
7.11	Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,5$ p.u.	75
7.12	Variação de Potência Elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,5$	76
7.13	Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,5$	77
7.14	Índices de Desempenho ao Erro e ao Sinal de Controle do Sistema com Ruído - $P_e = 0,5$	78
7.15	Inicialização do sistema - $P_e = 0,3$ p.u.	80
7.16	Desligamento da linha de transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.	81
7.17	Acionamento da linha de transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.	82
7.18	Inserção de um impulso no sinal de referência - $P_e = 0,3$ p.u.	83
7.19	Índices de desempenho ao erro - $P_e = 0,3$ p.u.	84
7.20	Índices de desempenho do sinal de controle - $P_e = 0,3$ p.u.	85
7.21	Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,3$ p.u.	86
7.22	Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,3$ p.u.	86
7.23	Variação de potência elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,3$	87
7.24	Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,3$	88
7.25	Índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle do sistema com ruído - $P_e = 0,3$	89
7.26	Inicialização do sistema - $P_e = 0,8$ p.u.	91
7.27	Desligamento da linha de transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.	92

7.28	Acionamento da linha de transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.	93
7.29	Inserção de um impulso no sinal de referência - $P_e = 0,8$ p.u.	94
7.30	Índices de desempenho ao erro - $P_e = 0,8$ p.u.	95
7.31	Índices de desempenho do sinal de controle - $P_e = 0,8$ p.u.	96
7.32	Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,8$ p.u.	97
7.33	Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,8$ p.u.	97
7.34	Variação de potência elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,8$	98
7.35	Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,8$	99
7.36	Índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle do sistema com ruído - $P_e = 0,8$	100

Lista de Tabelas

6.1	Parâmetros do Sistema Elétrico em Escala Reduzida.	53
6.2	Valores dos Parâmetros para Sintonia dos Compensadores	54
6.3	Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,3 p.u. . . .	54
6.4	Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,5 p.u. . . .	55
6.5	Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,8 p.u. . . .	55
6.6	Valores dos Parâmetros dos Compensadores <i>Lead – Lag</i> Convencionais de Sauer e Pai	57
6.7	Valores dos Parâmetros dos Compensadores <i>Lead-Lag</i> Fracionários de Ayres Junior	58
6.8	Coeficientes dos Compensadores via <i>FOPP</i>	60
6.9	Parâmetros para a Aproximação dos Compensadores Fracionários pelo Método de FOPP	60
6.10	Parâmetros dos Compensadores Fracionários pelo Método de MGMF	62
6.11	Valores dos Parâmetros dos Compensadores <i>Lead-Lag</i> Fracionários pelo Método de MGMF	62
7.1	Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,5$ p.u.	68
7.2	Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u. . .	70
7.3	Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u. . .	71
7.4	Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,5$ p.u.	72
7.5	Índices de Desempenho - $P_e = 0,5$ p.u.	74
7.6	índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,5$ p.u.	79
7.7	Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,3$ p.u.	80
7.8	Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_3 = 0,3$ p.u. . .	82

7.9	Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,3$ p.u. . . .	83
7.10	Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,3$ p.u.	84
7.11	Índices de Desempenho - $P_e = 0,3$ p.u.	85
7.12	Índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,3$ p.u.	90
7.13	Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,8$ p.u.	91
7.14	Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,8$ p.u. . .	92
7.15	Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,8$ p.u. . .	93
7.16	Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,8$ p.u.	95
7.17	Índices de Desempenho - $P_e = 0,8$ p.u.	96
7.18	Índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,8$ p.u.	101

Lista de Abreviaturas e Siglas

SEP	Sistema Elétrico de Potência
ESP	Estabilizador de Sistema de Potência
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>
FOPSS	<i>Fractional Order Power System Stabilizer</i>
RAT	Regulador Automático de Tensão
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
SMIB	<i>Single-Machine Infinite-Bus</i>
LTI	Linearmente Invariante no Tempo
MGMF	Margem de Ganho e Margem de Fase
FOPP	<i>Fractional-Order Pole Placement</i>

Lista de Símbolos

$\Delta\omega$	Desvio da velocidade
ΔP_e	Desvio da potência elétrica
$\Delta\delta$	Variação do ângulo de potência do gerador
δ	Ângulo interno da máquina
ω	Velocidade do rotor
ω_o	Velocidade síncrona do rotor
H	Tempo de inércia do rotor do gerador
E'_q	Tensão elétrica interna em quadratura do estator
I_q	Corrente em quadratura do estator
I_d	Corrente direta do estator
X_d	Reatância do eixo direto do estator
X'_d	Reatância transitória do eixo em quadratura do estator
X_q	Reatância do eixo em quadratura do estator
T'_{do}	Constante de tempo do eixo direto da bobina aberta
E_{fd}	Tensão de excitação do rotor do gerador
T_A	Constante de tempo do RAT
K_A	Ganho do RAT
V_s	Tensão de amortecimento gerada pelo ESP
V_{ref}	Referência de tensão do RAT
V_t	Tensão terminal do gerador
P_t	Potência terminal do gerador
θ	Ângulo da tensão terminal
R_e	Resistência externa
X_e	Reatância externa

T_W	Constante de tempo do filtro <i>Washout</i>
ω_l	Frequência baixa
ω_h	Frequência alta
ω_{gc}	Frequência de cruzamento de ganho
ω_{pc}	Frequência de cruzamento de fase
gm	Margem de ganho
φ_m	Margem de fase
ΔT_{ESP}	Torque de amortecimento
ζ	fator de amortecimento
D_{PSS}	Torque amortecedor
ω_n	Frequência natural
T_s	Período de amostragem
t_s	Tempo de acomodação
K_{PSS}	Ganho do ESP
T_1	Constante de tempo 1 do ESP
T_2	Constante de tempo 2 do ESP
α	Expoente fracionário de ESP

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Análise do Estado da Arte	2
1.3	Motivação e Justificativa	3
1.4	Objetivos	4
1.4.1	Objetivo Geral	4
1.4.2	Objetivos Específicos	4
1.5	Estrutura do Trabalho	5
2	Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência	7
2.1	Geradores Síncronos	7
2.2	Sistema de Excitação	8
2.2.1	Regulador Automático de Tensão - RAT	10
2.3	Estabilidade Eletromecânica	11
2.3.1	Análise de Estabilidade a Pequenos Sinais	12
2.3.2	Modelo do Sistema Máquina-Barramento-Infinito	13
2.4	Modelo Linearizado de de Heffron-Phillips	16
2.4.1	Modelo para Projeto dos ESPs	21
2.5	Conclusão	23
3	Cálculo de Ordem Fracionária	24
3.1	Teoria do Cálculo Fracionário	24
3.2	Estabilidade do Sistema de Ordem Fracionária	26
3.3	Resposta em Frequência de Sistemas de Ordem Fracionária	27
3.4	Método de Aproximação de Oustaloup	30

3.5	Método de Discretização	32
3.5.1	Método de Tustin	33
3.5.2	Método de Transformação z Combinado	34
3.5.3	Escolha da Frequência de Amostragem para Sistemas de Controle	34
3.6	Índices de Desempenho	36
3.7	Conclusão	36
4	Técnicas de Sintonia dos ESPs Convencional e Fracionários	38
4.1	Método Clássico de Sauer e Pai	38
4.2	Método Fracionário de Ayres Junior	41
4.3	Método Fracionário via Alocação de Polos de Ordem Fracionária de Ayres Junior	42
4.4	Conclusão	45
5	Técnica de Sintonia do ESP Fracionário Baseado nos Valores de Margem de Ganho e Margem de Fase	46
5.1	Metodologia Analítica para Obtenção dos Parâmetros do Compensador	46
5.2	Método Fracionário via Margem de Ganho e Margem de Fase	50
5.3	Conclusão	51
6	Sintonia dos ESPs Convencional e Fracionários	52
6.1	Ambiente de Simulação	52
6.2	Sintonia dos ESPs pelo Método de Sauer e Pai	56
6.3	Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Ayres Junior	58
6.4	Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Alocação de Polos Fracionário	59
6.5	Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Margem de Ganho e Margem de Fase	61
6.6	Conclusão	64
7	Análise e Discussão dos Resultados Simulados	65
7.1	Resultados dos Testes no Ponto de Operação de 0,5 p.u.	65
7.1.1	Desligamento e Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u.	69

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Com a crescente demanda energética na atualidade, necessita-se garantir que os sistemas relacionados a geração de energia, em suas diversas formas como a eólica, solar, hidráulica, entre outras, sejam constantemente estudados com a finalidade de mantê-los com um certo grau de confiabilidade, qualidade e eficiência.

Estes sistemas devem operar da melhor forma possível de tal sorte que funcionem de maneira preferencialmente ininterrupta. Portanto, é fundamental efetuar a modernização dos processos produtivos de energia elétrica e, conseqüentemente, realizar pesquisas que busquem aprimorar os equipamentos que compõem o sistema elétrico de potência (SEP) (AYRES JUNIOR et al., 2018).

Dentre os fenômenos que são largamente estudados na área de sistemas elétricos de potência, temos o problema relacionado ao amortecimento de oscilações eletromecânicas. As oscilações eletromecânicas podem limitar a quantidade de potência transmitida e são responsáveis por diminuir consideravelmente a vida útil das máquinas do sistema, além de reduzir a margem de estabilidade do sistema de potência (KUNDUR, 1994; NOGUEIRA et al., 2014).

Caso essas oscilações não sejam amortecidas adequadamente, a condição de operação do sistema de potência pode se tornar instável, levando o sistema a interrupções. Portanto, para mitigar a falta de amortecimento para esses modos de oscilação, um componente auxiliar do torque de amortecimento é gerado utilizando o controlador ESP (Estabilizador de Sistemas de Potência) (NOGUEIRA et al., 2018).

O ESP atua como um controlador auxiliar conectado ao sistema de excitação de geradores para amortecer oscilações eletromecânicas quando acontecem as variações de potência elétrica do gerador síncrono conectado ao sistema interconectado de energia (ABDULKHADER et al., 2018). Enquanto, o Regulador Automático de Tensão (RAT) é o controlador central dentro do sistema de excitação que mantém a tensão terminal de um gerador síncrono em um nível especificado.

1.2 Análise do Estado da Arte

Com a finalidade de tornar o estabilizador de sistemas de potência cada vez mais eficiente, diversas metodologias de projeto já foram estudadas, como por exemplo, em Devarapalli e Bhattacharyya (2020), onde propõe-se uma nova abordagem de algoritmo de otimização seno cosseno modificado híbrido lobo-cinzento para realizar o ajuste dos parâmetros do ESP de um sistema de energia multimáquina interconectado, ou seja, o desempenho do ESP é investigado utilizando um modelo de um sistema de duas áreas e quatro máquinas síncronas (DEVARAPALLI; BHATTACHARYYA, 2020).

Em Ray et al. (2018) é realizado o desenvolvimento de um ESP baseado em um controlador *fuzzy*-PID convencional e um controlador *fuzzy* tipo 1. Além disso, com a finalidade de melhorar o desempenho e a eficiência do SEP e reduzir as possíveis vibrações devido às incertezas e dinâmicas do sistema, projeta-se também um controlador de modo deslizante fuzzy adaptativo com uma superfície deslizante robusta (RAY et al., 2018).

Já em Du et al. (2021) a sintonia de ESP com uma estrutura semelhante a de um compensador *Lead-Lag*, é realizada com base em um modelo de sistema único máquina-barramento-infinito (SMIB, do inglês *Single-Machine Infinite-Bus*), para atenuar o risco de oscilações eletromecânicas de baixa frequência em um sistema de potência com N máquinas (DU et al., 2021). Já em Peres et al. (2020), inicialmente, utiliza-se modelo de Heffron-Phillips do sistema único máquina-barramento-infinito para a sintoniza dos ESPs de sistemas de potência multibanda através de uma abordagem de alocação de polos baseada no método de Newton-Raphson, em seguida, aplica-se esses estabilizadores em um sistemas de potência multimáquinas (PERES et al., 2020).

Em Nangrani (2019), usa-se o modelo de Heffron-Phillips para sintonizar um controlador de ordem fracionária semelhante a um controlador PID (Proporcional-Integral-

Derivativo) para a estabilização do sistema de potência. Além disso, projetou-se outros dois estabilizadores, um pelo método convencional e um baseado na lógica *Fuzzy* e, analisando as respostas obtidas através de simulações computacionais concluiu-se que o ESP de ordem fracionário apresentou um desempenho melhor que os outros dois estabilizadores (NANGRANI, 2019).

Enquanto isso, em Ayres Júnior et al. (2018), foi desenvolvida uma nova metodologia para realizar a projeto do ESP baseado no compensador com estrutura de avanço e atraso de ordem fracionária. Foi realizada a comparação do desempenho do ESP fracionário (FOPSS, do inglês *Fractional Order Power System Stabilizer*) com um ESP sintonizado por uma técnica convencional, aplicados ao controle de amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema em escala reduzida de 10 kVA (AYRES JUNIOR et al., 2018).

De acordo com Faieghi & Nemati (2011), o cálculo de ordem fracionária, também conhecido como cálculo de ordem não inteira é uma área de análise matemática que estuda a relação com termos integrais e derivativos de ordem não racionais (FAIEGHI & NEMATI, 2011; AYRES JUNIOR et al., 2018). Portanto, os controladores de ordem fracionária vêm ganhando impulso por causa da sua flexibilidade e eficácia resultante de altos graus de liberdade para a realização de projetos (PULLAGURAM et al., 2018), ou seja, no ajuste das características de ganho e fase destes controladores.

1.3 Motivação e Justificativa

Visando o atual contexto de estudos relacionados à aplicação de controladores de ordem fracionária, desenvolveu-se uma nova técnica de sintonia de compensadores fracionários para aplicar ao problema de amortecimento das oscilações eletromecânicas existentes no sistema elétrico de potência.

Logo, neste trabalho, foi apresentado uma nova estrutura matemática de compensadores *Lead – Lag* com expoentes de ordem fracionária. Visando a obtenção dos parâmetros deste compensador, realizou-se uma adaptação na metodologia analítica proposta por Valério e Costa (2013) onde, a sintonia dos controladores é efetuada com base nos valores de margem de ganho e margem de fase desejados para o sistema em malha fechada.

Os desempenhos dinâmicos dos sistemas com a inserção ESP fracionário estudado nesta pesquisa, foram validados comparando-os com os comportamentos dinâmicos obtidos pelos sistemas que utilizam estabilizadores sintonizados pela técnica convencional apresentada em Sauer e Pai (2018), pela metodologia de ordem fracionária desenvolvida em Ayres Junior et al. (2018) e pelo método proposto em Ayres Junior et el. (2020) via alocação de polos de ordem fracionária.

A análise da performance dos estabilizadores foi realizada através de testes desenvolvido em um ambiente computacional, por meio da ferramenta *Matlab/Simulink*, que simulam uma possível falta e uma variação instantânea da tensão de entrada de um sistema de geração em escala reduzida de 10 kVA . Além disso, buscando observar o comportamento dos controladores ao depararmos com ruídos elétricos, inseriu-se um sinal ruidoso ao sistema e efetuaram-se os testes novamente.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo Geral

Investigar uma nova técnica de projeto de compensadores de avanço e atraso de fase de ordem fracionária e, desta forma, desenvolver um ESP de ordem fracionária (FOPSS), com o propósito deste apresentar um melhor desempenho quando comparado com os elaborados por outros métodos convencionais e de ordem fracionária. Logo, deseje-se que este estabilizador fracionário quando aplicado ao sistema de geração de energia, auxilie na diminuição das oscilações eletromecânicas e, conseqüentemente, reduza a quantidade de potência perdida durante a transmissão, aumente a vida útil das máquinas e melhore a estabilidade do Sistema de Potência.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Realizar o estudo da estabilidade de sistemas de potência;
- Obter modelo matemático do sistema único máquina-barramento-infinito de Heffrom-Phillips;
- Realizar um estudo aprofundado do cálculo de ordem fracionária;

- Sintonizar o PSS usando o método convencional de Sauer e Pai;
- Sintonizar o FOPSS usando a metodologia de Ayres Junior;
- Sintonizar o FOPSS usando o método de alocação de polos de ordem fracionária;
- Projetar o FOPSS utilizando o método analítico baseado em valores de margem de ganho e margem de fase;
- Realizar simulações e testes em ambiente *Matlab/Simulink* utilizando um modelo matemático não linear do sistema em escala reduzida de 10 kVA, considerando três pontos de operação distintos;
- Analisar o desempenho dinâmico do sistema mediante a inserção dos compensadores propostos de forma qualitativa e quantitativa através dos índices de desempenho.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em oito capítulos, iniciando com a contextualização, análise do estado da arte e a motivação e justificativa para a realização desta pesquisa. E, o restante do trabalho está estruturado como se segue:

- Capítulo 2: Introdução aos conceitos básicos relacionados a estabilidade do sistema de potência, assim como, a apresentação do modelo matemático SMIB de Heffron-Phillips e o modelo utilizado na sintonia dos estabilizadores.
- Capítulo 3: Apresentação da teoria de sistemas de ordem fracionária, a sua região de estabilidade, a sua resposta em frequência, os métodos de aproximação para um sistema de ordem inteira, os métodos de discretização de sistemas e os índices de desempenho usados para quantificar as respostas dos testes simulados.
- Capítulo 4: Descrição das técnicas de sintonia dos ESP convencional e fracionários de Ayres Junior et al. (2018) e via alocação de polos de ordem fracionária de Ayres Junior et al. (2020).
- Capítulo 5: Apresentação da nova metodologia fracionária baseada nos valores de margem de ganho e margem de fase, proposta neste trabalho.

- Capítulo 6: Descrição do ambiente de simulação e aplicação das técnicas de projeto dos ESPs convencional e fracionários, considerando os três pontos de operação.
- Capítulo 7: Análise e discussão dos resultados dos testes simulados.
- Capítulo 8: Discussão dos resultados obtidos, assim como as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência

O problema de estabilidade do sistema de energia é o de manter as máquinas síncronas interconectadas em sincronismo. Sendo assim, o entendimento de suas características e a modelagem precisa de seu desempenho dinâmico são de grande importância para o estudo da estabilidade do sistema de potência (KUNDUR, 1994).

Logo, neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos e matemáticos relacionados ao sistema de excitação do SEP (Sistema Elétrico de Potência). Além disso, é realizado o estudo da estabilidade do SEP, assim como a modelagem dinâmica do sistema máquina-barramento-infinito (SMBI) utilizado na sintonia dos Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESP).

2.1 Geradores Síncronos

O sistema de geração de energia elétrica de usinas hidrelétricas realiza a transformação energia cinética, proveniente do deslocamento de grande quantidade de água, em energia mecânica através de uma turbina hidráulica que possui o seu eixo acoplado a um gerador síncrono, responsável por converter energia mecânica em energia elétrica (KUNDUR, 1994). No Brasil, essa energia é transmitida e distribuída em corrente alternada, trifásica, com uma frequência de 60 Hz (ciclos por segundo).

As turbinas hidráulicas são unidades motrizes que transformam a energia cinética em energia mecânica, durante a rotação de suas hélices que, quando conectadas a geradores

fornece energia elétrica (QUEIROZ et al., 2013). Sendo que, cada tipo de turbina tem a sua aplicação específica de acordo com a altura da queda d'água e com a vazão.

Os geradores síncronos (Figura 2.1) são máquinas síncronas que convertem energia mecânica, produzida pela turbina, em energia elétrica (CHAPMAN, 2013). Esses geradores são constituídos por uma parte fixa, denominada estator e uma parte móvel chamada de rotor (MOURA et al., 2019).

A máquina síncrona contém um enrolamento de campo e um enrolamento de armadura. O enrolamento de campo transporta corrente contínua e produz um campo magnético que induz tensões alternadas nos enrolamentos da armadura. Enquanto os enrolamentos da armadura, normalmente, operam a uma tensão consideravelmente maior que a do campo, necessitando de mais espaço para isolamento (CHAPMAN, 2013).

Os enrolamentos trifásicos da armadura são separados a 120° de distância no espaço, de modo que, com rotação uniforme do campo magnético, tensões deslocadas em 120° na fase temporal sejam produzidas nos enrolamentos (KUNDUR, 1994).

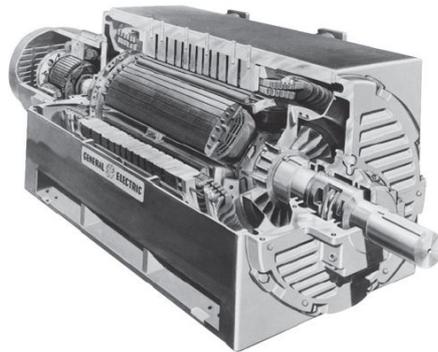


Figura 2.1: Corte de uma máquina síncrona de grande porte.

Fonte: Retirado de Chapman (2013)

2.2 Sistema de Excitação

O conceito da palavra “excitação” é a produção de fluxo pela passagem de corrente no enrolamento de campo. Logo, é necessário que uma fonte de alimentação controlada supra o circuito do enrolamento do motor com corrente contínua. Sendo assim, o sistema de excitação e a regulação de velocidade fazem parte do conjunto desses elementos de controle.

Portanto, o principal objetivo do sistema de excitação é controlar a corrente

contínua que passa pelo enrolamento de campo do gerador síncrono, mantendo as tensões terminais dentro da faixa de tolerância aceitável (MOURA et al., 2019; SOUSA NETO, 2013). A Figura 2.2 representa um diagrama em blocos simplificado de um sistema de excitação com gerador síncrono.

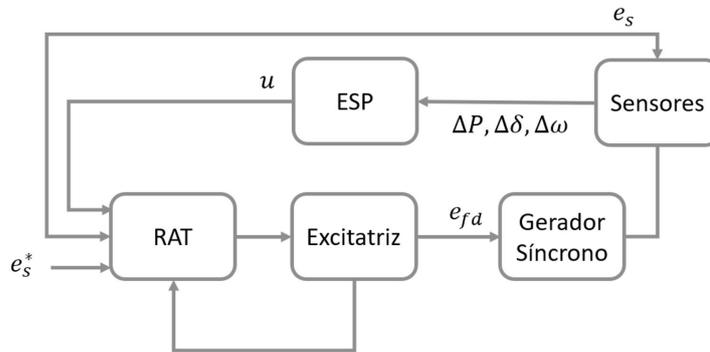


Figura 2.2: Diagrama em blocos simplificado de um sistema de excitação de um gerador síncrono.

Fonte: Adaptado de Sousa Neto (2013)

Sendo: $(\Delta\omega)$ a variação da velocidade, (ΔP) a variação da potência e $(\Delta\delta)$ a variação do ângulo de potência do gerador.

Na Figura 2.2, observa-se que o sistema é constituído por uma excitatriz, por sensores, pelo RAT (Regulador Automático de Tensão) e pelo ESP (Estabilizador de Sistemas de Potência). A excitatriz é responsável por fornecer a energia de corrente contínua para o enrolamento de campo do gerador síncrono. Os sensores medem as grandezas de saída do gerador síncrono, como a tensão e a corrente. O dispositivo RAT processa e amplifica os sinais de entrada utilizados no controle do sistema de excitação, incluindo tanto regulação quanto estabilização do sistema de excitação. Enquanto isto, o ESP oferece um sinal adicional para o regulador de tensão, amortecendo as oscilações eletromecânicas de baixa frequência do sistema elétrico (SOUSA NETO, 2013).

Normalmente, os sistemas de excitação são classificados com base na sua fonte de energia de excitação. Sendo assim, temos os sistemas de excitação rotativos e os sistemas de excitação estáticos. Os sistemas rotativos mais comuns usam geradores de corrente contínua ou máquinas de corrente alternada com retificadores em sua saída. Enquanto isto, os sistemas de excitação estáticos utilizam tiristores estáticos controlados, o que dispensam as unidades rotativas (CALSAN, 2011).

2.2.1 Regulador Automático de Tensão - RAT

O regulador automático de tensão (RAT) é responsável por controlar a tensão terminal produzida nos geradores síncronos, assegurando que os níveis de tensões terminais do gerador permaneça dentro de uma faixa de tolerância pré estabelecida por norma. O RAT também regula a divisão de potência reativa entre as máquinas que operam em paralelo e, realiza o controle da corrente de campo, mantendo os geradores síncronos em sincronismo com o sistema (SOUSA NETO, 2013). Na Figura 2.3 é apresentado um diagrama simplificado de um regulador automático de tensão.

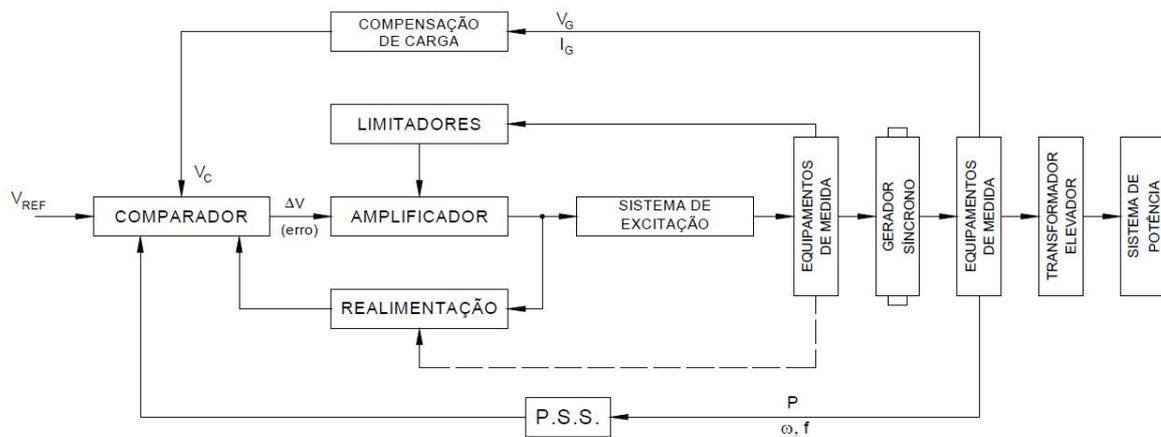


Figura 2.3: Diagrama simplificado de um RAT.

Fonte: Retirado de Calsan (2011)

Através dos equipamentos de medidas verifica-se a tensão terminal do gerador síncrono (V_G), a corrente de carga (I_G), a potência elétrica (P) e a frequência do gerador (f). Em seguida, a tensão terminal do gerador síncrono é compensada pela corrente de carga, gerando a tensão compensada (V_c). Ao equiparar a tensão V_c com a tensão de referência (V_{REF}), obtém-se o sinal de erro resultante (ΔV), este sinal é amplificado e usado para proporcionar as devidas variações na saída do sistema de excitação que produzirá a corrente necessária para o ajuste da tensão terminal do gerador. Sendo assim, o retificador automático de tensão, o sistema de excitação e o gerador síncrono, constituem um sistema de controle em malha fechada, com realimentação negativa (CALSAN, 2011).

Os limitadores possuem a função de proteger os reguladores, o sistema de excitação e o gerador síncrono contra níveis de tensões e correntes inadequados e, fazem com que os sinais dos reguladores permaneçam dentro de faixas pré-estabelecidas na fase

de projeto e operação.

2.3 Estabilidade Eletromecânica

A crescente demanda de energia elétrica e as condições em que os sistemas de potência de grande porte estão sujeitos colaboram com o surgimento de oscilações eletromecânicas ocasionadas por amortecimento insuficiente do regulador automático de tensão (SOUSA NETO, 2013).

Nos estudos de estabilidade analisa-se o comportamento do sistema ao ocorrer mudanças bruscas no sistema ou na produção. Por exemplo, caso aconteça um curto-circuito nas linhas de transmissão e, após a ocorrência destas perturbações o sistema continue a funcionar em sincronismo, este sistema é dito estável (MOURA et al., 2019).

A estabilidade eletromecânica (ou angular) é determinada como sendo a propriedade do sistema elétrico de potência em manter suas unidades geradoras operando em condições de sincronismo (KUNDUR, 1994). Sendo que, existem diversos tipos de modos de oscilações, tais como, as oscilações provenientes de pequenas e/ou de grandes perturbações. Portanto, as análises dos estudos de estabilidade são estabelecidas, geralmente, em dois tipos de estudo, a estabilidade angular a pequenas perturbações e a estabilidade angular transitória, quando o sistema é sujeito a grandes perturbações (AYRES JUNIOR, 2014).

No estudo de estabilidade angular a pequenas perturbações analisa-se a capacidade de manutenção do sincronismo das unidades geradoras integrantes do SEP para pequenos impactos. A resposta a estes pequenos impactos depende de vários fatores, tais como, as condições de operação, a capacidade de transmissão e os sistemas de excitação da geração. Como neste caso os impactos são pequenos, as equações linearizadas podem ser utilizadas nas análises (AYRES JUNIOR, 2014; KUNDUR, 1994).

Quando os sistemas são interligados, a instabilidade acontece de duas maneiras, por meio da aceleração do rotor, com crescimento progressivo do deslocamento angular, devido a falta de torque sincronizante, conforme apresentado na Figura 2.4(a) e mediante a oscilações crescentes do rotor, ocasionadas pela insuficiência de torque de amortecimento, conforme a Figura 2.4(b).

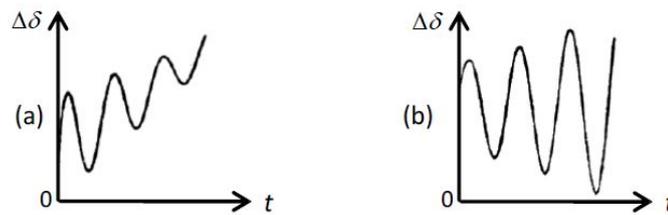


Figura 2.4: Falta de torque (a) sincronizante e (b) de amortecimento.

Fonte: Adaptado de KUNDUR (1994)

2.3.1 Análise de Estabilidade a Pequenos Sinais

A análise de estabilidade a pequenos sinais, geralmente, é dirigida ao problema da instabilidade oscilatória, devido ao uso da tecnologia de eletrônica de potência nos sistemas de excitação de geradores síncronos, ocasionando uma redução acentuada dos tempos de resposta das excitatrizes, sendo favorável para auxiliar na manutenção da estabilidade transitória. Entretanto, isto reduz o torque intrínseco da máquina, prejudicando o amortecimento das oscilações eletromecânicas. Portanto, é necessário amortecer as oscilações dinâmicas para manter os sistemas de excitação rápidos e, dispor de amortecimento suficiente para uma operação segura em regime permanente (AYRES JUNIOR, 2014; KUNDUR, 1994).

As oscilações eletromecânicas são classificadas de acordo com suas devidas frequências de oscilações, apresentando-se em modos: locais, inter-área, inter-planta e torsionais (SOUSA NETO, 2013).

- **Modos locais ou sistema-máquina** - estão relacionados às oscilações que acontecem entre o rotor de cada unidade geradora e o resto do sistema, sendo localizadas em uma unidade de geração ou em uma pequena parte do sistema elétrico. Nestes modos, a frequência de oscilação encontra-se numa faixa que vai de 0,8 Hz a 2,0 Hz;
- **Modos de oscilação interárea** - ocorrem quando um grupo de máquinas de uma região do sistema elétrico é interligado por linhas com reatância indutiva elevada com outro grupo de máquinas, ou seja, estas linhas possuem a capacidade muito inferior a capacidade do sistema em que elas estão conectadas. A frequência nos modos inter-área, normalmente, está na faixa de 0,1 Hz a 0,8 Hz (SANTOS, 2019; SOUSA NETO, 2013);

- **Modos de oscilação inter-planta ou inter-unidades** - são modos com frequência entre 1,0 Hz e 3,0 Hz. Estão associados às oscilações eletromecânicas que ocorrem entre um grupo de máquinas localizados em uma mesma usina;
- **Modos Torcionais** - estão correlacionados com os componentes rotacionais de uma unidade geradora, tais como: rotor do gerador, eixos, turbinas de alta e baixa pressão. Estes modos também podem ser ocasionados pela interação com o esquema de controle do sistema de excitação, reguladores de velocidade e compensadores em série. A frequência de oscilação, geralmente, estão situadas acima de 4,0 Hz.
- **Modos de controle** - estão relacionados à interação entre os sistemas de controle de unidades geradoras com outros controles, como reguladores de tensão mal sintonizados, conversores HVDC (do inglês, *High Voltage Direct Current*) e compensadores estáticos (KUNDUR, 1994; AYRES JUNIOR, 2014).

2.3.2 Modelo do Sistema Máquina-Barramento-Infinito

Para realizar o estudo do desempenho de pequenos sinais de uma única máquina conectada a um grande sistema por meio de linhas de transmissão, o sistema com configuração geral, conforme mostrado na Figura 2.5, pode ser reduzido à um sistema simples de baixa ordem (KUNDUR, 1994).

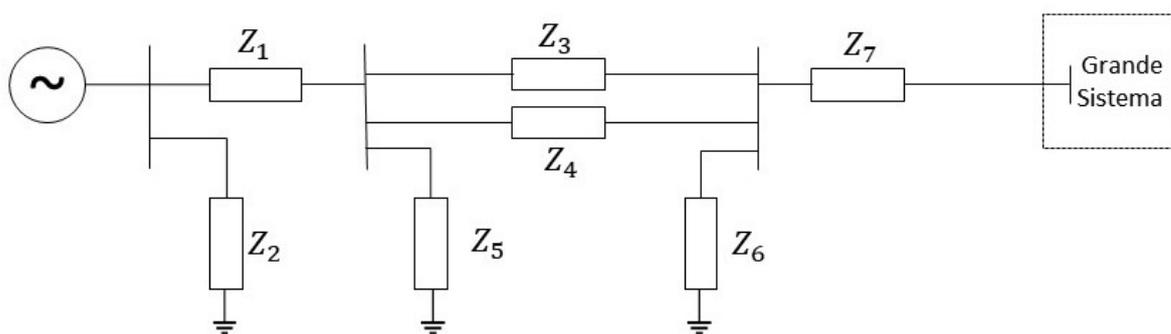


Figura 2.5: Configuração geral de uma única máquina conectada a um grande sistema através de linhas de transmissão.

Fonte: Adaptado de KUNDUR (1994)

Apesar de existirem muitos tipos de modelos de múltiplas máquinas de ordem reduzida, o modelo de decaimento de fluxo com um excitador rápido, é amplamente utilizado em análise de autovalor e sintonia de estabilizadores de sistemas de potência,

sendo a sua estrutura de rede preservada. Além disso, caso as constantes de enrolamento amortecedor sejam muito pequenas, elas podem ser definidas como zero (SAUER e PAI, 2018).

Portanto, segundo Sauer e Pai (2018), o modelo multimáquina com o modelo de decaimento de fluxo e excitador rápido pode ser representado pelo conjunto de equações diferencial-algébricas (2.1) - (2.4).

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_o \quad (2.1)$$

$$\dot{\omega} = \frac{\omega_s}{2H} \left(T_m - \left(E'_q I_q + (X_q - X'_d) I_q I_d + D(\omega - \omega_o) \right) \right) \quad (2.2)$$

$$\dot{E}'_q = -\frac{1}{T'_{do}} \left(E'_q + (X_d - X'_d) I_d - E_{fd} \right) \quad (2.3)$$

$$\dot{E}_{fd} = \frac{1}{T_A} (-E_{fd} + K_A (V_s + V_{ref} - V_t)) \quad (2.4)$$

E, as equações algébricas do estator são dadas pelas equações (2.5) e (2.6).

$$V_t \sin(\delta - \theta) + R_s I_d - X_q I_q = 0 \quad (2.5)$$

$$E'_q - V_t \cos(\delta - \theta) - R_s I_q - X'_d I_d = 0 \quad (2.6)$$

sendo: δ o ângulo interno da máquina (*rad*); ω a velocidade do rotor (p.u.); ω_o a velocidade síncrona do rotor (p.u.); H o tempo de inércia do rotor do gerador; E'_q a tensão elétrica interna em quadratura do estator (p.u.); I_q a corrente em quadratura do estator (p.u.); I_d a corrente direta do estator (p.u.); X_d a reatância do eixo direto do estator; X'_d a reatância transitória do eixo em quadratura do estator; X_q a reatância do eixo em quadratura do estator; T'_{do} a constante de tempo do eixo direto da bobina aberta; E_{fd} a tensão de excitação do rotor do gerador; T_A a contante de tempo do regulador automático de tensão; K_A o ganho do RAT; V_s a tensão de amortecimento gerada pelo ESP; V_{ref} a referência de tensão do RAT; V_t a tensão terminal do gerador; P_t a potência terminal do gerador e θ o ângulo da tensão terminal.

O projeto do ESP é realizado com base em um sistema de barramento infinito

de máquina única (SMIB, do inglês *Single Machine Infinite Bus*). Este modelo SMIB corresponde a representação das dinâmicas elétricas e mecânicas existentes em um gerador síncrono conectado a um barramento infinito (FARIAS, 2021). Sendo os seus parâmetros ajustados para suprimir os modos, tanto o modo local quanto o modo interárea (SAUER e PAI, 2018).

Conforme pode-se observar na Figura 2.6, uma única máquina é conectada a um barramento infinito por meio de uma resistência externa R_e e reatância externa X_e . Esta configuração é bastante utilizada com um modelo de decaimento de fluxo e resistência do estator igual a zero, sendo que nenhuma carga local é adicionada no barramento do gerador (SAUER e PAI, 2018).

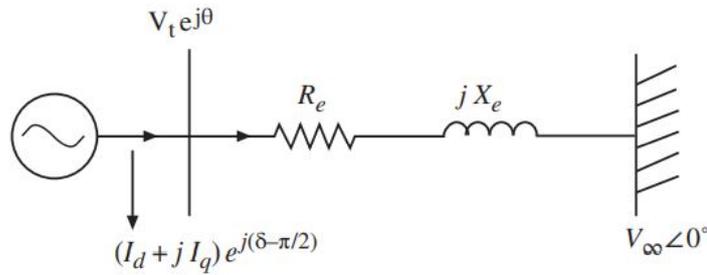


Figura 2.6: Sistema do tipo máquina-barramento infinito

Fonte: Retirado de SAUER e PAI (2018)

Portanto, considerando a tensão E_{fd} como entrada do modelo de decaimento de fluxo da máquina e, assumindo a resistência $R_s = 0$, obtemos o modelo linear do sistema máquina-barramento-infinito. Para isso, são utilizadas as equações linearizadas (2.7) - (2.19) (SAUER e PAI, 2018; AYRES JUNIOR, 2014).

$$R_e = R_t + R_L \quad (2.7)$$

$$X_e = X_t + X_L \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} Z_e &= R_e + jX_e \\ Z_e &= |Z_e| \angle Z_e \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\theta_1 = \arccos \left(\frac{V_t}{V_\infty} \right) \cos(\angle Z_e) - \frac{P_t |Z_e|}{V_t V_\infty} \quad (2.10)$$

$$I_T = \frac{V_T - V_\infty}{Z_e} \quad (2.11)$$

$$\theta = \theta_1 - \angle Z_e \quad (2.12)$$

$$V_T = V_t e^{j\theta} \quad (2.13)$$

$$S = V_T I_T^* = P + jQ \quad (2.14)$$

$$V_d = V_t \sin(\angle E_q - \angle V_T) \quad (2.15)$$

$$V_q = V_t \cos(\angle E_q - \angle V_T) \quad (2.16)$$

$$I_d = I_t \cos(\angle E_q - \angle I_T) \quad (2.17)$$

$$I_q = I_t \sin(\angle E_q - \angle I_T) \quad (2.18)$$

$$E'_q = V_q + X'_d I_d \quad (2.19)$$

2.4 Modelo Linearizado de de Heffron-Phillips

O ESP é um controlador suplementar que opera em conjunto com o RAT e possui a função de estender os limites de estabilidade de geradores síncronos através do controle do sistema de excitação, gerando amortecimento às oscilações eletromecânicas. Um amortecimento insuficiente para estas oscilações eletromecânicas pode limitar a capacidade de transmissão de potência ativa para as cargas (SOUSA NETO, 2013).

O modelo utilizado para realização da sintonia dos ESP é o modelo linearizado proposto por Heffron-Phillips (1952), apresentado na Figura 2.7.

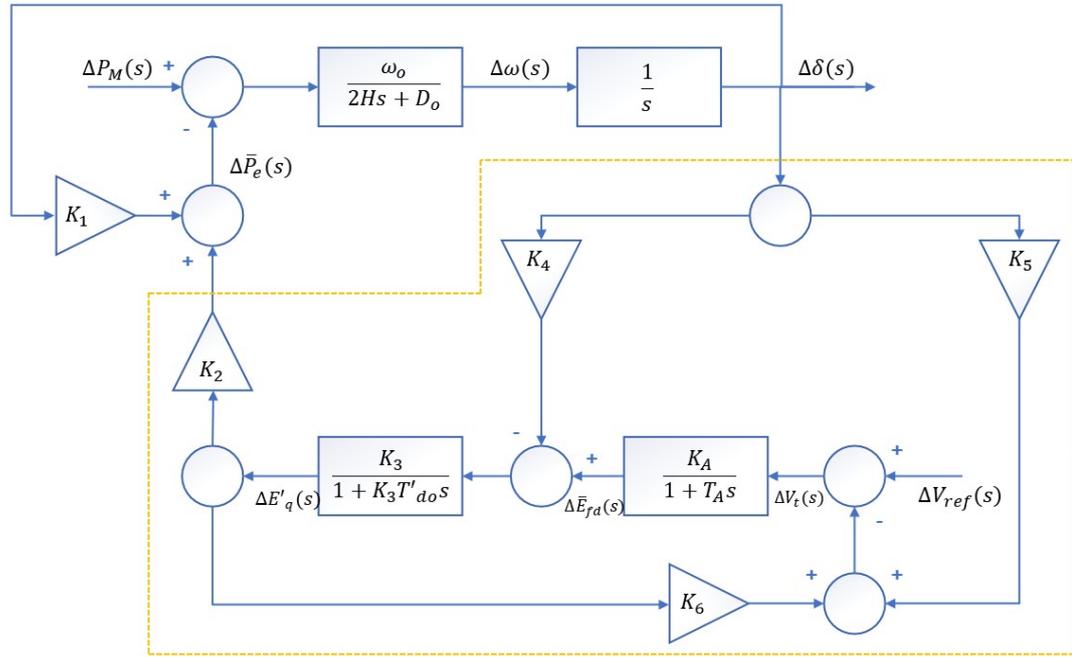


Figura 2.7: Modelo linearizado máquina-barras infinita de Heffron-Phillips.

Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014)

No sistema mostrado na Figura 2.7, apenas a dinâmica do enrolamento de campo é considerada, desprezando a dinâmica dos enrolamentos amortecedores. Para este caso, utiliza-se um RAT do tipo tiristorizado representado por um bloco de primeira ordem ($K_A/(1 + T_A s)$) onde, geralmente, K_A é um valor elevado e T_A é um valor pequeno.

Os ganhos e coeficientes de linearização (K_1 a K_6) são em função do ponto de operação e dos valores dos parâmetros eletromecânicos do sistema. O coeficiente K_4 caracteriza o efeito desmagnetizante ocasionado pelos desvios do ângulos de carga, podendo ser desconsiderado do modelo linearizado, pois apresenta um efeito desprezível para frequências de oscilação de 1 Hz a 3 Hz. Nas equações (2.20 - 2.26), são apresentadas as equações utilizadas para obter cada um dos coeficientes de linearização (AYRES JUNIOR, 2014).

$$\Delta = R_e^2 + (X_e + X_q)(X_e + X'_d) \quad (2.20)$$

$$K_1 = -\frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{array}{l} I_q^o V_\infty (X'_d - X_q) [(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^o) - R_e \text{cos}(\delta^o)] + \\ + V_\infty [I_d^o (X'_d - X_q) - E_q^o] [(X'_d + X_e) \text{cos}(\delta^o) + R_e \text{sen}(\delta^o)] \end{array} \right\} \quad (2.21)$$

$$K_2 = \frac{1}{\Delta} [I_q^o \Delta - I_q^o (X'_d - X_q)(X_q + X_e) - R_e (X'_d - X_q) I_d^o + R_e E_q'^o] \quad (2.22)$$

$$\frac{1}{K_3} = 1 + \frac{(X_d - X'_d)(X_q + X_e)}{\Delta} \quad (2.23)$$

$$K_4 = \frac{V_\infty (X_d - X'_d)}{\Delta} [(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^o) - R_e \text{cos}(\delta^o)] \quad (2.24)$$

$$K_5 = \frac{1}{\Delta} \left\{ \begin{aligned} & \frac{V_d^o}{V_t} X_q [R_e V_\infty \text{sen}(\delta^o) + V_\infty \text{cos}(\delta^o)(X'_d + X_e)] \\ & + \frac{V_q^o}{V_t} [X'_d (R_e V_\infty \text{cos}(\delta^o) - V_\infty (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^o))] \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

$$K_6 = \frac{1}{\Delta} \left\{ \frac{V_d^o}{V_t} X_q R_e - \frac{V_q^o}{V_t} X'_d (X_q + X_e) \right\} + \frac{V_q^o}{V_t} \quad (2.26)$$

Considerando uma análise simplificada para projetos de ESP, o efeito de $\Delta\delta$ sobre ΔV_t pode ser desconsiderado, pois o efeito do RAT sobre a estabilidade dinâmica torna a contribuição de torque através do coeficiente K_5 desprezível.

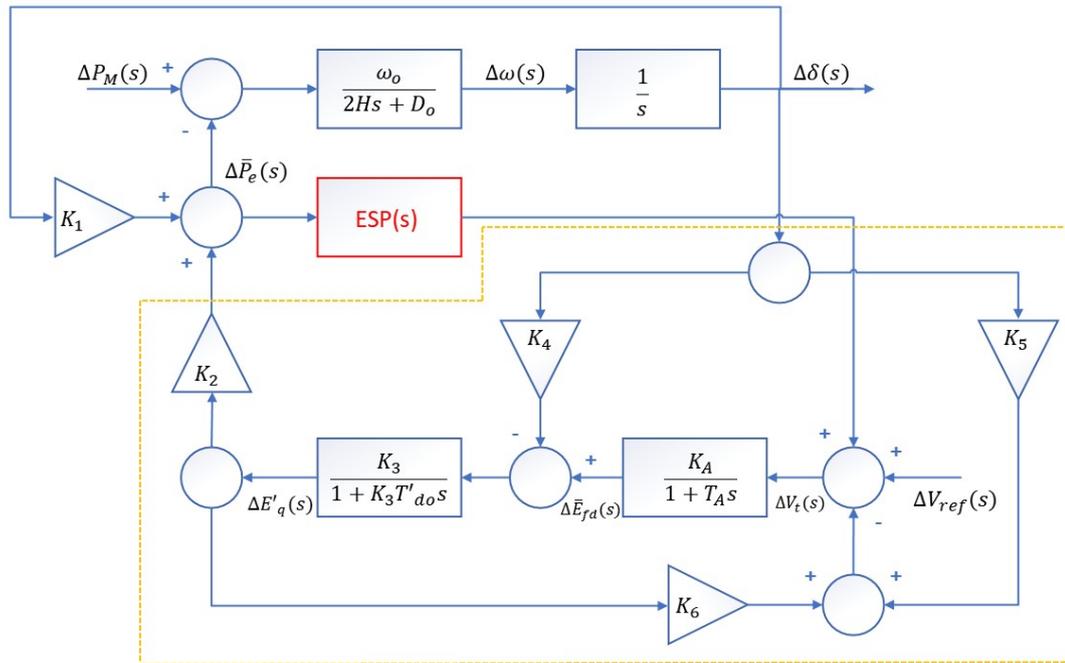


Figura 2.8: Modelo linearizado máquina-barras infinita de Heffron-Phillips com ESP.

Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014)

Entretanto, para fins de análise do comportamento em malha fechada, os efei-

tos dos coeficientes K_4 e K_5 devem ser sempre considerados no modelo, com o ESP já projetado, conforme o diagrama da Figura 2.8 (AYRES JUNIOR, 2014).

Portanto, por meio do diagrama de blocos apresentado na Figura 2.8, obtém-se a função de transferência por espaço de estados da planta linearizada (2.27 e 2.28) em relação a entrada (desvio de tensão) e a saída (desvio de potência elétrica).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1 \omega_o}{2H} & -\frac{D_o \omega_o}{2H} & -\frac{K_2 \omega_o}{2H} & 0 \\ -\frac{K_4}{T'_{do}} & 0 & -\frac{1}{K_3 T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} \\ -\frac{K_A K_5}{T_A} & 0 & -\frac{K_A K_6}{T_A} & -\frac{1}{T_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} \Delta V_{ref} \quad (2.27)$$

$$\Delta P_e = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & K_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \Delta V_{ref} \quad (2.28)$$

E por fim, obtém-se a função de transferência apresentada na Equação 2.29.

$$GepG(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.29)$$

onde:

$$b_2 = \frac{2HK_2K_3K_A}{2HK_3T_A T'_{do}} \quad (2.30)$$

$$b_1 = \frac{D_o K_2 K_3 K_A \omega_o}{2HK_3T_A T'_{do}} \quad (2.31)$$

$$a_3 = \frac{2HT_A + 2HK_3T'_{do} + D_o K_3 T_A T'_{do} \omega_o}{2HK_3T_A T'_{do}} \quad (2.32)$$

$$a_2 = \frac{2H + 2HK_3K_6K_A + D_o T_A \omega_o + D_o K_3 T'_{do} \omega_o + K_1 K_3 T_A T'_{do} \omega_o}{2HK_3T_A T'_{do}} \quad (2.33)$$

$$a_1 = \frac{D_o\omega_o + D_oK_3K_6K_A\omega_o + K_1T_A\omega_o - K_2K_3K_4T_A\omega_o + K_1K_3T'_{do}\omega_o}{2HK_3T_AT'_{do}} \quad (2.34)$$

$$a_0 = \frac{K_1\omega_o - K_2K_3K_4\omega_o - K_2K_3K_5K_A\omega_o + K_1K_3K_6K_A\omega_o}{2HK_3T_AT'_{do}} \quad (2.35)$$

Para os valores de constantes geralmente utilizados na planta do sistema de potência, necessita-se que o torque de amortecimento puro seja:

$$\Delta T_{ESP}(s) = GEP(s)ESP(s)\Delta\omega(s) \quad (2.36)$$

Para isso, assume-se que $\Delta V_{REF}(s) = 0$ e $\Delta\delta(s) = 0$ (KUNDUR, 1994; SAUER; PAI, 2018).

Para que uma componente de torque de amortecimento puro seja produzida, precisa-se que o ESP compense a defasagem gerada por um conjunto conhecido como $GEP(s)$, formado pelo sistema de excitação, pelo gerador e pelo restante do sistema de potência. Sendo esta compensação efetuada por meio de técnicas de avanço-atraso de fase. (AYRES JÚNIOR, 2014).

Geralmente, um estabilizador de sistema de potência é constituído por quatro etapas, sendo estas mostradas na Figura 2.9.

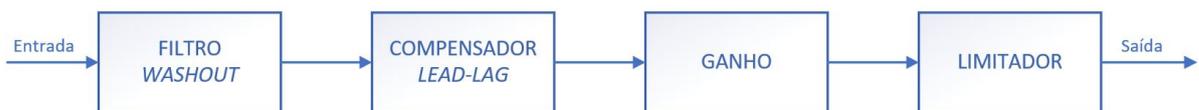


Figura 2.9: Diagrama em blocos de uma estrutura típica de um ESP

Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014)

sendo o filtro *Washout* dado por:

$$G_W(s) = \frac{T_W s}{T_W s + 1} \quad (2.37)$$

Na primeira etapa, utiliza-se o filtro *Washout* para remover o valor médio do sinal de entrada, deixando passar apenas o desvio deste sinal, enviando esta variação para a etapa seguinte. Portanto, o filtro *Washout* é composto por um filtro passa-faixa

com frequências de corte que permitam a passagem da oscilação eletromecânica a qual deseja-se amortecer na etapa seguinte (AYRES JÚNIOR, 2014).

A constante de tempo T_W do filtro deve ser escolhida de forma que deixe passar somente as frequência desejadas, porém, o filtro não deve influenciar a fase ou o ganho na frequência de oscilação (SOUSA NETO, 2013).

Na etapa seguinte, a saída do compensador *lead-lag* é um sinal com uma defasagem projetada para uma determinada frequência de oscilação. E, o ganho e o limitador, servem para graduar a intensidade do sinal amortecedor e limitá-lo para não afetar, exageradamente, na operação do RAT, no qual o sinal do ESP é adicionado (AYRES JUNIOR, 2014).

2.4.1 Modelo para Projeto dos ESPs

Diferentemente do que foi apresentado em Sauer e Pai (2018), onde o projeto do estabilizador é realizado a partir da realimentação do desvio de velocidade $\Delta\omega(s)$, obtendo a contribuição direta de torque amortecedor puro da configuração de realimentação, neste trabalho, assim como o desenvolvido em Ayres Júnior (2018), utiliza-se a realimentação por meio do desvio de potência elétrica $\Delta P_e(s)$. Logo, o modelo SMIB de Heffron-Phillips pode ser reescrito conforme o modelo apresentado na Figura 2.10, sendo que, para a análise das contribuições de torque de amortecimento, são desconsideradas as contribuições das constantes K_4 e K_5 referentes a $\Delta\delta(s)$.

O modelo linearizado do SMIB apresentado no diagrama em blocos da Figura 2.10, pode ser dividido em 3 partes. O sistema $G(s)$ (equação (2.38)) que representa a inércia das massas girantes, o sistema $GEP(s)$ (equação (2.39)) que retrata a dinâmica elétrica do gerador e, o sistema $ESP(s)$ que caracteriza o estabilizador do sistema elétrico de potência, sintonizado para amortecer as oscilações eletromecânicas do SEP (Ayres Junior, 2014).

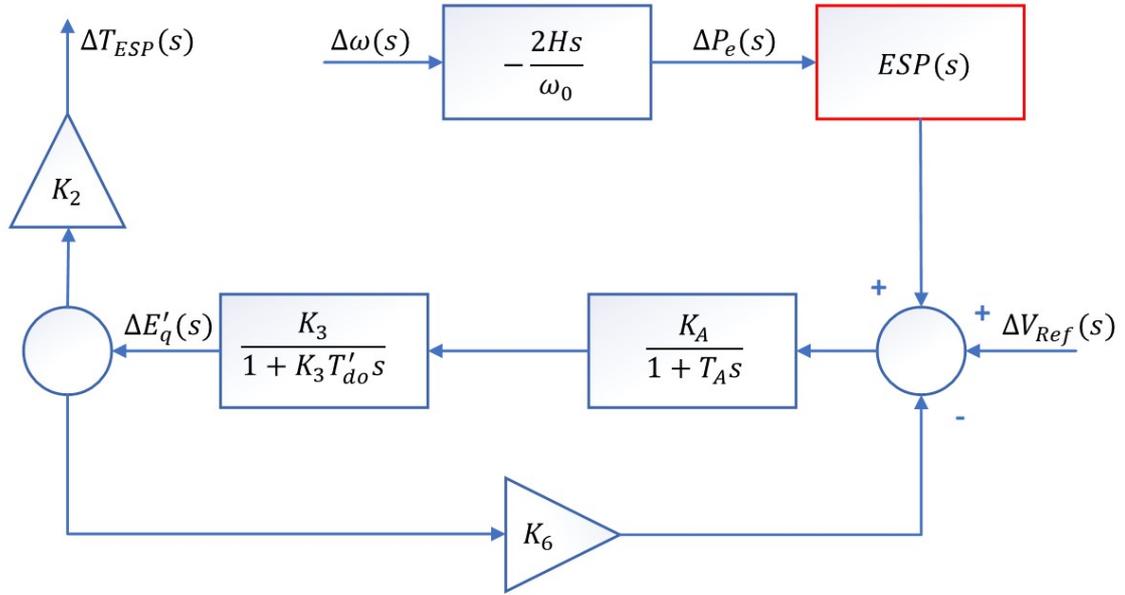


Figura 2.10: Diagrama em blocos do modelo linearizado do SMIB para a sintonia do ESP

Fonte: Adaptado de Sauer e Pai (2018).

$$G(s) = \frac{-2Hs}{\omega_o} \quad (2.38)$$

$$G_{ep}(s) = \frac{K_2 K_3 K_4}{K_A K_3 K_6 (1 + s K_3 T'_{do}) (1 + s T_A)} \quad (2.39)$$

O estabilizador desenvolvido em Sauer e Pai (2018), possui a estrutura apresentada na equação (2.40).

$$ESP(s) = K_{ESP} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^n \quad (2.40)$$

A obtenção do torque de amortecimento $\Delta T_{ESP}(s)$ a partir do desvio de potência elétrica $\Delta P_e(s)$, com a contribuição do ESP é dada pela equação (2.41).

$$\frac{\Delta T_{ESP}(s)}{\Delta P_e(s)} = \left(\frac{K_2 K_3 K_4}{K_A K_3 K_6 (1 + s K_3 T'_{do}) (1 + s T_A)} \right) \left(\frac{-2Hs}{\omega_o} \right) ESP(s) \quad (2.41)$$

Sendo as metodologias utilizadas nos projetos dos estabilizadores apresentadas nos Capítulos 5 e 4.

2.5 Conclusão

Neste capítulo, inicialmente, foram apresentados os conceitos básicos referentes ao sistema de excitação e os problemas de estabilidade existentes em sistemas interligados. Posteriormente, discutiu-se sobre o fato das oscilações eletromecânicas serem causadas pela falta do torque amortecedor.

Para realizar o aumento do torque de amortecimento, é necessário que haja a implementação de um controlador auxiliar conhecido como ESP, pois, o estabilizador possui a função de compensar a defasagem provocada pela GEP e pela inércia das massas girantes, aumentando o torque de amortecimento sem afetar o torque de sincronismo.

Além disso, neste capítulo também são apresentados os conceitos teóricos relacionados as demais componentes do sistema de excitação, tais como o regulador automático de tensão, o filtro *Washout* e o equacionamento do modelo linearizado SMIB de Heffron-Phillips, utilizado na sincronia do ESP, que assim como em Ayres Junior et al. (2018), a contribuição do estabilizador foi obtida pelo torque de amortecimento a partir do desvio de potência elétrica, diferentemente, do modelo de Sauer e Pai (2018) que usa a variação da velocidade.

Capítulo 3

Cálculo de Ordem Fracionária

Neste capítulo, realiza-se uma breve contextualização do cálculo de ordem fracionária, a sua origem e as principais contribuições dos pesquisadores sobre as derivadas e integrais de ordens arbitrárias. Também são apresentados os conceitos relacionados a região de estabilidade dos sistemas linearmente invariantes no tempo de ordem inteira e fracionária, assim como, a resposta em frequência de algumas funções com expoentes fracionários. Além disso, descreve-se sobre o Método de Aproximação de Oustaloup utilizado para aproximar operações fracionárias do seu equivalente de ordem inteira.

Por fim, são apresentados os métodos utilizados na discretização dos controladores e, as equações matemáticas referentes aos índices de desempenho usados na avaliação da performance dos sistemas controlados.

3.1 Teoria do Cálculo Fracionário

O cálculo de ordem não inteira, popularmente conhecido como Cálculo Fracionário, é uma área da matemática que lida com derivadas e integrais de ordens não inteiras, ou seja, é uma generalização do cálculo tradicional que possui conceitos e ferramentas parecidas, porém, com uma aplicabilidade muito mais ampla.

Nas últimas duas décadas, o cálculo fracionário foi redescoberto por cientistas e engenheiros e aplicado em diversas áreas, principalmente em teoria de controle, tornando-se um sucesso (FAIEGHI; NEMATI, 2011).

O cálculo fracionário originou-se no ano de 1695 em uma troca de cartas, onde L'Hospital perguntou à Leibniz o que ocorreria caso o fator n da derivada de uma função,

conforme a equação (3.1), fosse uma fração, (CAMARGO; OLIVEIRA, 2015). Desde então, diversos matemáticos, como Euler, Laplace, Fourier, Abel, Liouville, Riemann e Laurent, contribuíram para o desenvolvimento da teoria que busca estudar derivadas e integrais de ordens arbitrárias (CAPONETTO et al., 2010).

$$D^n = \frac{d^n f(x)}{dx^n} \quad (3.1)$$

Caputo (1969) apresentou uma nova interpretação para a derivada de ordem fracionária e com essa nova definição resolveu o problema de viscoelasticidade e sismologia (CAMARGO; OLIVEIRA, 2015). Em 1998, Lorenzo e Hartley propuseram uma interpretação geométrica para a derivada fracionária de Grunwald-Letnikov, mostrando muita eficiência para resolver problemas numéricos.

Dentre as funções relacionadas ao cálculo fracionário, a função introduzida pelo matemático sueco Mittag-Leffler (1903) é uma das mais importantes, pois representa uma generalização para a função exponencial e tem papel fundamental no estudo de equações diferenciais não-inteiras. Sendo assim, importantes resultados e generalizações foram adquiridos, por meio do cálculo fracionário, em diferentes áreas do conhecimento. Um dos resultados gerou a formalização do operador generalizado que descreve a integração e derivação, de acordo com a equação (3.2), (AYRES JUNIOR, 2018).

$${}_a D_t^q = \begin{cases} \frac{d^q}{dt^q}, \text{ para } q > 0 \\ 1, \text{ para } q = 0 \\ \int_a^t (dt)^{-q}, \text{ para } q < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

sendo, q um parâmetro que define a ordem fracionária e, a e t os limites do operador integral.

Uma definição comumente usada do diferencial fracionário é a de Riemann-Liouville, apresentada na equação (3.3), (XUE et al., 2006).

$${}_a D_t^q f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-q)} \left(\frac{d}{dt} \right)^m \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-(m-q)}} d\tau \quad (3.3)$$

para $m-1 < q < m$ onde $\Gamma(\cdot)$ é conhecido como função gama de Euler. Porém, para esse trabalho será utilizado a definição de Caputo, mostrada na equação (3.4).

$${}_a D_t^q f(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(m-q)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{(q+1-m)}} d\tau, \text{ para } m-1 < q < m \\ \frac{d^m}{dt^m}, \text{ para } q = m \end{cases} \quad (3.4)$$

onde:

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt \quad (3.5)$$

Pela definição de Caputo, a transformada de Laplace da derivada é dada pela equação (3.6), sendo que para condições iniciais nulas, a operação é restrita à equação (3.7), (AYRES JUNIOR, 2018; CAMARGO; OLIVEIRA, 2015).

$$L \left\{ {}_0 D_t^q f(t) \right\} = s^q F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{q-k-1} f^{(k)}(0) \quad (3.6)$$

onde, $k = 0, 1, 2, \dots, (n-1)$, $n \in \mathbb{N}$ e $q \in \mathbb{R}$, tal que, $n-1 < q < m$.

$$L \left\{ {}_0 D_t^q f(t) \right\} = s^q F(s) \quad (3.7)$$

3.2 Estabilidade do Sistema de Ordem Fracionária

Na teoria clássica de controle, o sistema linearmente invariante no tempo (LIT) é estável caso as raízes do polinômio característico (ou polos) sejam negativas ou possuem partes reais negativas, no caso de conjugado complexo. Isto significa que eles estão localizados no semiplano esquerdo do plano complexo. Para o caso do LIT de ordem fracionária, a estabilidade é diferente do de ordem inteira. Contudo, o teorema da estabilidade de Matignon baseado na folha de Riemann pode ser utilizado para análise de estabilidade dos sistemas LIT de ordem inteira e LIT de ordem fracionária (MONJE et al., 2010).

No caso de sistemas de ordem fracionária, os limites de estabilidade estão ligados diretamente ao expoente fracionário. A sua equação característica é um polinômio da variável complexa $\delta = s^\alpha$, a condição de estabilidade é expressa pela equação (3.8), onde δ_i são as raízes do polinômio característico, conforme mostrado na folha de Riemann no plano complexo da Figura 3.1. Para sistemas LIT de ordem inteira, sendo $\alpha = 1$, a condição de estabilidade é indicado na equação (3.9) e verificado no plano complexo da Figura 3.2 (VALERIO; COSTA, 2013; PUANGDOWNREONG, 2019).

$$|\arg(\delta_i)| = \delta \frac{\pi}{2}, \text{ para } i = 1, 2, \dots, n \quad (3.8)$$

$$|\arg(\delta_i)| = \frac{\pi}{2}, \text{ para } i = 1, 2, \dots, n \quad (3.9)$$

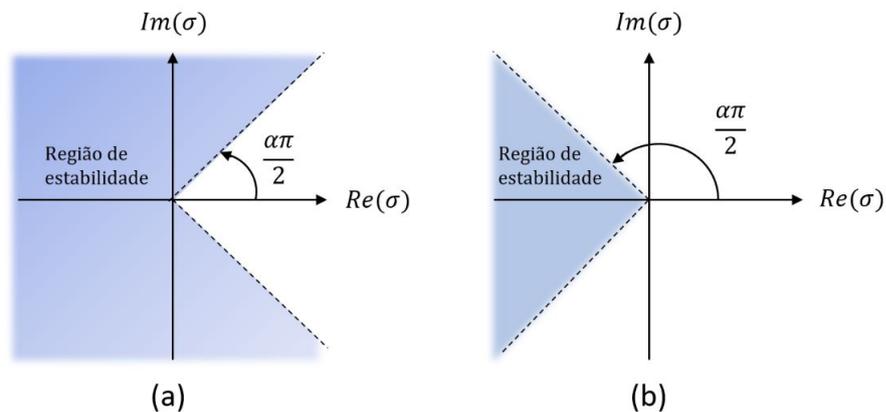


Figura 3.1: Regiões de estabilidade; a esquerda: $0 < \alpha < 1$; a direita: $1 < \alpha < 2$

Fonte: Adaptado de VALERIO e COSTA (2013).

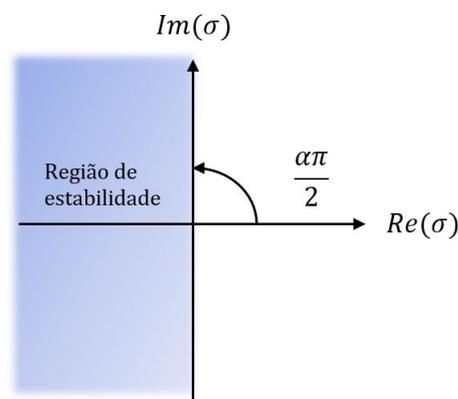


Figura 3.2: Regiões de estabilidade para $\alpha = 1$

Fonte: Adaptado de PUANGDOWNREONG (2019)

3.3 Resposta em Frequência de Sistemas de Ordem Fracionária

A função de transferência é uma ferramenta analítica útil para encontrar a resposta em frequência de um sistema, pois, a resposta em frequência pode ser representada por um gráfico de $G(\omega)$ por ω , com ω variando de $(0, \infty)$.

Assim como para o caso de uma função de transferência de ordem inteira, a resposta em frequência de uma função de transferência fracionária pode ser encontrada substituindo s por $j\omega$, ou seja, a resposta em frequência será avaliada no semieixo imaginário positivo, $s = j\omega$, $\omega \in \mathbb{R}^+$ (VALÉRIO; COSTA, 2013).

Uma maneira mais simples de conseguir a resposta em frequência é utilizando os gráficos de Bode, pois, o intervalo de frequência necessário, geralmente, é muito extenso e não é conveniente o uso da escala linear para o eixo das frequências. Além disso, é possível localizar características importantes do circuito através dos gráficos de magnitude H e fase φ . Portanto, os diagramas de Bode são gráficos semilogarítmicos da magnitude (dB - decibéis) e da fase (graus) de uma função de transferência pela frequência (ALEXANDER; SADIKU, 213).

Portanto, considerando a função de transferência ideal apresentada na equação (3.10), a sua resposta em frequência é dada pela equação (3.11).

$$G(s) = s^\alpha \quad (3.10)$$

$$G(j\omega) = (j\omega)^\alpha \quad (3.11)$$

Sendo assim, seu ganho e sua fase são dados por:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= 20 \log_{10} \omega^\alpha = 20\alpha \log_{10} \omega \text{ dB}, \\ \varphi(\omega) &= \angle(j\omega)^\alpha = \frac{\alpha\pi}{2}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

No diagrama de Bode linear da equação (3.11), o ganho apresenta uma inclinação constante de 20α dB/década e a fase é constante para todos os valores de ω , igual a $\alpha 90^\circ$.

Para o caso em que α da equação 3.15 é igual a $-0,5$ e $0,5$, obtêm-se o diagrama de Bode mostrado na Figura 3.3.

Observe que, na Figura 3.3, quando $\alpha = 0,5$, ou seja, $\alpha > 0$, o diagrama apresenta uma característica de passa-alta. Já para $\alpha = -0,5$ ($\alpha < 0$), o gráfico possui uma característica de passa-baixa.

A fase é constante e igual a $\alpha 90^\circ$ para todos os valores de frequência. Quando $\alpha = 0,5$ a fase é de 45° e, para $\alpha = -0,5$ a fase é de -45° . E, a frequência de corte no ganho unitário de 0dB é de 1rad/s.

Note também, que a frequência de corte, para qual o ganho é unitário (0 dB), é de 1 rad/s e não depende do valor de α , pois, $20 \log_{10} |G(j)| = 20\alpha \log_{10} 1 = 0$ dB.

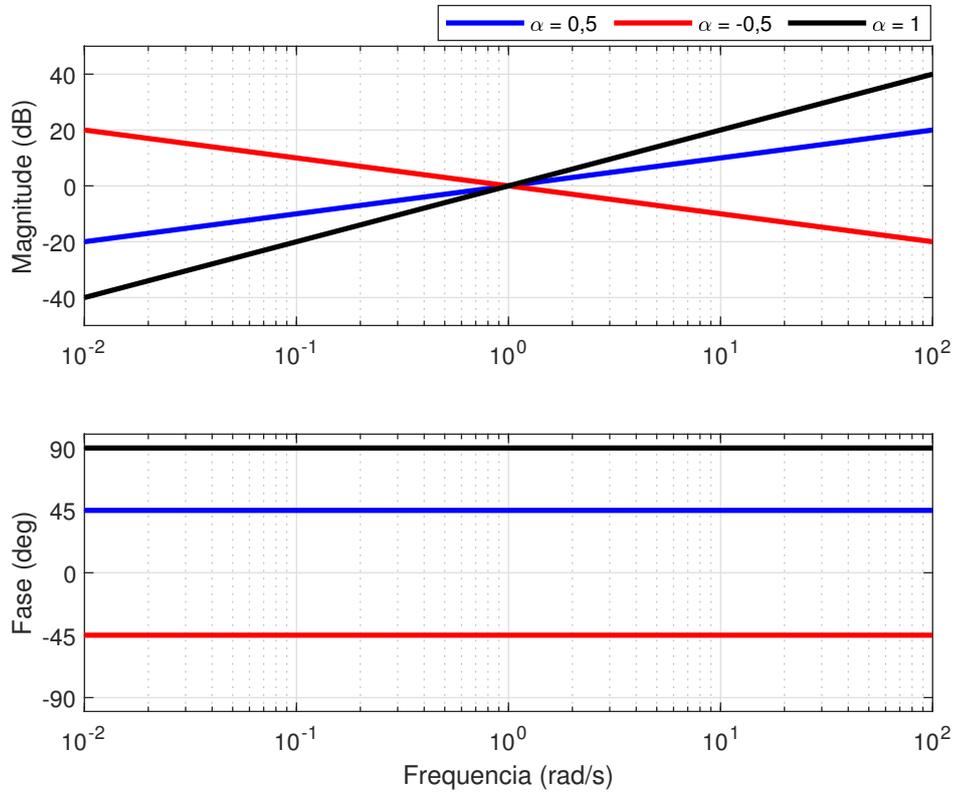


Figura 3.3: Diagrama de Bode para $G_1(s) = s^\alpha$

Fonte: Adaptado de Valério e Costa (2013)

Porém, para obtermos as contribuições de ganho e fase do sistema (3.13):

$$G(s) = (Ts + 1)^\alpha \quad (3.13)$$

Sabe-se que:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= (Tj\omega + 1)^\alpha = (a + jb)^\alpha \\ e^{j\theta} &= \cos\theta + jsen\theta \\ (e^{j\theta'})^\alpha &= e^{j\theta'\alpha} \\ \ln(e^{j\theta'\alpha}) &= \alpha \ln(e^{j\theta'}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

logo:

$$\begin{aligned} \theta &= \alpha\theta' \\ \theta' &= \tan^{-1}(T\omega) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Sendo assim, a contribuição de fase para o sistema da equação (3.13) é dada pela equação (3.16).

$$\varphi(\omega) = \alpha \tan^{-1}(T\omega) \quad (3.16)$$

E, a contribuição de ganho é de:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= 20 \log_{10} |(j\omega T + 1)^\alpha| \\ H(\omega) &= 20 \log_{10} \sqrt{1^2 + (\omega T)^2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Para o caso em que $G(s)$ é um sistema conforme mostrado na equação (3.18).

$$G(s) = Ts^\alpha + 1 \quad (3.18)$$

sendo:

$$s^\alpha = (j\omega)^\alpha = \omega^\alpha \left(\cos\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) + j \operatorname{sen}\left(\alpha \frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (3.19)$$

logo:

$$G(j\omega) = T\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + jT\omega^\alpha \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 1 \quad (3.20)$$

Dessa forma, têm-se que a fase da equação (3.18) é dada pela equação (3.21).

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{T\omega^\alpha \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)}{T\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 1} \right) \quad (3.21)$$

E, a contribuição em magnitude é dada por:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= 20 \log_{10} |T\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + jT\omega^\alpha \operatorname{sen}\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 1| \\ H(\omega) &= 20 \log_{10} (T^2\omega^{2\alpha} + 2T\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 1)^{1/2} \\ H(\omega) &= 10 \log_{10} (T^2\omega^{2\alpha} + 2T\omega^\alpha \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) + 1) \end{aligned} \quad (3.22)$$

3.4 Método de Aproximação de Oustaloup

Muitas equações diferenciais de ordem fracionária são resolvidas por meio de soluções analíticas. Logo, é comum aplicar métodos de aproximações numéricas para obtenção de soluções aproximadas. Deste modo, muitos dos métodos de aproximação de

operadores de ordem fracionária para ordem inteira foram obtidos de estudos do comportamento das funções no domínio da frequência (AYRES JUNIOR, 2018; FAIEGHI; NEMAT, 2011). É possível encontrar funções de transferência inteira que se aproximam do comportamento dinâmico de uma determinada função de transferência fracionária e, tais aproximações são muito úteis.

Apesar existirem métodos numéricos para resolver equações diferenciais fracionárias, os de ordem inteiras podem ser utilizados em *software* onde estes métodos são os únicos implementados ou onde eles são executados com um melhor suporte. Sendo que, embora hajam implementações de *hardware* de controladores fracionários, geralmente, é mais fácil e barato implementar apenas as funções de transferência de número inteiro em *hardware*. Por estes motivos, utilizam-se os métodos de aproximações da ordem fracionária para a ordem inteira (VALÉRIO; COSTA, 2013).

O método de aproximação de s^α mais usado é o de **Oustaloup**, também conhecido como aproximação de Crone (do francês, *Commande Robuste d'Ordre Non-Entier*), que significa controle robusto de ordem não inteira (VALÉRIO; COSTA, 2013). Neste método, a derivada de ordem fracionária é aproximada, no domínio da frequência, por uma função de transferência racional (AYRES JUNIOR et al., 2018). A aproximação de Oustaloup, dada pelas equações (3.23-3.25), possui N polos reais estáveis e N zeros reais estáveis dentro de uma faixa de frequência, baixa e alta $[\omega_l, \omega_h]$ (VALÉRIO; COSTA, 2013).

$$s^\alpha \approx C \prod_{m=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z,m}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p,m}}} \quad (3.23)$$

$$\omega_{z,m} = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{2m-1-\alpha}{2N}} \quad (3.24)$$

$$\omega_{p,m} = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{2m-1+\alpha}{2N}} \quad (3.25)$$

Os número de polos e zeros N é escolhido previamente, sendo que, os valores baixos resultando em aproximações mais simples, mas também causando o aparecimento de uma ondulação nos comportamentos de ganho e de fase (FAIEGHI; NEMAT, 2011). O ganho C é ajustado para que a aproximação tenha ganho unitário a 1 rad/s, sendo $|(j\omega)^\alpha| = 1$, para todo valor α . Os polos e zeros são recursivamente alocados, como pôde-se verificar em (3.24) e (3.25) (VALÉRIO; COSTA, 2013):

$$\frac{\omega_{z,m+1}}{\omega_{z,m}} = \frac{\omega_{p,m+1}}{\omega_{p,m}} = \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{\frac{1}{N}} \quad (3.26)$$

Isso implica que, qualquer que seja o valor de α , os polos e zeros se alternam no semi-eixo real negativo. A razão constante, mostrada na equação 3.26, implica que polos e zeros são equivalentes em uma escala logarítmica de frequências, como as encontradas em um diagrama de Bode (VALÉRIO; COSTA, 2013).

3.5 Método de Discretização

Para a implementação dos controladores no sistema simulado não linear, é necessário transformá-los em um controle digital, no tempo discreto.

A mudança para o tempo discreto possibilita a utilização de diversas estratégias de controle de alto desempenho que não podem ser implementadas por controladores analógicos (LANDAU; ZITO, 2006).

O controle digital de uma planta envolve um processo conhecido como amostragem onde o sinal de saída é amostrado com um período T_s . (BAZANELLA; SILVA JUNIOR, 2017). A implementação de um controle digital é realizada por meio de equações diferenciais que descrevem as operações matemáticas a serem programadas.

Contudo, quando os sinais são amostrados, a transformada de Laplace se torna um tanto intratável, logo, ela pode ser substituída por outra transformada, denominada **transformada z** (NISE, 2012).

A transformada z é a utilizada para analisar sistemas lineares discretos, desempenhando a mesma função para os sistemas discretos que a transformada de Laplace para os sistemas contínuos (POWELL et al., 2013). A transformada z é definida conforme explicito na equação 3.27

$$G(z) = \sum_{k=0}^{\infty} g(k)z^{-k}, \text{ para } k = 0, 1, 2, \dots, n, \quad (3.27)$$

onde, $g(k)$ é a versão amostrada de $g(t)$.

3.5.1 Método de Tustin

Uma das técnicas usadas para encontrar um controlador digital é conhecida como equivalente discreto, ou emulação, que consiste em desenvolver um compensador contínuo $D(s)$ e aproximá-lo usando o **Método de Tustin**. Lembrando que, este método trata-se de uma aproximação, logo, não há solução exata para todas as entradas possíveis, pois, o compensador contínuo responde ao histórico temporal completo do erro ($e(t)$) em função do tempo, diferentemente quando ele é discretizado, possuindo apenas amostras ($e(kT_s)$).

Para o método de Tustin, utiliza-se a integração trapezoidal para cada passo, ou seja, aproxima-se $e(t)$ por uma linha reta entre duas amostras. Sendo assim, suponha que:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = D(s) = \frac{1}{s}, \quad (3.28)$$

a sua integração é dada por:

$$u(kT_s) = \int_0^{kT_s - T_s} e(t) dt + \int_{kT_s - T_s}^{kT_s} e(t) dt, \quad (3.29)$$

podendo ser reescrita como:

$$u(kT_s) = u(kT_s - T_s) + \text{área sob } e(t) \text{ sobre o último } T_s \quad (3.30)$$

sendo T_s o período de amostragem.

Escrevendo $u(kT_s)$ como $u(k)$ e $u(kT_s - T_s)$ como $u(k - 1)$ por simplicidade, podemos obter a transformada z da equação 3.31.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{T_s}{2} \left(\frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) = \frac{1}{\frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right)} \quad (3.31)$$

Caso seja realizado a mesma aproximação para $D(s) = a/(s + a)$, percebemos que:

$$s = \frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (3.32)$$

3.5.2 Método de Transformação z Combinado

Outro método de discretização usado neste trabalho é o **Método de Transformação Z Combinado** (do inglês *Matched Z Transform*), também denominado de mapeamento polo-zero. Esta técnica realiza a conversão de um projeto de filtro de tempo contínuo para um filtro digital.

O método *matched* funciona mapeando todos os polos e zeros da função do plano s para localizações do plano z ($z = e^{sT}$). Portanto, essa técnica consiste em um conjunto de regras heurísticas, apresentadas a seguir (YANG et al., 2009). Sendo $G_A(s)$ a função no tempo contínuo e $G(z)$ a função no tempo discreto.

1. Todos os polos e zeros de uma função $G_A(s)$ são mapeados de acordo com $z = e^{sT}$;
2. Todos os zeros de $G_A(s)$ em $s = \infty$ são mapeados para o ponto $z = -1$ em $G(z)$. (Destaca-se que $s = j\infty$ e $z = -1 = e^{j\pi}$ representam a frequência mais alta no plano s e no plano z , respectivamente);
3. Caso deseje-se um atraso unitário no sistema digital, um zero de $G_A(s)$ em $s = \infty$ é mapeado em $z = 0$ de modo que $G(z)$ seja apropriado, ou seja, a ordem do numerador é menor que a do denominador.
4. O ganho de $G(z)$ em $z = 1$ deve ser ajustado para igualar o ganho de $G_A(s)$ em $s = 0$.

3.5.3 Escolha da Frequência de Amostragem para Sistemas de Controle

Considere a discretização de uma senoide de frequência f_0 para várias frequências de amostragem f_s , apresentada na Figura 3.4. Observe que para uma frequência de amostragem $f_s = 8f_0$, a natureza contínua do sinal analógico não se altera ao se discretizar o sinal. Para $f_s = 2f_0$, cada amostragem seja realizada nos instantes $2\pi f_0 t$, ainda é possível obter uma boa amostragem do sinal periódico. Porém, caso a amostragem seja feita no instante em que $2\pi f_0 t = n\pi$, a sequência de amostras igual a zero (LANDAU; ZITO, 2006).

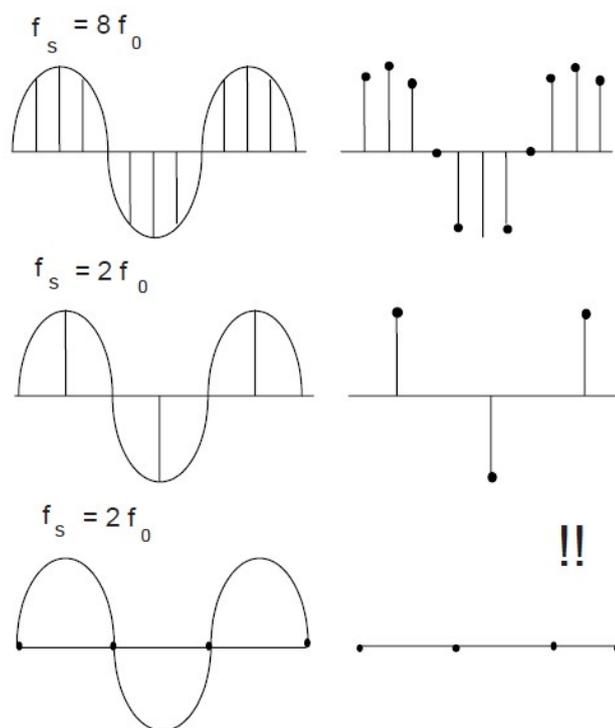


Figura 3.4: Discretização de um sinal senoidal

Fonte: Retirado de Landau e Zito (2006)

Portanto, para reconstruir um sinal contínuo é necessário que a frequência de amostragem atenda a condição que:

$$f_s > 2f_{max} \quad (3.33)$$

sendo f_{max} a frequência máxima a ser transmitida. Na prática, geralmente, escolhe-se a frequência de amostragem mais alta.

É necessário que haja um limite máximo para a frequência de amostragem devido ao fenômeno de sobreposição (*aliasing*), que corresponde ao aparecimento de distorções.

A frequência de amostragem para sistemas de controle digital é selecionada de acordo com a largura de banda desejada do sistema em malha fechada. Observe que, não importa como os desempenhos desejados sejam especificados, eles sempre podem estar relacionados à largura de banda do sistema de malha fechada.

A regra usada para escolher a frequência de amostragem em sistemas de controle é a apresentada na equação (3.34).

$$f_s = (6 \text{ a } 25)f_B^{CL} \quad (3.34)$$

onde f_B^{CL} é a largura de banda do sistema de malha fechada.

Logo, o tempo de amostragem T_s é dado por:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.35)$$

3.6 Índices de Desempenho

Para quantificar o erro da resposta do sistema em função da variação de potência elétrica, utilizam-se os critérios baseados na integral do erro, sendo eles: ISE (integral dos erros ao quadrado) e ITAE (integral do módulo do erro vezes o tempo). A equação referente a cada um desses índices são mostradas nas equações (3.36) e (3.37).

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (3.36)$$

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)| dt \quad (3.37)$$

Com a finalidade de avaliar o esforço sobre os elementos atuadores, usa-se a integral quadrática do sinal de controle (ISC) e a integral do módulo do sinal de controle vezes o tempo (ITAC). Portanto, quanto maior o valor do índice calculado, maior o esforço que o controlador exigiu do atuador. Sendo essas equações em (3.38) e (3.39).

$$ISC = \int_0^T u^2(t) dt \quad (3.38)$$

$$ITAC = \int_0^T t|u(t)| dt \quad (3.39)$$

3.7 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados alguns conceitos acerca do cálculo de ordem fracionária que são importantes para o entendimento do desenvolvimento e aplicação dos controladores de ordem fracionária.

Entre esses conceitos, destacam-se a região de estabilidade dos sistemas de ordem fracionária, onde verifica-se que quando o expoente fracionária varia de 0 a 1, ele possui

uma região de estabilidade maior do que quando varia de 1 a 2. Outro ponto importante, é a resposta no domínio da frequência desses sistemas de ordem fracionária que desenvolvem resposta semelhante a de filtros passa-baixa e passa-alta.

Em seguida, mostrou-se a técnica de aproximação de um sistema fracionário para o seu equivalente inteiro. Além disso, apresentou-se os métodos de discretização utilizados para transformar os controladores de tempo contínuo em controladores digitais, implementados no sistema não linear desenvolvido no programa computacional *Simulink*. Por fim, foram mostradas as equações referentes aos índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle que serão usadas para avaliar de forma quantitativa a performance dos ESPs desenvolvidos.

Capítulo 4

Técnicas de Sintonia dos ESPs Convencional e Fracionários

Para a sintonia dos ESPs convencional e fracionários, é utilizado o esquemático do sistema em malha fechada com o controlador na malha de realimentação, mostrado na Figura 4.1, onde $G_{ep}(s)$ é dado pela equação (2.39) e $G(s)$ pela equação (2.38).

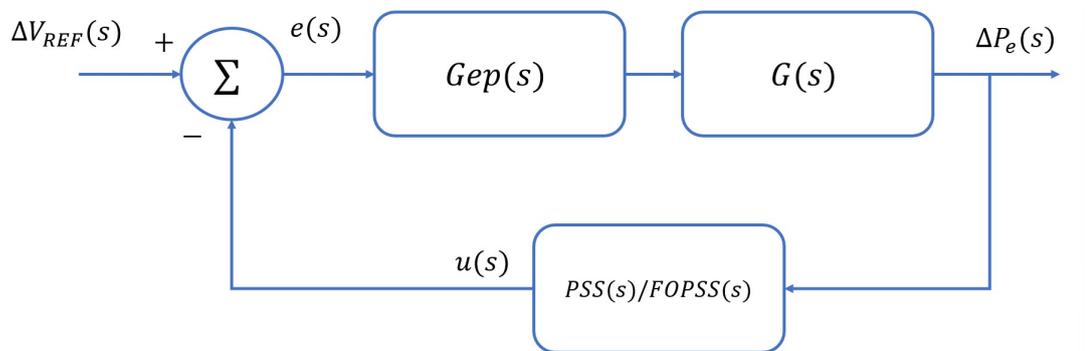


Figura 4.1: Diagrama do Sistema SMIB em malha fechada

Fonte: Figura do autor

Logo, Neste capítulo, são apresentadas as metodologias de projeto dos estabilizadores: convencional de Sauer e Pai (2018), fracionário de Ayres Junior et al. (2018), e fracionário de Ayres Junior et al. (2020) via alocação de polos de ordem fracionária.

4.1 Método Clássico de Sauer e Pai

Para a sintonia do ESP convencional, utiliza-se a metodologia de domínio da frequência apresentada em Sauer E Pai (2018).

Logo, o compensador ESP pode ser sintonizado através dos três seguintes passos:

- **Passo 1:** Encontre a frequência natural não amortecida ω_n (rad/s) da relação de torque-ângulo, conforme pode-se observar na Figura 4.2, desconsiderando o amortecimento devido a todas as outras fontes.

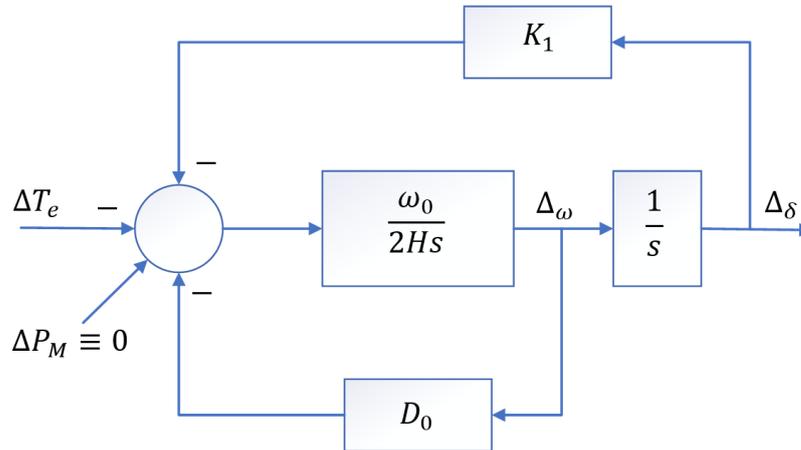


Figura 4.2: Relação torque-ângulo

Fonte: Adaptado de Sauer e Pai (2018).

Logo, a relação torque-ângulo é:

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_e(s)} = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_0}s^2 + D_0s + K_1} \quad (4.1)$$

Supondo que $D_0 \equiv 0$, a frequência natural é dada pelas raízes da equação característica (4.2)

$$\frac{2H}{\omega_0}s^2 + K_1 = 0 \quad (4.2)$$

logo:

$$s_{1,2} = \pm j\sqrt{\frac{K_1\omega_0}{2H}} \text{ (rad/s)} \quad (4.3)$$

Dessa forma, a frequência natural é obtida através da equação (4.4).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1\omega_0}{2H}} \text{ (rad/s)} \quad (4.4)$$

- **Passo 2:** Encontre a de fase de $GEP(s)$ e $G(s)$ em $s = j\omega_n$. E, obtenha o valor da fase a ser compensada, de modo que:

$$\angle GEP(s) |_{s=j\omega_n} + \angle ESP(s) |_{s=j\omega_n} + \angle G(s) |_{s=j\omega_n} = 0 \quad (4.5)$$

Portanto, considerando que o ESP possui ordem dois ($n = 2$) e ignorando o filtro *Washout* cuja contribuição de fase é aproximadamente zero, têm-se que:

$$\angle(1 + j\omega_n T_1) = \angle(1 + j\omega_n T_2) - \left(\frac{\angle GEP(j\omega_n)}{2} + \frac{\angle G(j\omega_n)}{2} \right) \quad (4.6)$$

Em seguida, escolhe-se o valor da constante de tempo T_1 e obtém-se o valor da constante T_2 do compensador através da equação (4.7), de modo que $T_1 > T_2$.

$$T_2 = \frac{1}{\omega_n} \left(\arctan(\omega_n T_1) - \left(\frac{\angle GEP(j\omega_n)}{2} + \frac{\angle G(j\omega_n)}{2} \right) \right) \quad (4.7)$$

- **Passo 3:** Obtenha o ganho do ESP (ou PSS, do inglês *Power System Stabilizer*) (K_{PSS}). Para isso, é necessário escolher o fator de amortecimento (ζ_d) desejado e calcular o valor da contribuição de torque amortecedor D_{PSS} utilizando a equação (4.8).

$$D_{PSS} = 2\zeta_d \omega_n \frac{2H}{\omega_0} \quad (4.8)$$

Em seguida, calcula-se o ganho K_{PSS} através da relação (4.9).

$$K_{PSS} = \frac{D_{PSS}}{|GEP(j\omega_n)| |ESP(j\omega_n)| |G(j\omega_n)|} \quad (4.9)$$

Dessa forma, obtém-se todos os parâmetros do estabilizador de sistemas de potência convencional (equação (4.10)) pela metodologia apresentada em Sauer e Pai (2018).

$$PSS(s) = K_{PSS} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^2 \quad (4.10)$$

Após a obtenção do compensador *Lead – Lag*, aplica-se o método de Tustin para transformá-lo em um controlador digital, para que o mesmo seja implementado no sistema de geração de energia em escala reduzida não linear, em ambiente computacional.

4.2 Método Fracionário de Ayres Junior

Em Ayres Junior (2018) foi desenvolvida uma metodologia para projeto do ESP baseado no cálculo de ordem fracionária (FOPSS, do inglês *Fractional Order Power System Stability*). Esta sintonia é realizada através de quatro passos semelhantes aos apresentados no método convencional de Sauer Pai (AYRES JUNIOR, 2018).

- **Passo 1:** Calcula-se a frequência natural ω_n dos modos eletromecânicos por meio da equação (4.4). Posteriormente, obtém-se o valor da fase a ser compensada através das equações (4.5) e (4.6).
- **Passo 2:** Escolhe-se o valor da constante de tempo T_1 e calcular o valor da constante T_2 através da equação (4.11).

$$T_2 = \frac{1}{T_1 \omega_n^2} \quad (4.11)$$

- **Passo 3:** Calcula-se o valor do expoente fracionário necessário para projetar o ESP de ordem fracionária aplicando as equações (4.12) e (4.13).

$$\alpha (\angle 1 + j\omega_n T_1 - \angle 1 + j\omega_n T_2) = \angle ESP(j\omega_n). \quad (4.12)$$

$$\alpha = \frac{\angle ESP(j\omega_n)}{(\angle 1 + j\omega_n T_1 - \angle 1 + j\omega_n T_2)} \quad (4.13)$$

- **Passo 4:** Obtém-se a contribuição de torque de amortecimento, conforme a equação (4.8) e, em seguida, calcular o ganho do ESP de ordem fracionária K_{FOPSS} de maneira semelhante ao método atual, através da equação (4.9).

Dessa forma, aplicam-se os valores obtidos na estrutura do compensador fracionário da equação (4.14).

$$FOPSS_1(s) = K_{FOPSS} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^\alpha \quad (4.14)$$

Após a obtenção dos parâmetros do compensador *Lead – Lag* fracionário, realiza-se a conversão do sistema para uma ordem dois (2), modificando-o para o seu equivalente de

ordem inteira. Por fim, aplica-se o método de Tustin para transformar o compensador em um controlador digital.

4.3 Método Fracionário via Alocação de Polos de Ordem Fracionária de Ayres Junior

Em Ayres Junior et al. (2020) foi apresentada uma nova técnica de sintonia de controladores de ordem fracionária baseada em um método de alocação de polos de ordem fracionária (FOPP, do inglês *Fractional-Order Pole Placement*) (AYRES JUNIOR et al., 2020). Este método consiste em determinar os coeficientes do controlador através de igualdades polinomiais entre o polinômio desejado que contém as especificações de projeto almejadas e, o polinômio característico do SMIB em malha fechada.

Portanto, nesta seção são apresentados os passos necessários para realizar a sintonia do ESP de ordem fracionária usando a metodologia FOPP.

- **Passo 1:** Determina-se os valores das especificações de projeto desejadas, tais como, a frequência natural ω_n , que é calculada conforme a equação (4.4), o fator de amortecimento ζ e o expoente fracionário α que, neste trabalho, definiu-se como $\alpha = 0,5$.
- **Passo 2:** Aplica-se a equação Diofantina.

Considere o diagrama em blocos do sistema em malha fechada mostrado na Figura 4.3, onde a função de transferência $GepG(s)$ é dada pela equação (2.29) e $FOPSS(s)$ representa o compensador *Lead – Lag*.

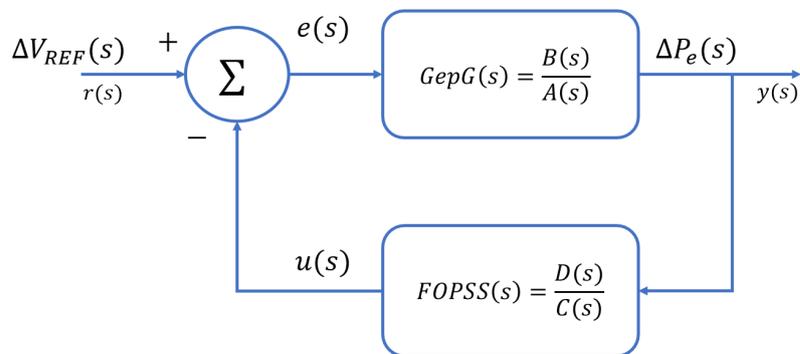


Figura 4.3: Diagrama em blocos do sistema em malha fechada

Fonte: Figura do autor

Como o denominador do compensador não deve ter uma ordem superior a da planta, definiu-se o compensador *Lead – Lag* como sendo:

$$FOPSS_2(s) = \frac{d_7 s^{3,5} + d_6 s^3 + d_5 s^{2,5} + d_4 s^2 + d_3 s^{1,5} d_2 s + d_1 s^{0,5} + d_0}{s^3 + c_5 s^{2,5} + c_4 s^2 + c_3 s^{1,5} c_2 s + c_1 s^{0,5} + c_0} \quad (4.15)$$

A função de transferência em malha fechada ($T(s)$) desse sistema (Figura 4.3), pode ser escrita conforme a equação (4.16) (BAZANELLA, SILVA JUNIOR, 2017).

$$T(s) = \frac{Q_n(s)}{Q_d(s)} = \frac{GepG(s)}{1 + GepG(s)FOPSS(s)} \quad (4.16)$$

Logo, o polinômio característico é representado conforme a equação (4.17).

$$Q_d(s) = A(s)C(s) + B(s)D(s) \quad (4.17)$$

Sendo p_1, p_2, \dots, p_n , s valores dos polos desejados em malha fechada, a equação (4.18) representa o polinômio desejado com os valores do coeficiente de amortecimento desejado ζ , da frequência natural ω_n e dos polos auxiliares.

$$P_d(s) = (s^{2\alpha} + 2\zeta\omega_n^\alpha s^\alpha + \omega_n^{2\alpha})(s^\alpha + p_1)(s^\alpha + p_2)(s^\alpha + p_3)(s^\alpha + p_4)\dots(s^\alpha + p_n) \quad (4.18)$$

Como definiu-se α como sendo 0,5, dessa forma, temos que o polinômio desejado será dado por:

$$P_d(s) = s^7 + q_2 s^{6,5} q_3 + s^6 + q_4 s^{5,5} + q_5 s^5 + q_6 s^{4,5} + q_7 s^4 + q_8 s^{3,5} + q_9 s^3 + q_{10} s^{2,5} + q_{11} s^2 + q_{12} s^{1,5} + q_{13} s^1 + q_{14} s^{0,5} + q_{15} s^0 \quad (4.19)$$

Em seguida, realiza-se a igualdade dos coeficientes do polinômio característico do sistema em malha fechada (equação (4.17)) e do polinômio desejado (equação (4.19)), conforme apresentado na equação (4.20).

$$\begin{bmatrix}
 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 a_3, 0, 1, 0, 0, 0, b_2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 0, a_3, 0, 1, 0, 0, 0, b_2, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 a_2, 0, a_3, 0, 1, 0, b_1, 0, b_2, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 0, a_2, 0, a_3, 0, 1, 0, b_1, 0, b_2, 0, 0, 0, 0 \\
 a_1, 0, a_2, 0, a_3, 0, 0, 0, b_1, 0, b_2, 0, 0, 0 \\
 0, a_1, 0, a_2, 0, a_3, 0, 0, 0, b_1, 0, b_2, 0, 0 \\
 a_0, 0, a_1, 0, a_2, 0, 0, 0, 0, 0, b_1, 0, b_2, 0 \\
 0, a_0, 0, a_1, 0, a_2, 0, 0, 0, 0, 0, b_1, 0, b_2 \\
 0, 0, a_0, 0, a_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, b_1, 0 \\
 0, 0, 0, a_0, 0, a_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, b_1 \\
 0, 0, 0, 0, a_0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\
 0, 0, 0, 0, 0, a_0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 c_5 \\
 c_4 \\
 c_3 \\
 c_2 \\
 c_1 \\
 c_0 \\
 d_7 \\
 d_6 \\
 d_5 \\
 d_4 \\
 d_3 \\
 d_2 \\
 d_1 \\
 d_0
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 p_2 \\
 p_3 - a_3 \\
 p_4 \\
 p_5 - a_2 \\
 p_6 \\
 p_7 - a_1 \\
 p_8 \\
 p_9 - a_0 \\
 p_{10} \\
 p_{11} \\
 p_{12} \\
 p_{13} \\
 p_{14} \\
 p_{15}
 \end{bmatrix}
 \quad (4.20)$$

Portanto, solucionando a equação linear (4.20), encontramos os coeficientes do FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária, mostrado na equação (4.15).

- **Passo 3:** Realiza-se a aproximação da função de ordem fracionária para o seu equivalente de ordem inteira através do Método de Aproximação de Oustaloup.

Conforme pode-se observar na função de transferência do compensador (equação (4.15)), os expoentes fracionários de s^k podem ser representados como sendo a multiplicação de $s^\alpha s^n$, sendo $\alpha = 0,5$ e n um número inteiro de 0 a 3.

Portanto, realiza-se a aproximação do derivador fracionário s^α e, em seguida, multiplica-se o resultado obtido pela ordem inteira, de acordo com o exemplo mostrado na equação (4.21).

$$FOPSS_2(s) = \frac{d_7 g_1(s) s^3 + d_6 s^3 + d_5 g_1(s) s^2 + d_4 s^2 + d_3 g_1(s) s + d_2 s + d_1 g_1(s) + d_0}{s^3 + c_5 g_1(s) s^2 + c_4 s^2 + c_3 g_1(s) s + c_2 s + c_1 g_1(s) + c_0} \quad (4.21)$$

onde $g_1(s)$ é a aproximação de $s^{0,5}$ para o seu equivalente de ordem inteira.

- **Passo 4:** Realiza-se a redução da ordem do controlador.

Como a ordem da função de transferência de ordem inteira do compensador FOPSS será muito alta, opta-se por reduzir a ordem deste controlador para uma ordem dois (ordem 2) utilizando o comando *reduce* do programa computacional *Matlab*.

- **Passo 5:** Efetua-se a discretização do compensador usando o método de transformação Z correspondente (*Matched*), para aplicarmos ao sistema simulado não linear em escala reduzida.

4.4 Conclusão

Neste capítulo foi mostrado passo a passo para a sintonia dos estabilizadores de sistemas de potência pelos métodos convencional de Sauer e Pai e fracionários de Ayres Junior.

Como o estabilizador está localizado na malha de realimentação, a margem de fase do sistema em malha fechada deve ser igual a zero (0).

No método convencional, deve se atentar na escolha da constante T_1 , pois, de modo que a relação $T_1 > T_2$ seja atendida. Os passos necessários para encontrarmos os parâmetros do compensador usando a metodologia de Ayres Junior et al. (2018) são semelhante ao método clássico, divergindo apenas ao calcularmos o valor de T_2 e do expoente fracionário α .

O método fracionário de Ayres Junior et al. (2020), a qual denominamos de FOPSS-FOPP, apresenta uma sequência de passos diferente das técnicas de sintonia anteriores. Previamente, escolheu-se o valor de $\alpha = 0,5$ e atentou-se ao fato da qual ordem do denominador do controlador deveria ser menor que a da planta, como a malha direta $G_{ep}(s) * G(s)$ resultaria em um sistema de ordem 4, optou-se por usar um controlador de terceira ordem.

Entretanto, o polinômio característico do sistema em malha fechada resultaria em uma função de sétima ordem, logo, no sistema fracionário com expoentes múltiplos de 0,5, sucederia em quinze coeficientes. Portanto, por tais motivos, o numerador do controlador apresentou uma ordem maior, de 3,5, ao compararmos com o denominador.

Por fim, abordou-se o método de discretização utilizado para cada compensador, divergindo de acordo com a necessidade e a melhor resposta obtida pelo controlador discretizado.

Capítulo 5

Técnica de Sintonia do ESP

Fracionário Baseado nos Valores de Margem de Ganho e Margem de Fase

Neste capítulo, é apresentada uma nova metodologia de sintonia de estabilizadores de sistemas de potência de ordem fracionária (FOPSS), conforme o apresentado na equação (5.1).

$$FOPSS_3(s) = K_{FOPSS} \left(\frac{1 + T_1 s^\alpha}{1 + T_2 s^\alpha} \right) \quad (5.1)$$

Portanto, para obtermos os valores das constantes de tempo T_1 e T_2 , do ganho K_{FOPSS} e do expoente fracionário α , utiliza-se o método analítico de sintonia de controladores baseado em valores de margem de ganho e margem de fase (MGMF).

5.1 Metodologia Analítica para Obtenção dos Parâmetros do Compensador

O método baseado em valores de margem de ganho e margem de fase foi inicialmente desenvolvido por Valério e Costa (2013) para obter os cinco parâmetros do controlador FOPID (do inglês *Fractional Order Proportional-Integral-Derivative*). Porém,

neste trabalho é realizada uma adaptação desta metodologia para que venhamos a obter os parâmetros do compensador *Lead – Lag* de ordem fracionária. Sendo assim, considere a estrutura do compensador apresentado na equação (5.2) (VALÉRIO; COSTA, 2013).

$$C(s) = K \frac{T_1 s^\alpha + 1}{T_2 s^\beta + 1} \quad (5.2)$$

Sabendo que s^σ pode ser reescrito como:

$$s^\sigma = (j\omega)^\sigma = \omega^\sigma (\cos(\sigma \frac{\pi}{2}) + j \sin(\sigma \frac{\pi}{2})) \quad (5.3)$$

sendo σ um valor fracionário.

Aplicando a relação apresentada na equação (5.3), no compensador da equação (5.2), têm-se que o compensador no domínio da frequência é representado pela equação (5.4).

$$C(j\omega) = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} \quad (5.4)$$

onde:

$$N(j\omega) = KT_1 T_2 \omega^{\alpha+\beta} (\cos((\alpha - \beta) \frac{\pi}{2}) + j \sin((\alpha - \beta) \frac{\pi}{2})) + \dots \quad (5.5)$$

$$KT_1 \omega^\alpha (\cos(\alpha \frac{\pi}{2}) + j \sin(\alpha \frac{\pi}{2})) + KT_2 \omega^\beta (\cos(\beta \frac{\pi}{2}) - j \sin(\beta \frac{\pi}{2})) + K$$

$$D(j\omega) = T_2^2 \omega^{2\beta} + 2T_2 \omega^\beta \cos\left(\beta \frac{\pi}{2}\right) + 1 \quad (5.6)$$

1. Para garantir a margem de fase MF: $\varphi_m = 180^\circ + \angle|C(j\omega_{gc})G'(j\omega_{gc})|$ na frequência de cruzamento de ganho $\omega_{gc} : |C(j\omega_{gc})G'(j\omega_{gc})| = 1$, têm-se que:

$$C(j\omega_{gc})G'(j\omega_{gc}) = e^{j(-\pi+\varphi_m)} \quad (5.7)$$

sendo $G'(j\omega)$ a função de transferência da planta.

$$C(j\omega) = \frac{e^{j(-\pi+\varphi_m)}}{G'(j\omega)} \quad (5.8)$$

Sabendo que:

$$e^{j(-\pi+\varphi_m)} = \cos(-\pi + \varphi_m) + j \operatorname{sen}(-\pi + \varphi_m) \quad (5.9)$$

$$G'(j\omega_{gc}) = |G'(j\omega_{gc})|\angle G'(j\omega_{gc}) \quad (5.10)$$

Dessa forma, têm-se que a equação (5.7), pode ser representada como:

$$C(j\omega_{gc}) = \frac{\cos(-\pi + \varphi_m) + j\text{sen}(-\pi + \varphi_m)}{|G'(j\omega_{gc})|\angle G'(j\omega_{gc})} \quad (5.11)$$

$$C(j\omega_{gc}) = \frac{\cos(-\pi + \varphi_m - \angle G'(j\omega_{gc})) + j\text{sen}(-\pi + \varphi_m - \angle G'(j\omega_{gc}))}{|G'(j\omega_{gc})|} \quad (5.12)$$

Realizando as substituições e separando a parte real da imaginária, têm-se que:

$$\frac{KT_1T_2\omega_{gc}^{\alpha+\beta} \cos((\alpha - \beta)\frac{\pi}{2}) + KT_1\omega_{gc}^\alpha \cos(\alpha\frac{\pi}{2}) + KT_2\omega_{gc}^\beta \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + K}{T_2^2\omega_{gc}^{2\beta} + 2T_2\omega_{gc}^\beta \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + 1} = \frac{\cos(-\pi + \varphi_m - \angle G'(j\omega_{gc}))}{|G'(j\omega_{gc})|} \quad (5.13)$$

$$\frac{KT_1T_2\omega_{gc}^{\alpha+\beta} \sin((\alpha - \beta)\frac{\pi}{2}) + KT_1\omega_{gc}^\alpha \sin(\alpha\frac{\pi}{2}) - KT_2\omega_{gc}^\beta \sin(\beta\frac{\pi}{2})}{T_2^2\omega_{gc}^{2\beta} + 2T_2\omega_{gc}^\beta \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + 1} = \frac{\sin(-\pi + \varphi_m - \angle G'(j\omega_{gc}))}{|G'(j\omega_{gc})|} \quad (5.14)$$

2. Para garantir a margem de ganho MG: $gm = \frac{1}{|C(j\omega_{pc})G'(j\omega_{pc})|}$ na frequência de cruzamento de fase $\omega_{pc} : \angle|C(j\omega_{pc})G'(j\omega_{pc})| = -\pi$, têm-se que:

$$C(j\omega_{pc})G'(j\omega_{pc}) = -\frac{1}{gm} \quad (5.15)$$

Substituindo as equações (5.9) e (5.10) na equação (5.15), obtém-se a relação apresentada na equação (5.17).

$$C(j\omega_{pc}) = \frac{\frac{1}{gm}e^{j\pi}}{|G'(j\omega_{pc})|\angle G'(j\omega_{pc})} \quad (5.16)$$

$$C(j\omega_{pc}) = \frac{\cos(\pi - \angle G'(j\omega_{pc})) + j\text{sen}(\pi - \angle G'(j\omega_{pc}))}{gm|G'(j\omega_{pc})|} \quad (5.17)$$

Separando a parte real da parte imaginária, têm-se que:

$$\frac{KT_1T_2\omega_{pc}^{\alpha+\beta} \cos((\alpha - \beta)\frac{\pi}{2}) + KT_1\omega_{pc}^{\alpha} \cos(\alpha\frac{\pi}{2}) + KT_2\omega_{pc}^{\beta} \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + K}{T_2^2\omega_{pc}^{2\beta} + 2T_2\omega_{pc}^{\beta} \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + 1} = \frac{\cos(\pi - \angle G'(j\omega_{pc}))}{gm|G'(j\omega_{pc})|} \quad (5.18)$$

$$\frac{KT_1T_2\omega_{pc}^{\alpha+\beta} \sin((\alpha - \beta)\frac{\pi}{2}) + KT_1\omega_{pc}^{\alpha} \sin(\alpha\frac{\pi}{2}) - KT_2\omega_{pc}^{\beta} \sin(\beta\frac{\pi}{2})}{T_2^2\omega_{pc}^{2\beta} + 2T_2\omega_{pc}^{\beta} \cos(\beta\frac{\pi}{2}) + 1} = \frac{\sin(\pi - \angle G'(j\omega_{pc}))}{gm|G'(j\omega_{pc})|} \quad (5.19)$$

Portanto, para se obter os parâmetros K , T_1 , T_2 , α e β , utiliza-se as quatro equações não lineares (5.13), (5.14), (5.18) e (5.19). Os valores de margem de ganho e margem de fase, frequência de cruzamento de ganho e frequência de cruzamento de fase são escolhidos de acordo com as especificações desejadas para cada sistema em malha fechada.

Para uma melhor compreensão do controlador apresentado na equação (5.2), considere os seguintes exemplos:

$$C_1(s) = \frac{0,5s^{0,35}+1}{0,125s^{0,85}+1} \quad \alpha < \beta$$

$$C_2(s) = \frac{0,5s^{0,85}+1}{0,125s^{0,35}+1} \quad \alpha > \beta \quad (5.20)$$

$$C_3(s) = \frac{0,5s^{0,85}+1}{0,125s^{0,85}+1} \quad \alpha = \beta$$

No diagrama de Bode mostrado na Figura 5.1, é possível verificar que para o caso onde $\alpha < \beta$ o controlador $C_1(s)$ desenvolve uma característica de filtro passa-baixa. Enquanto isso, para o caso em que $\alpha > \beta$, a resposta em frequência do controlador $C_2(s)$ se assemelha à um filtro passa-alta. Por fim, quando $\alpha = \beta$, o controlador $C_3(s)$ possui uma característica passa-faixa.

Sendo assim, como o estabilizador de sistemas de potência apresenta características de um compensador *Lead-Lag*, os valores dos expoentes fracionários devem ser iguais. Logo, por tais motivos, o FOPSS desenvolvido neste trabalho é definido conforme a equação (5.1).

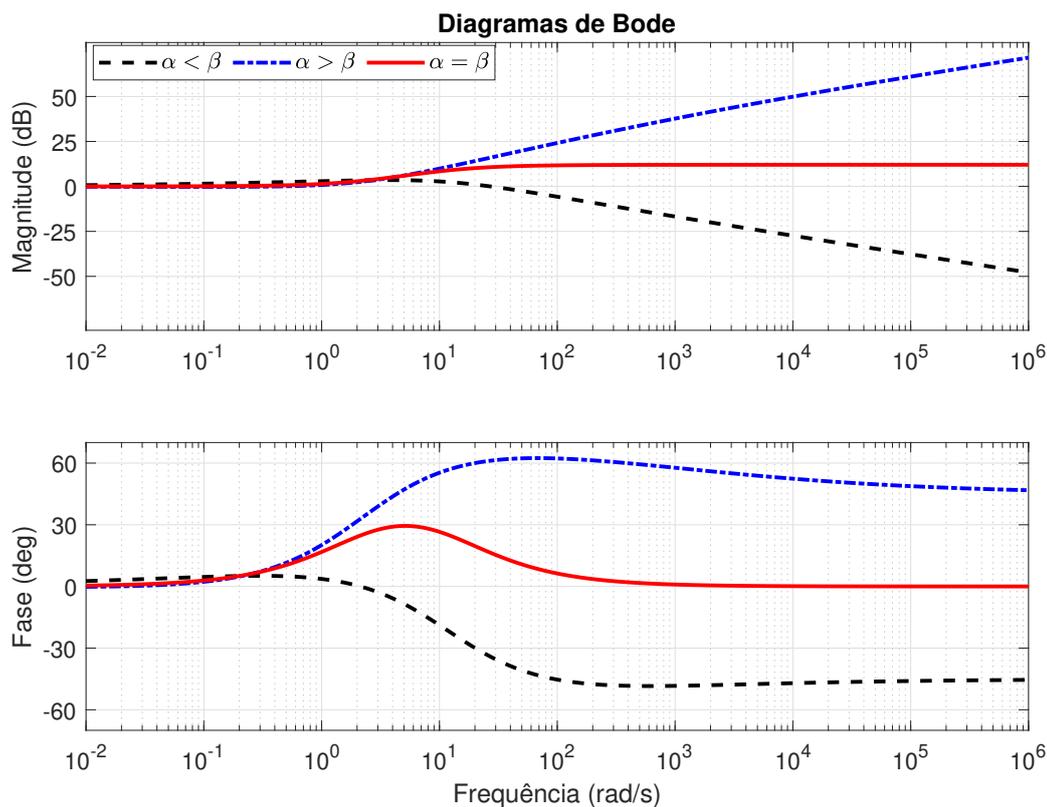


Figura 5.1: Diagramas de Bode dos Compensadores

5.2 Método Fracionário via Margem de Ganho e Margem de Fase

O projeto do compensador *Lead – Lag* fracionário, mostrado na equação (5.1), pelo método analítico baseado nos valores de margem de ganho e margem de fase, é realizado seguindo as etapas a seguir:

- **Passo 1:** Determina-se os valores das especificações de projeto desejadas, tais como: a frequência natural ω_n , que é calculada conforme a equação (4.4); o fator de amortecimento ζ ; o valor da margem de fase desejada para o sistema em malha fechada, que no caso deve ser de $\phi_m = 0^\circ$; e a margem de ganho através da equação (5.21).

$$gm = \frac{4H\omega_n\zeta}{\omega_o} \quad (5.21)$$

sendo H o tempo de inercia do rotor do gerador e ω_o a velocidade síncrona do rotor.

- **Passo 2:** Determinam-se os valores iniciais para as frequências de cruzamento de ganho (ω_{gc}) e de fase (ω_{pc}).
- **Passo 3:** Aplicam-se os valores das especificações desejadas nas quatro equações não lineares ((5.13), (5.14)(5.18) e (5.19)) e obtemos os valores parâmetros (K_{FOPSS} , T_1 , T_2 e α) do compensador de ordem fracionária.

É importante destacar que a escolha dos valores de frequência de cruzamento de ganho e de fase é realizada através do método heurístico, ou seja, por meio de tentativas e erros. Logo, caso os valores dos parâmetros encontrados para controlador fracionário não satisfaça as especificações desejadas para o sistema em malha fechada, os valores de ω_{gc} e ω_{pc} devem ser alterados.

- **Passo 4:** Aplica-se o método de aproximação de Oustaloup no derivador fracionário s^α e encontra-se o seu equivalente de ordem inteira, a qual denominaremos de $g_1(s)$. Portanto, o compensador fracionário $FOPSS_3(s)$, mostrado na equação (5.1), será similar ao equivalente de ordem inteira da equação (5.22), em uma determinada banda frequência (ω_l, ω_h).

$$FOPSS_3(s) = K_{FOPSS} \frac{1 + T_1 g_1(s)}{1 + T_2 g_1(s)} \quad (5.22)$$

- **Passo 5:** Efetua-se a discretização do $FOPSS_3(s)$ usando o método de Tustin, para aplicarmos ao sistema simulado não linear em escala reduzida de 10 kVA.

5.3 Conclusão

Neste capítulo, foi descrita a metodologia analítica para a sintonia dos compensadores *lead – lag* de ordem fracionária baseada nos valores de margem de ganho e margem de fase a qual, será utilizada para obtenção dos parâmetros do FOPSS. Além disso, é realizado o esclarecimento do porquê utiliza-se a estrutura matemática proposta do FOPSS com $\alpha = \beta$.

Por fim, apresentou-se os cinco passos necessários para realizar o projeto do estabilizador de sistemas de potência fracionário desenvolvido neste trabalho

Capítulo 6

Sintonia dos ESPs Convencional e Fracionários

Neste capítulo, é apresentado um esquemático do sistema realizado em ambiente computacional para efetuar as simulações e os testes. Também estão contidos os valores dos parâmetros do sistema de geração de energia em escala reduzida de 10 kVA. Em seguida, são apresentados os estabilizadores sintonizados através dos métodos descritos no Capítulo 5.

6.1 Ambiente de Simulação

Neste trabalho, são utilizados os parâmetros de um sistema formado por um grupo gerador com uma potência de 10kVA. Para isso, constituiu-se um modelo em ambiente computacional, Matlab/Simulink versão *2021.b*.

Para o projeto dos compensadores *Lead-Lag* usou-se o modelo linearizado de Heffron-Phillips. Porém, para a realização dos testes simulados, utilizou-se o modelo matemático não linear que retrata o comportamento dinâmico do sistema, conforme apresentado nas equações (2.1) a (2.4). No diagrama em blocos apresentado na Figura 6.1 é possível visualizar o esquemático do sistema adotado para realizar os testes simulados.

Portanto, o sistema é composto por uma máquina síncrona trifásica com potência de 10 kVA, frequência de 60 Hz e tensão terminal de 220 V, por um estabilizador de sistemas de potência (ESP), pelo regulador automático de tensão (RAT), uma perda de 100 W, por um transformador 380/220 V, por duas linhas de transmissão trifásicas e um

barramento infinito.

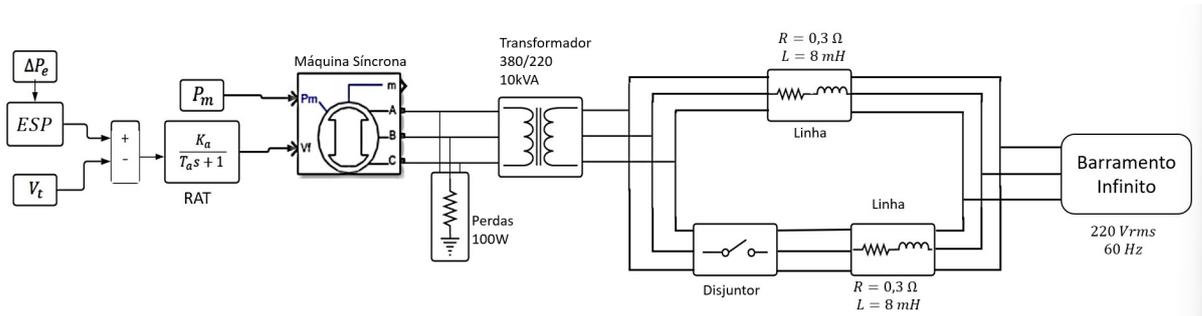


Figura 6.1: Diagrama em blocos do sistema simulado.

Os parâmetros do sistema em escala reduzida utilizados para a realização deste trabalho são os mesmos contidos no trabalho de Ayres Junior (2014), sendo estes apresentados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros do Sistema Elétrico em Escala Reduzida.

Adaptado de Ayres Junior (2014)

Parâmetro		Valor
Velocidade síncrona	$\omega_0(\text{rad/s})$	377
Tensão terminal	$V_t(\text{p.u.})$	1,04
Tensão do barramento infinito	$V_\infty(\text{p.u.})$	1,0
Resistência da linha	$R_L(\text{p.u.})$	0,049
Reatância da linha	$X_L(\text{p.u.})$	0,197
Resistência dos transformadores	$R_t(\text{p.u.})$	0
Reatância dos transformadores	$X_t(\text{p.u.})$	0,08
Ganho do RAT	K_A	2,5
Constante de tempo do RAT	$T_A(\text{s})$	0,105
Constante de amortecimento natural	$D_0(\text{N/m})$	0,01
Tempo de inércia	$H(\text{s})$	3,861
Reatância de eixo de q	$X_q(\text{p.u.})$	0,693
Reatância de eixo de d	$X_d(\text{p.u.})$	1,058
Reatância transitória de eixo de d	$X'_d(\text{p.u.})$	0,169
Constante de tempo transitória	$T'_{d0}(\text{s})$	0,4133

Os compensadores *Lead-Lag* foram sintonizados para três pontos de operação de

potência elétrica ativa distintas ($P_e = 0,3$ p.u., $P_e = 0,5$ p.u. e $P_e = 0,8$ p.u.). Entretanto, os parâmetros apresentados na Tabela 6.1 e na Tabela 6.2, permanecem inalterados.

Tabela 6.2: Valores dos Parâmetros para Sintonia dos Compensadores

Parâmetros		Valor
Tempo de Acomodação	t_s (s)	2,0
Fator de Acomodação	ζ	0,2
Frequência Natural - $P_e = 0,3$ p.u.	$\omega_{n0,3}$ (rad/s)	7,8703
Frequência Natural - $P_e = 0,5$ p.u.	$\omega_{n0,5}$ (rad/s)	8,1716
Frequência Natural - $P_e = 0,8$ p.u.	$\omega_{n0,8}$ (rad/s)	8,5525
Tempo de Amostragem	T_s (s)	0,06
Tempo de Amostragem do FOPSS-FOPP	T_{s-fopp} (s)	0,01

Segundo os conceitos apresentados na subseção 3.5.3, respeitando o limite máximo e mínimo da frequência de amostragem, a escolha do tempo de amostragem $T_s = 0,06$ (s) foi baseado no artigo de Ayres Junior et al. (2018).

Entretanto, ao usarmos este tempo de amostragem ($T_s = 0,06$ s) na discretização do ESP fracionária via alocação de polos de ordem fracionária a natureza contínua do sinal analógico foi alterada, por isso, optou-se por utilizar uma frequência de amostragem maior de $fs = 100$ Hz, conseqüentemente, $T_{s-fopp} = 0,01$ (s).

Aplicando os valores dos parâmetros do sistema contidos na Tabela 6.1 nas equações (2.21) a (2.26), para uma potência elétrica de 0,3 p.u.,obtem-se os ganhos do modelo de Heffron-Phillips apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,3 p.u.

Parâmetro	Valor
K_1	1,2687
K_2	0,4676
K_3	0,3353
K_4	0,3989
K_5	0,0506
K_6	0,6271

Utilizando os valores de ganhos mostrados na Tabela 6.3 nas equações (2.27)

e (2.28), adquire-se a função de transferência da relação do $Gep(s)$ e $G(s)$, conforme mostrada na equação (6.1), usada para sintonia dos compensadores *Lead – Lag*.

$$GepG_{0,3}(s) = \frac{26,94s^2 + 13,15s}{s^4 + 17,23s^3 + 175s^2 + 1.066s + 6.218} \quad (6.1)$$

No ponto de operação 0,5 p.u., obtém-se os ganhos mostrados na Tabela 6.4 e a função de transferência da equação (6.2).

Tabela 6.4: Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,5 p.u.

Parâmetro	Valor
K_1	1,3677
K_2	0,6333
K_3	0,3353
K_4	0,7220
K_5	0,0654
K_6	0,6191

$$GepG_{0,5}(s) = \frac{36,49s^2 + 17,81s}{s^4 + 17,23s^3 + 179,3s^2 + 1.115s + 6.339} \quad (6.2)$$

Por fim, no ponto de operação 0,8 p.u., obtém-se os ganhos mostrados na Tabela 6.5 e a função de transferência da equação (6.3).

Tabela 6.5: Ganhos do Modelo de Heffron-Phillips no Ponto de Operação 0,8 p.u.

Parâmetro	Valor
K_1	1,4982
K_2	1,0549
K_3	0,3353
K_4	1,1383
K_5	0,0705
K_6	0,5949

$$GepG_{0,8}(s) = \frac{60,77s^2 + 29,67s}{s^4 + 17,23s^3 + 184,3s^2 + 1.133s + 5.973} \quad (6.3)$$

Na Figura 6.2, está contido o diagrama de bode para cada um dos sistemas $Gep(s)G(s)$, considerando os três pontos de operação distintos.

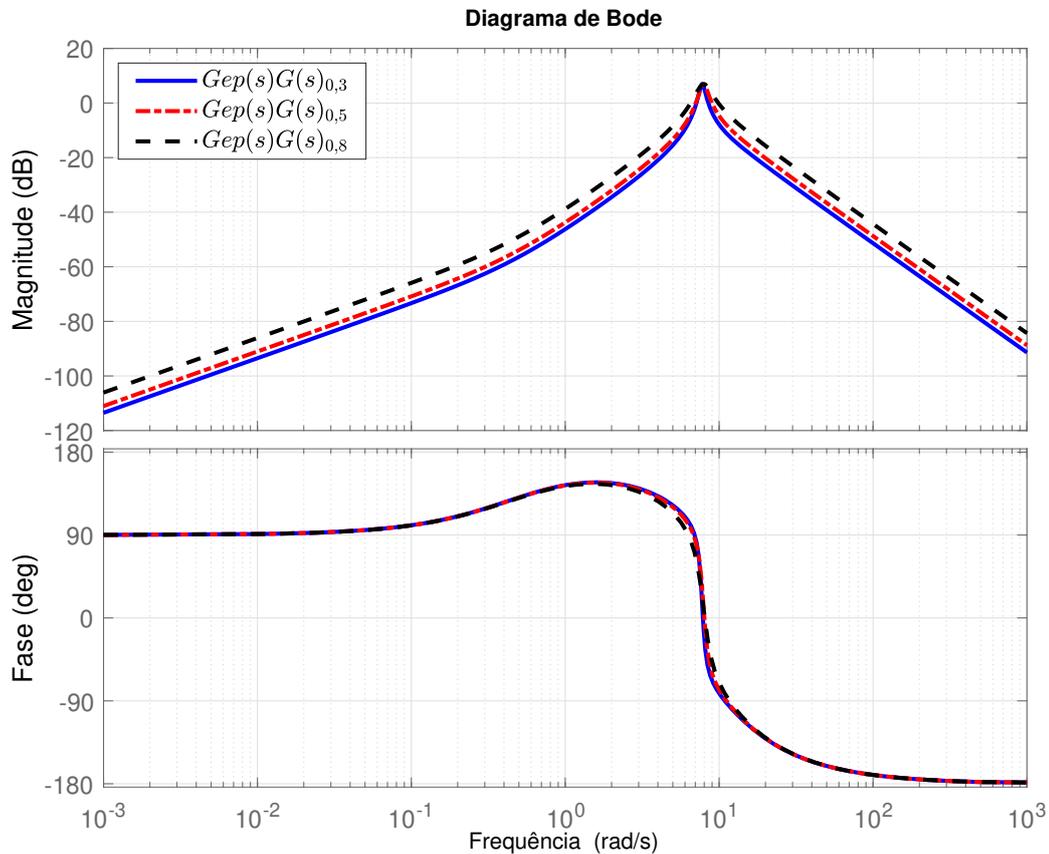


Figura 6.2: Diagramas de Bode dos sistemas $Gep(s)G(s)$ considerando cada um dos pontos de operação.

Quando a potência elétrica do sistema é de $P_e = 0,3$ p.u., a margem e fase do sistema é de $-97,4537^\circ$, na frequência de cruzamento de fase de $7,1228$ rad/s. Para $P_e = 0,5$ p.u., o sistema $GepG(s)$ possui uma margem de fase de $-97,3581^\circ$ na frequência de cruzamento de fase de $7,0538$ rad/s. E, quando $P_e = 0,8$ p.u., a margem de fase é de $-95,8084^\circ$ na frequência de cruzamento de fase de $6,5315$ rad/s. Em todos os casos a margem de ganho é igual a infinito (∞).

6.2 Sintonia dos ESPs pelo Método de Sauer e Pai

Para o projeto dos estabilizadores de sistemas de potência convencionais, utilizou-se a metodologia apresentada em Sauer e Pai (2018) e descrita na seção 4.1.

Portanto, considerando um tempo de acomodação de ($t_s = 2,0$ s) e um fator de amortecimento de ($\zeta = 0,2$), obtemos os valores de parâmetros dos compensadores convencionais (PSS) de Sauer e Pai mostrados na Tabela 6.6.

Tabela 6.6: Valores dos Parâmetros dos Compensadores *Lead – Lag* Convencionais de Sauer e Pai

P_e (p.u.)	K_{PSS}	T_1 (s)	T_2 (s)	N
0,3	5,2219	0,2500	0,1218	2
0,5	4,0006	0,2500	0,1231	2
0,8	2,5109	0,2500	0,1246	2

Sendo assim, os compensadores sintonizados apresentam as funções de transferências (6.4), (6.5) e (6.6).

$$PSS_{0,3}(s) = 5,2219 \left(\frac{1 + 0,2500s}{1 + 0,1218s} \right)^{-2} \quad (6.4)$$

$$PSS_{0,5}(s) = 4,0006 \left(\frac{1 + 0,2500s}{1 + 0,1231s} \right)^{-2} \quad (6.5)$$

$$PSS_{0,8}(s) = 2,5109 \left(\frac{1 + 0,2500s}{1 + 0,1246s} \right)^{-2} \quad (6.6)$$

Para aplicar os estabilizadores no sistema simulado, realizou-se a discretização utilizando o Método de Tustin. Logo, usando o comando **c2d** do Matlab, responsável por converter o sistema dinâmico de tempo contínuo em tempo discreto, considerando um tempo de amostragem $T_s = 0,06$ (s), obtiveram-se as funções de transferências discretizadas apresentadas a seguir.

$$PSS_{0,3}(z) = \frac{1,535z^2 - 1,857z + 0,5616}{z^2 - 1,571z + 0,6173} \quad (6.7)$$

$$PSS_{0,5}(z) = \frac{1,195z^2 - 1,454z + 0,4419}{z^2 - 1,571z + 0,6173} \quad (6.8)$$

$$PSS_{0,8}(z) = \frac{0,7656z^2 - 0,937z + 0,2867}{z^2 - 1,571z + 0,6173} \quad (6.9)$$

6.3 Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Ayres Junior

Na sintonia dos compensadores fracionários utilizamos o método de Ayres Júnior et al. (2018). Portanto, considerando $t_s = 2,0$ (s) e $\zeta = 0,2$ e, aplicando os passos apresentados na seção 4.2, obtivemos os valores dos parâmetros dos compensadores fracionários mostrados na Tabela 6.7.

Tabela 6.7: Valores dos Parâmetros dos Compensadores *Lead-Lag* Fracionários de Ayres Junior

P_e (p.u.)	K_{PSS}	T_1 (s)	T_2 (s)	α
0,3	4,3586	0,3000	0,0538	0,8738
0,5	3,2515	0,3000	0,0499	0,8224
0,8	1,9772	0,3000	0,0456	0,7639

Logo, os ESPs de ordem fracionária (FOPSS) sintonizados são apresentados na funções de transferências (6.10), (6.11) e (6.12) a seguir.

$$FOPSS_{1,0,3}(s) = 4,3586 \left(\frac{1 + 0,3000s}{1 + 0,0538s} \right)^{-0,8738} \quad (6.10)$$

$$FOPSS_{1,0,5}(s) = 3,2515 \left(\frac{1 + 0,3000s}{1 + 0,0499s} \right)^{-0,8224} \quad (6.11)$$

$$FOPSS_{1,0,8}(s) = 1,9772 \left(\frac{1 + 0,3000s}{1 + 0,0456s} \right)^{-0,7639} \quad (6.12)$$

Antes de realizar a discretização dos sistemas de ordem fracionária, foi necessário converter a função de transferência de ordem fracionária para um sistema de ordem 2. Para isso, usou-se o comando do Matlab **frd**, considerando a faixa de frequência (10^6 , 10^{-6}) rad/s, e converteu o sistema para um modelo em resposta em frequência. Posteriormente, utilizou-se o comando **invfreqs** para fornecer os coeficientes reais do numerador e denominador da função de transferência de ordem inteira.

Assim, em seguida aplicou-se o Método de Tustin e obtiveram-se as funções de transferências discretizadas apresentadas a seguir.

$$FOPSS_{10,3}(z) = \frac{1,316z^2 - 1,183z + 0,2352}{z^2 - 1,365z + 0,4498} \quad (6.13)$$

$$FOPSS_{10,5}(z) = \frac{1,013z^2 - 0,8757z + 0,1622}{z^2 - 1,332z + 0,4244} \quad (6.14)$$

$$FOPSS_{10,8}(z) = \frac{0,6412z^2 - 0,5278z + 0,08841}{z^2 - 1,291z + 0,3927} \quad (6.15)$$

6.4 Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Alocação de Polos Fracionário

Para a sintonia dos compensadores *Lead-Lag* fracionário pelo método de alocação de polos de ordem fracionária apresentado na seção 4.3, desenvolvido por Ayres Junior et al. (2020).

Portanto, aplicando os parâmetros de fator de amortecimento e frequência natural mostrados na Tabela 6.2 e, definindo os polos auxiliares p_i do polinômio desejado (4.18), como sendo:

$$p_i = (k + 0,05m)\omega_n \quad \text{para} \quad \begin{cases} k = 1 \\ m = 1, 2, \dots, 6. \end{cases} \quad (6.16)$$

Após calcular o polinômio desejado e solucionar a equação linear (4.20), obtêm-se os coeficientes do FOPSS da equação (4.15) para cada ponto de operação, conforme mostrado na Tabela 6.8.

Tabela 6.8: Coeficientes dos Compensadores via *FOPP*

P_e	0,3	0,5	0,8
c_5	1,122	1,143	1,170
c_4	46,128	48,553	4,649
c_3	50,311	59,578	51,317
c_2	448,635	541,696	471,494
c_1	111,083	139,094	116,049
c_0	779,086	994,034	848,456
d_7	-0.274	-0,367	-0,114
d_6	11.130	8,076	4,6307
d_5	9,926	5,907	4,426
d_4	299,223	236,898	123,488
d_3	209,725	156,723	85,552
d_2	3.038,398	2.519,676	1.233,681
d_1	1.466,959	1.190,898	582,100
d_0	11.806,459	10.547,517	4.838,914

Após a obtenção dos coeficientes, aplica-se o método de aproximação de Oustaloup para $s^{0,5}$, usando os valores mostrados na Tabela 6.9.

Tabela 6.9: Parâmetros para a Aproximação dos Compensadores Fracionários pelo Método de FOPP

P_e (p.u.)	Parâmetros		Valor
0,3	Ordem de Aproximação	N	2
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	2,7826
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	22,2606
0,5	Ordem de Aproximação	N	2
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	2,8891
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	23,1128
0,8	Ordem de Aproximação	N	2
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	3,0238
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	24,1901

Em seguida, realiza-se a redução da ordem do controlador para uma ordem 2, resultando nos estabilizadores de ordem inteira apresentados nas equações (6.17), (6.18) e (6.19).

$$FOPSS2_{0,3}(s) = \frac{9,838s^2 + 155,5s + 961,2}{s^2 + 31,14s + 65,19} \quad (6.17)$$

$$FOPSS2_{0,5}(s) = \frac{6,31s^2 + 87,01s + 549,10}{s^2 + 24,80s + 54,42} \quad (6.18)$$

$$FOPSS2_{0,8}(s) = \frac{4,069s^2 + 59,83s + 364,50}{s^2 + 30,33s + 65,68} \quad (6.19)$$

Por fim, discretizaram-se os compensadores através do método *Matched* com um tempo de amostragem de $T_{s-FOPP} = 0,01s$, para que fosse possível a implementação no ambiente de simulação do sistema não linear.

$$FOPSS2_{0,3}(z) = \frac{9,141z^2 - 16,86z + 7,805}{z^2 - 1,727z + 0,7324} \quad (6.20)$$

$$FOPSS2_{0,5}(z) = \frac{5,984z^2 - 11,15z + 5,213}{z^2 - 1,776z + 0,7803} \quad (6.21)$$

$$FOPSS2_{0,8}(z) = \frac{3,775z^2 - 7,002z + 3,259}{z^2 - 1,733z + 0,7384} \quad (6.22)$$

6.5 Sintonia dos ESPs de Ordem Fracionária pelo Método de Margem de Ganho e Margem de Fase

Para realizar a sintonia dos compensadores *Lead-Lag* de ordem fracionária pelo método analítico baseado nos valores de margem de ganho e margem de fase, usou-se os passos citados no capítulo 5 e os parâmetros mostrados na Tabela 6.10.

Aplicando os valores de margem de ganho, margem de fase, frequência de cruzamento de ganho e de fase nas equações não lineares (5.13), (5.14), (5.18) e (5.19), e utilizando a função **fsolve** do Matlab, obtemos os valores de Ganho K_{ESP} , de constante de tempo T_1 e T_2 e o expoente de ordem fracionária α , conforme apresentado na Tabela 6.11, que satisfazem o desempenho desejado.

Tabela 6.10: Parâmetros dos Compensadores Fracionários pelo Método de MGFM

P_e (p.u.)	Parâmetros		Valor
0,3	Margem de Ganho	gm (rad/s)	0,0645
	Margem de Fase	φ_m (rad/s)	0
	Frequência de Cruzamento de Ganho	ω_{gc} (rad/s)	7,0833
	Frequência de Cruzamento de Fase	ω_{pc} (rad/s)	9,1374
	Ordem de Aproximação	N	6
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	0,0787
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	787,0301
0,5	Margem de Ganho	gm (rad/s)	0,0670
	Margem de Fase	φ_m (rad/s)	0
	Frequência de Cruzamento de Ganho	ω_{gc} (rad/s)	7,3544
	Frequência de Cruzamento de Fase	ω_{pc} (rad/s)	9,4872
	Ordem de Aproximação	N	6
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	0,0817
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	817,1560
0,8	Margem de Ganho	gm (rad/s)	0,0701
	Margem de Fase	φ_m (rad/s)	0
	Frequência de Cruzamento de Ganho	ω_{gc} (rad/s)	7,6973
	Frequência de Cruzamento de Fase	ω_{pc} (rad/s)	9,9295
	Ordem de Aproximação	N	6
	Frequência Baixa de Aproximação	ω_l (rad/s)	0,0855
	Frequência Alta de Aproximação	ω_h (rad/s)	855,2515

Tabela 6.11: Valores dos Parâmetros dos Compensadores *Lead-Lag* Fracionários pelo Método de MGFM

P_e (p.u.)	K_{ESP}	T_1 (s)	T_2 (s)	α
0,3	1,3913	8,0882	6,1254	0,1355
0,5	0,7987	11,5406	5,9807	0,1485
0,8	1,3702	4,5446	6,7377	0,1358

Sendo assim, para cada ponto de operação estudado, temos os seguintes estabili-

zadores de ordem fracionária.

$$FOPSS3_{0,3}(s) = 1,3913 \left(\frac{1 + 8,0882s^{-0,1355}}{1 + 6,1254s^{-0,1355}} \right) \quad (6.23)$$

$$FOPSS3_{0,5}(s) = 0,7987 \left(\frac{1 + 11,5406s^{-0,1485}}{1 + 5,9807s^{-0,1485}} \right) \quad (6.24)$$

$$FOPSS3_{0,8}(s) = 1,3702 \left(\frac{1 + 4,5446s^{-0,1358}}{1 + 6,7377s^{-0,1358}} \right) \quad (6.25)$$

Entretanto, para implementar o controlador no sistema é necessário realizar a aproximação do mesmo para um função de transferência de ordem inteira. Sendo assim, utilizando o Método de Aproximação de Oustaloup realiza-se uma aproximação de sexta ordem, resultando nos FOPSS a seguir.

$$FOPSS3_{0,3}(s) = \frac{1,709s^6 + 844,2s^5 + 7,439.10^4s^4 + 1,366.10^6s^3 + 5,349.10^6s^2 + 4,36.10^6s + 6,317.10^5}{s^6 + 488,7s^5 + 4,267.10^6s^4 + 7,772.10^5s^3 + 3,021.10^6s^2 + 2,446.10^6s + 3,527.10^5} \quad (6.26)$$

$$FOPSS3_{0,5}(s) = \frac{1,31s^6 + 682,2s^5 + 6,338.10^4s^4 + 1,227.10^6s^3 + 5,064.10^6s^2 + 4,347.10^6s + 6,634.10^5}{s^6 + 507,3s^5 + 4,607.10^4s^4 + 8,746.10^5s^3 + 3,549.10^6s^2 + 3,003.10^6s + 4,53.10^5} \quad (6.27)$$

$$FOPSS3_{0,8}(s) = \frac{1,045s^6 + 547,5s^5 + 5,131.10^4s^4 + 1,005.10^6s^3 + 4,203.10^6s^2 + 3,668.10^6s + 5,706.10^5}{s^6 + 532,9s^5 + 5,071.10^4s^4 + 1,007.10^6s^3 + 4,263.10^6s^2 + 3,759.10^6s + 5,9.10^5} \quad (6.28)$$

Por fim, para a implementação no Simulink e realização das simulações, foi necessário discretizar os FOPSS através do Método de Tustin, resultando nas funções de transferências (6.29), (6.30) e (6.31).

$$FOPSS3_{0,3}(z) = \frac{1,745z^6 - 3,048z^5 - 0,3759z^4 + 2,789z^3 - 0,8011z^2 - 0,4463z + 0,1376}{z^6 - 1,758z^5 - 0,1958z^4 + 1,597z^3 - 0,4706z^2 - 0,2513z + 0,07919} \quad (6.29)$$

$$FOPSS3_{0,5}(z) = \frac{1,379z^6 - 2,317z^5 - 0,4516z^4 + 2,203z^3 - 0,5334z^2 - 0,3835z + 0,1039}{z^6 - 1,707z^5 - 0,2814z^4 + 1,595z^3 - 0,415z^2 - 0,2681z + 0,07635} \quad (6.30)$$

$$FOPSS_{30,8}(z) = \frac{1,01z^6 - 1,684z^5 - 0,3504z^4 + 1,609z^3 - 0,3761z^2 - 0,2836z + 0,07488}{z^6 - 1,649z^5 - 0,3773z^4 + 1,594z^3 - 0,3529z^2 - 0,287z + 0,07324} \quad (6.31)$$

6.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados ao todo doze compensadores *Lead-Lag*, considerando as quatro metodologias e os três pontos de operação.

Um dos principais pontos que devemos destacar neste capítulo, é a necessidade de aproximarmos os estabilizadores para um sistema de ordem inteira antes de realizarmos a discretização. Outro ponto importante, é o fato dos parâmetros utilizados no projeto do FOPSS via MGMF serem diretamente proporcionais ao ponto de operação, ou seja, os valores dos parâmetros de margem de ganho e frequências mudam de acordo com o valor da potência elétrica.

Capítulo 7

Análise e Discussão dos Resultados Simulados

Neste capítulo, são apresentados os resultados simulados dos dois testes efetuados. Os testes foram executados utilizando a plataforma computacional Matlab/Simulink versão 2021b.

O primeiro teste realiza a retirada de uma das linhas de transmissão do sistema elétrico de potência, que é inserida novamente alguns segundos depois. No segundo teste é inserido um impulso com uma amplitude de 0,1 p.u. no sinal de referência V_{ref} existente na entrada do regulador automático de tensão (RAT).

Posteriormente, objetivando analisar o comportamento dos controladores ao se deparar com um sinal ruidoso, inseriu-se ao sistema um ruído com uma pequena altura do PSD (do inglês, *Power Spectral Density*) do ruído branco de $25 \cdot 10^{-8}$ e um tempo de amostragem $T_s = 0,001$ segundos e, realizaram-se os testes mencionados anteriormente.

Inicialmente, os testes foram efetuados considerando uma potência elétrica média de $P_e = 0,5$ p.u.. Posteriormente, os mesmos testes foram simulados com os demais compensadores sintonizados para os diferentes pontos de operação.

7.1 Resultados dos Testes no Ponto de Operação de 0,5 p.u.

Na Figura 7.1, são apresentados os diagramas de Bode do sistema não compensado e dos sistemas compensados com os estabilizadores de sistemas de potência, PSS, tanto

convencional quanto fracionários.

Logo, é possível visualizar que a adição dos compensadores realizou a atenuação do pico de ressonância existente no sistema, sendo que, o sistema com ESP convencional e fracionário projetado com a metodologia de Ayres Júnior apresentaram respostas semelhantes, divergindo da resposta em frequência desenvolvida pelo sistema com compensador via margem de ganho e margem de fase e do compensador sintonizado pelo método de alocação de polos de ordem fracionária.

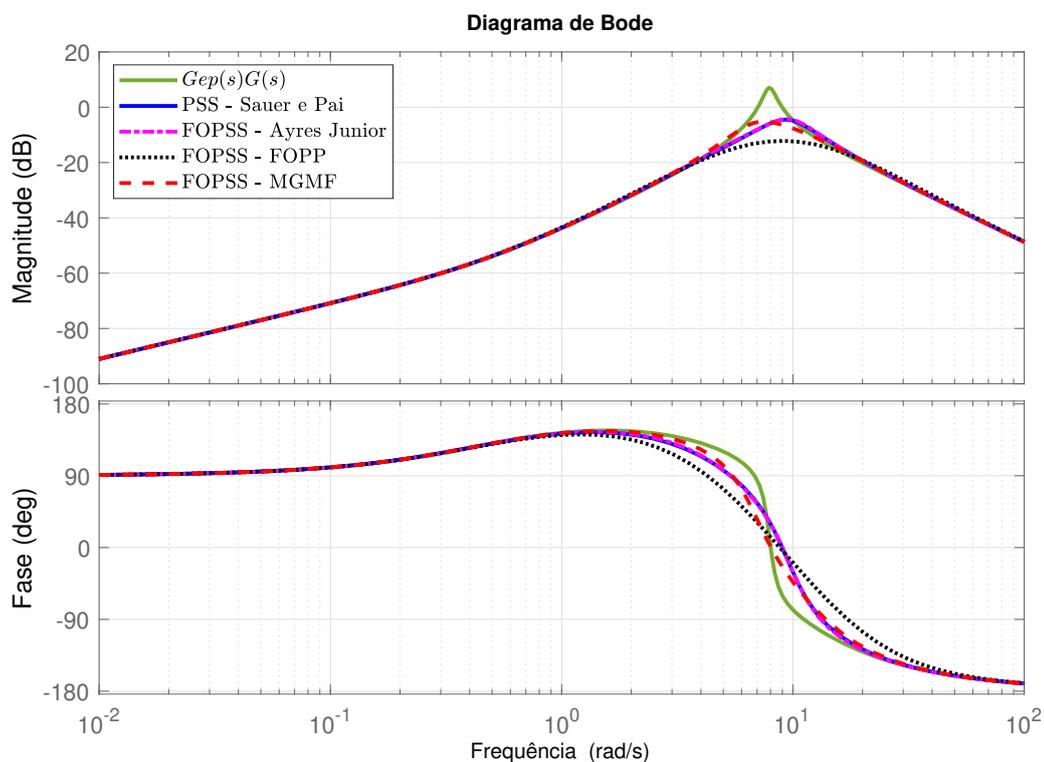


Figura 7.1: Diagramas de Bode dos sistemas com compensador - Ponto de operação de 0,5 p.u.

Portanto, a implementação dos estabilizadores amorteceu a resposta oscilatória do sistema, conforme pode-se observar na Figura 7.2. A resposta da cor verde representa o sistema em malha aberta, e as demais retratam o desempenho do sistema em malha fechada com a inserção do estabilizador de sistemas de potência.

O sistema em malha aberta possui modos oscilatórios menos amortecidos, porém, com a inserção dos compensadores, o sistema em malha fechada passa a operar com um melhor amortecimento das oscilações eletromecânicas.

Além disso, é possível visualizar que do sistema com a metodologia de Ayres

Junior apresenta o desempenho dinâmico semelhante ao desenvolvido pelo sistema com o PSS convencional de Sauer e Pai, diferentemente dos outros dois métodos fracionários, via MFMG e FOPP, sendo o FOPSS - FOPP o que desenvolveu o melhor desempenho, conforme esperado ao analisarmos o gráfico de magnitude da Figura 7.1.

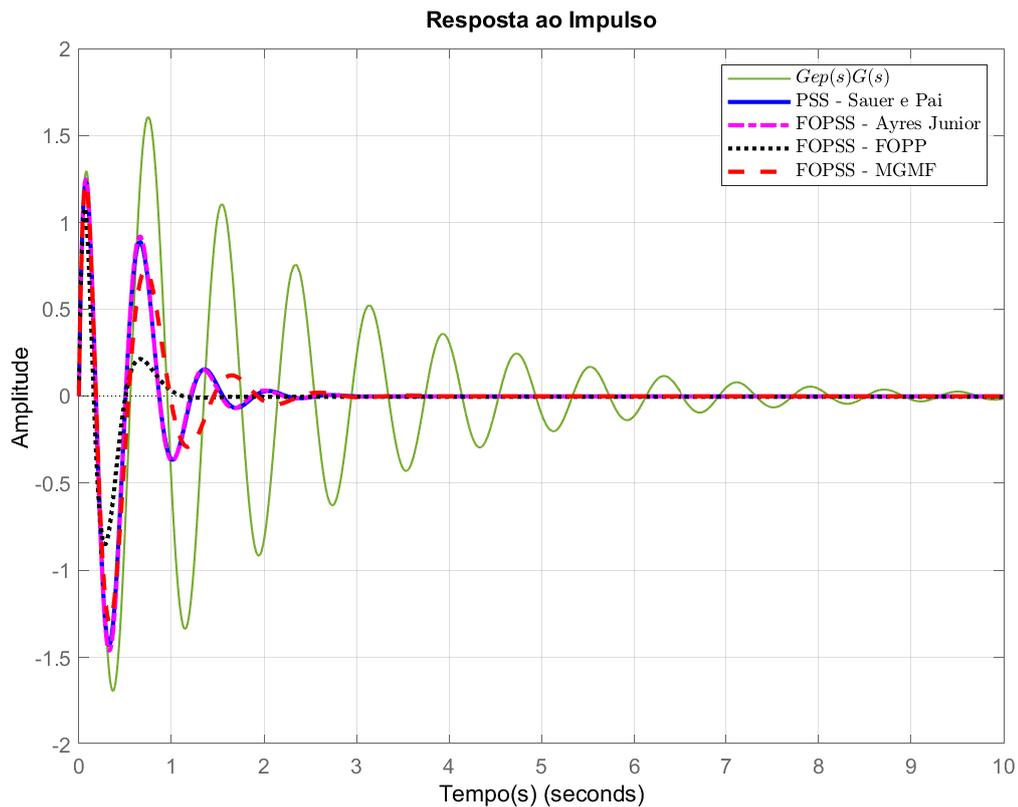


Figura 7.2: Resposta ao impulso dos sistemas com compensador - Ponto de Operação de 0,5 p.u.

Na inicialização do sistema, considerando uma potência elétrica de $P_e = 0,5$ p.u., o sistema desenvolve o desempenho dinâmico mostrado na Figura 7.3a.

Neste caso, o sistema com o compensador fracionária via alocação de polos fracionário atinge um pico máximo de $VP_{máx} = 0,509$ p.u. em $t = 0,12$ s e um valor de pico mínimo de $VP_{mín} = 0,497$ p.u.. Os demais sistemas compensados alcançam um valor máximo de aproximadamente $VP_{máx} = 0,511$ p.u. de amplitude em $t = 0,12$ s.

Porém, o sistema com o FOPSS via margem de ganho e margem de fase apresenta uma variação de potência mínima de $VP_{mín} = 0,493$ p.u., enquanto os demais sistemas com ESP, PSS de Sauer e Pai e FOPSS de Ayres Junior, desenvolvem um pico com amplitude de $VP_{mín} = 0,490$ p.u., todos em $t = 0,48$ s. Por fim, os sistemas se estabilizam

em torno do ponto de operação em aproximadamente $t = 2,0$ s, exceto o sistema com o FOPSS-FOPP que necessita de $t = 0,5$ s a menos.

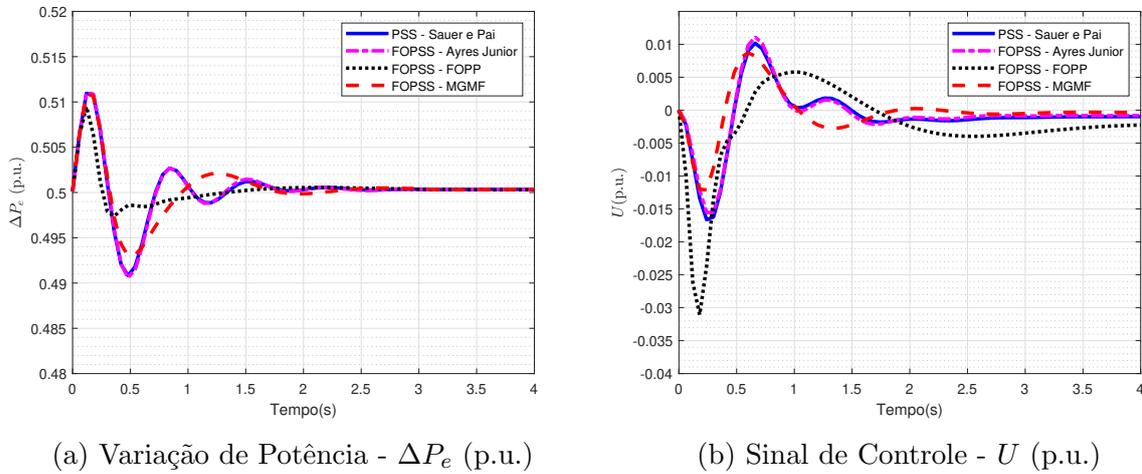


Figura 7.3: Inicialização do sistema - Ponto de Operação de 0,5 p.u.

Na Figura 7.3b é apresentado o sinal de controle desenvolvido na inicialização do sistema. Note que o sistema com o FOPSS-MGMF apresentou picos de oscilação menores, com o mínimo de $-0,012$ p.u. após $t = 0,24$ s e o máximo de $0,087$ p.u. em $t = 0,6$ s. Os outros sistemas com ESP apresentaram um esforço de controle semelhante, com picos de $-0,0166$ p.u. e $0,102$ p.u. com o PSS de Sauer e Pai e, $-0,0155$ p.u. e $0,111$ p.u. com o FOPSS de Ayres Junior.

Já o sistema com o compensador fracionário via FOPP foi o que necessitou de um maior esforço de controle, atingindo o valor mínimo de $-0,031$ p.u. e máximo de $0,058$ p.u.. Posteriormente, todos os sinais de controle se estabilizam em aproximadamente $t = 3,0$ s, exceto o sinal de controle do FOPSS-FOPP.

Tabela 7.1: Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,5$ p.u.

	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,511	0,511	0,509	0,511	0,102	0,111	0,058	0,087
$VP_{m\grave{i}n}$ (p.u.)	0,490	0,490	0,497	0,493	-0,0166	-0,0155	-0,031	-0,012
t_s (s)	1,92	1,92	1,5	1,8	3,0	3,0	-	3,0

7.1.1 Desligamento e Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u.

No primeiro teste é realizado o desligamento de uma das linhas de transmissão e o sistema passa a operar apenas com uma, sendo o comportamento dinâmico do sistema representado através da Figura 7.4a.

No instante em que a linha é desligada, os sistemas atingem um pico máximo de 0,69 p.u. de potência. Em seguida, os sistemas com os compensadores de Sauer e Pai e Ayres Junior alcançam um valor mínimo de 0,388 p.u. após $t = 0,26$ s, porém, no mesmo momento, o ESP sintonizado pelo método de margem de ganho e margem de fase atinge uma potência mínima de 0,405 p.u. e, o sintonizado via alocação de polos de ordem fracionária alcança um valor mínimo de 0,401 p.u..

Por fim, os sistemas compensados passam a oscilar até acomodarem-se em torno do ponto de operação, sendo que, o FOPSS-FOPP desenvolveu oscilações com amplitudes menores.

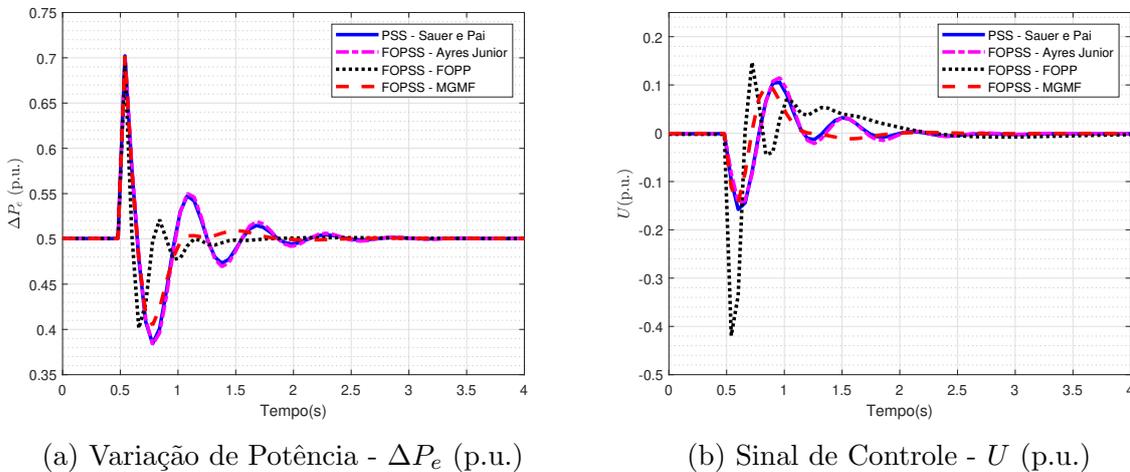


Figura 7.4: Desligamento da linha de transmissão - Ponto de Operação de 0,5 p.u.

O esforço de controle necessário para que o sistema desenvolva a resposta mostrada na Figura 7.4a é apresentada na Figura 7.4b.

O sinal de controle do ESP fracionário projetado pelo método de margem de ganho e margem de fase apresenta uma resposta mínima de $-0,146$ p.u. e uma máxima de $0,0972$ p.u., em seguida, desenvolve oscilações com pequenas amplitudes, acomodando-se após $t = 2,0$ s. O mesmo ocorre com o sinal de controle dos compensadores PSS de Sauer e Pai e FOPSS de Ayres Junior, porém, com maiores amplitudes de oscilações. Entretanto,

o sistema que necessitou de um maior esforço de controle foi o com ESP fracionário projetado via alocação de polos de ordem fracionária, conforme podemos verificar na Tabela 7.2.

Tabela 7.2: Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{máx}$ (p.u.)	0,69	0,69	0,69	0,69	0,108	0,116	0,147	0,097
$VP_{mín}$ (p.u.)	0,388	0,388	0,401	0,405	-0,155	-0,147	-0,419	-0,146
t_s (s)	2,2	2,2	1,24	1,78	1,72	1,72	1,84	1,66

Após a acomodação dos sistemas em torno do ponto de operação, realiza-se a inserção da linha de transmissão. No instante da inclusão da rede, o sistema desenvolve oscilações eletromecânicas, conforme pode-se visualizar na Figura 7.5a, sendo os valores de pico máximo e mínimo apresentados na Tabela 7.3.

Após $t = 0,4$ s, os sistemas oscilam e atingem uma potência elétrica mínima de 0,346 p.u. e os sistemas com ESP convencional e fracionário pelo método de Ayres Junior apresentam um pico máximo de 0,584 p.u. em $t = 0,34$ s, sendo este valor maior que o pico do FOPSS-MGMF, que foi de 0,565 p.u. e do FOPSS-FOPP foi de $VP_{máx} = 0,557$ p.u.. Em seguida, os sistemas oscilam e acomodam-se em torno da potência de 0,5 p.u. em torno de $t = 1,6$ s.

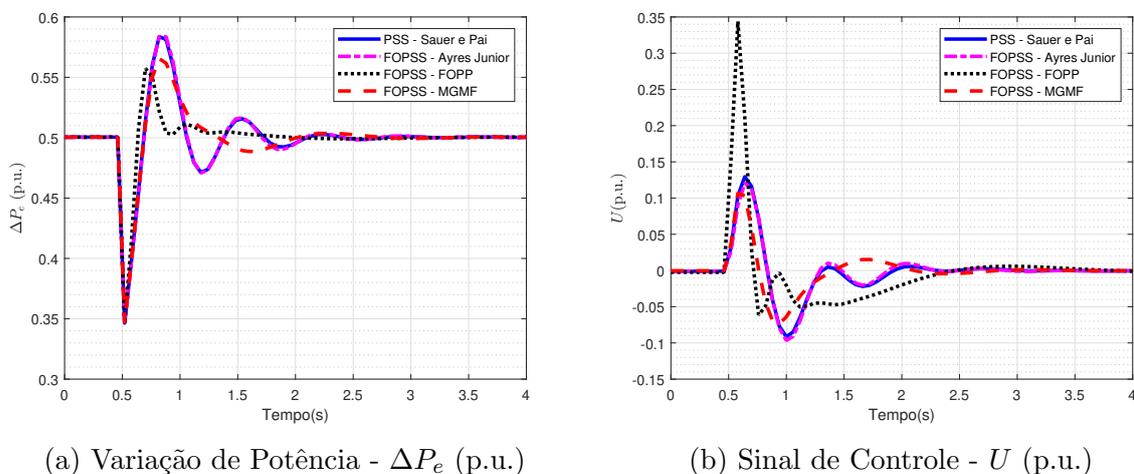


Figura 7.5: Acionamento da linha de transmissão - Ponto de Operação de 0,5 p.u.

O esforço de controle desenvolvido para se obter esta resposta é mostrado na

Figura 7.5b e os valores de desempenho apresentados na Tabela 7.3.

O sinal de controle desenvolvido pelo compensador fracionário sintonizado pelo método de margem de ganho e margem de fase apresenta um pico oscilatório que atinge uma amplitude de 0,112 p.u., enquanto isso, o compensador convencional chega a 0,130 p.u., sendo este valor muito próximo ao alcançado pelo FOPSS de Ayres Junior que foi de 0,123 p.u. após $t = 0,16$ s. O ESP via margem de ganho e margem de fase atinge um valor mínimo de $-0,072$ p.u. e os outros dois compensadores possuem sinais oscilatórios com valor mínimo de aproximadamente $-0,096$ p.u. após $t = 0,52$ s.

Tabela 7.3: Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,5$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{máx}$ (p.u.)	0,584	0,584	0,557	0,565	0,130	0,123	0,344	0,112
$VP_{mín}$ (p.u.)	0,346	0,346	0,346	0,346	-0,096	-0,096	-0,061	-0,072
t_s (S)	1,58	1,58	1,64	1,58	1,82	1,82	2,5	1,95

7.1.2 Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,5$ p.u.

No segundo teste é realizada a inserção de um impulso na entrada do sinal de referência com amplitude de 0,1 p.u. e os sistemas controladores com os estabilizadores desenvolveram o comportamento mostrado na Figura 7.6, sendo os valores de amplitudes do sinal variação de potência elétrica e de controle contidos na Tabela 7.4

Avaliando os sinais desenvolvidos e apresentados na Figura 7.6a, nota-se que o sistema com o FOPSS via FOPP foi o que apresentou uma melhor resposta referente a variação de potência elétrica, atingindo um valor de pico mínimo de 0,48 p.u. e se estabilizando após 0,96 segundos. Entretanto, para que esse resultado fosse possível, o controlador exerceu um alto esforço, conforme podemos observar na Figura 7.6b, alcançando valores de vão de $-0,0541$ p.u. a 0,0384 p.u. de amplitude.

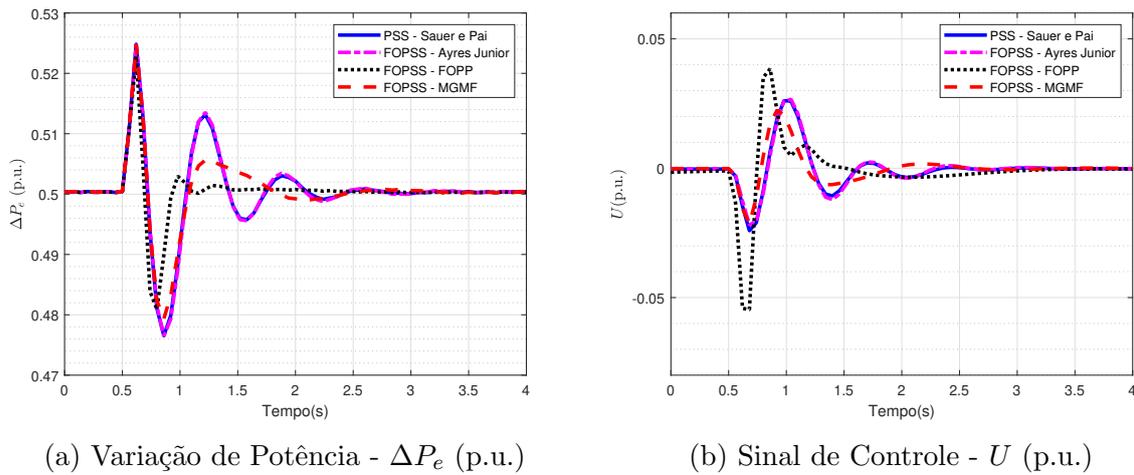


Figura 7.6: Inserção de um impulso no sinal de referência - Ponto de Operação de 0,5 p.u.

Nos demais sistemas, nota-se que compensador convencional e fracionário de Ayres Junior desenvolveram respostas semelhantes, atingindo um valor de variação de potência elétrica máximo de 0,525 p.u. e mínimo de 0,477 p.u.. Já o sistema com o estabilizador fracionário via MGMF atingiu um valor de pico máximo 0,525 p.u. e um $VP_{min} = 0,479$ p.u. Sendo que, estes sinais de variação de potência estabilizaram-se após $t = 1,92$ s.

Em relação ao esforço de controle necessário para adquirirmos tal resposta, o sistema que apresentou as menores amplitudes foi o com o ESP fracionário sintonizado através do método de MGMF, com valores de pico que vão de $-0,0215$ p.u a $-0,0224$ p.u., com um tempo de acomodação de aproximadamente $t = 1,98$ s.

Tabela 7.4: Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,5$ p.u.

	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{máx}$ (p.u.)	0,525	0,525	0,523	0,525	0,0266	0,0266	0,0384	0,0224
$VP_{mín}$ (p.u.)	0,477	0,477	0,480	0,479	-0,0219	-0,0219	-0,0541	-0,0215
t_s (S)	1,92	1,92	0,96	1,92	1,74	1,74	2,22	1,98

7.1.3 Índices de Desempenho - $P_e = 0,5$ p.u.

Para uma melhor análise dos testes realizados, utiliza-se o cálculo dos índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle sendo representados, respectivamente, pelas

Figuras 7.7 e 7.8. O primeiro ponto é representado pela inicialização do sistema, o segundo pela retirada da linha de transmissão, o terceiro pela inserção da linha de transmissão, o quarto ponto representa a inserção do impulso de 0,1 p.u. de amplitude no sinal de referência existente na entrada do RAT.

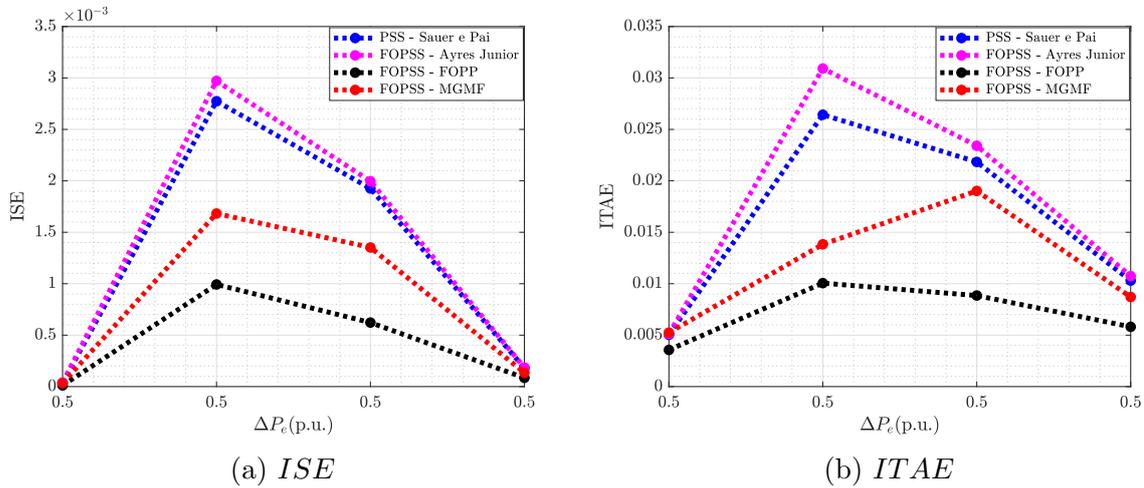


Figura 7.7: Índices de desempenho ao erro.

Na Figura 7.7a, nota-se que o sistema com o compensador convencional e com o ESP fracionário de Ayres Junior apresentam resultados muito próximos. Entretanto, no primeiro teste, com o desligamento e inserção da linha de transmissão, o FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária apresentou o menor índice ISE, seguido do sistema com o FOPSS via MGMF. Porém, ao inserirmos o impulso de 0,1 p.u. na tensão de referência do RAT (V_{ref}), o desempenho foi muito semelhante, mas conforme pode-se observar na Tabela 7.5, o menor valor foi o do FOPSS-FOPP.

Ao avaliarmos o desempenho do sistema através do indicador ITAE (Figura 7.7b), verifica-se que as melhores respostas foram obtidas pelo sistema controlado com o ESP via alocação de polos de ordem fracionária, seguido do sistema com o FOPSS via MGMF.

Analisando os índices de desempenho referentes ao sinal de controle (Figura 7.8), observa-se que os indicadores dos ESPs convencional e fracionário de Ayres Junior apresentaram valores muito próximos. Porém, os menores esforços de controle foram desenvolvidos pelo sistema controlado com o FOPSS via margem de ganho e margem de fase e os maiores pelo FOPSS sintonizado pelo método de alocação de polos, tanto avaliando o índice ISC (Figura 7.8a) quanto ITAC (Figura 7.8b).

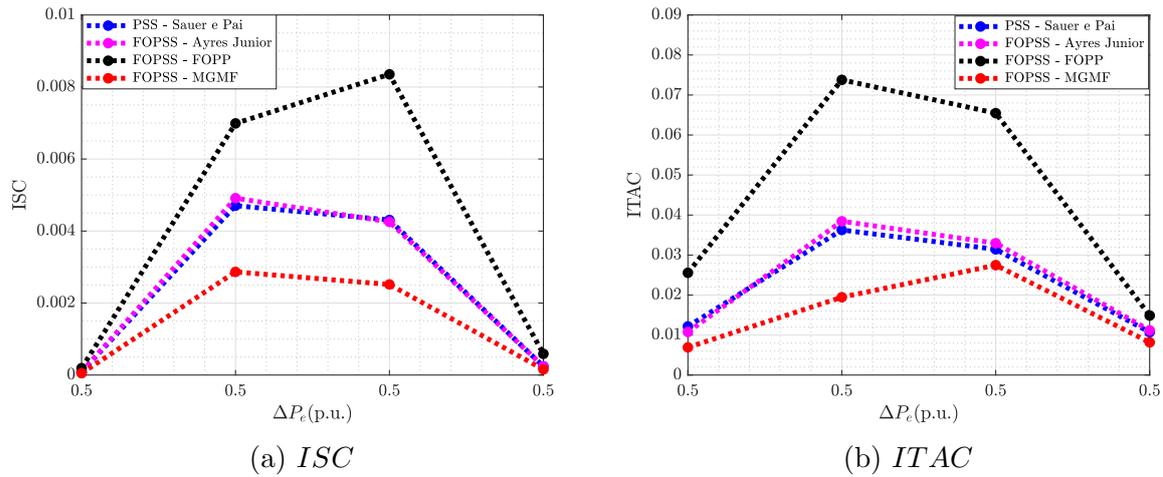


Figura 7.8: Índices de desempenho ao sinal de controle.

Tabela 7.5: Índices de Desempenho - $P_e = 0,5$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$3,658.10^{-5}$	$3,809.10^{-5}$	$1,129.10^{-5}$	$3,337.10^{-5}$	0,0050	0,0051	0,0036	0,0052
$2,774.10^{-3}$	$2,972.10^{-3}$	$0,993.10^{-3}$	$1,682.10^{-3}$	0,0264	0,0309	0,0101	0,0138
$1,926.10^{-3}$	$1,996.10^3$	$0,622.10^{-3}$	$1,352.10^{-3}$	0,0218	0,0234	0,0088	0,0190
$1,805.10^{-4}$	$1,851.10^{-4}$	$0,852.10^{-4}$	$1,349.10^{-4}$	0,0103	0,0107	0,0058	0,0087
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$0,863.10^{-4}$	$0,824.10^{-4}$	$1,918.10^{-4}$	$0,511.10^{-4}$	0,0122	0,0108	0,0256	0,0069
$4,705.10^{-3}$	$4,912.10^{-3}$	$6,989.10^{-3}$	$2,866.10^{-3}$	0,0363	0,0384	0,0738	0,0195
$4,307.10^{-3}$	$4,255.10^{-3}$	$8,353.10^{-3}$	$2,516.10^{-3}$	0,0314	0,0330	0,0655	0,0275
$2,424.10^{-4}$	$2,409.10^{-4}$	$5,889.10^{-4}$	$1,565.10^{-4}$	0,0107	0,0112	0,0149	0,0082

7.1.4 Inserção de um Sinal Ruidoso - $P_e = 0,5$ p.u.

Em um segundo momento, foi inserido no sistema um sinal ruidoso com uma pequena altura de 25.10^{-8} e um tempo de amostragem $T_s = 0,001$ segundos, conforme o esquemático apresentado na Figura 7.9.

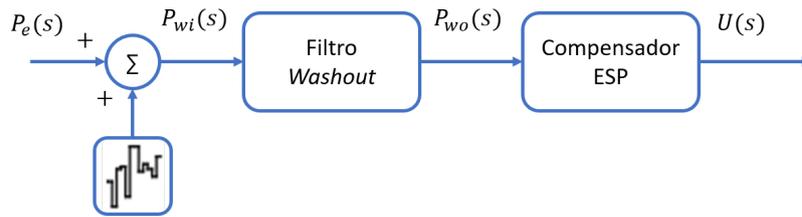


Figura 7.9: Esquemático do Sistema com a Inserção do Sinal Ruidoso

Onde P_e representa a potência elétrica, P_{wi} é o sinal de entrada do filtro *washout*, mostrado na Figura 7.10 e, P_{wo} é o sinal de saída do filtro e entrada do compensador *Lead–Lag*, apresentado na Figura 7.11, e por fim $U(s)$ que representa o sinal de controle.

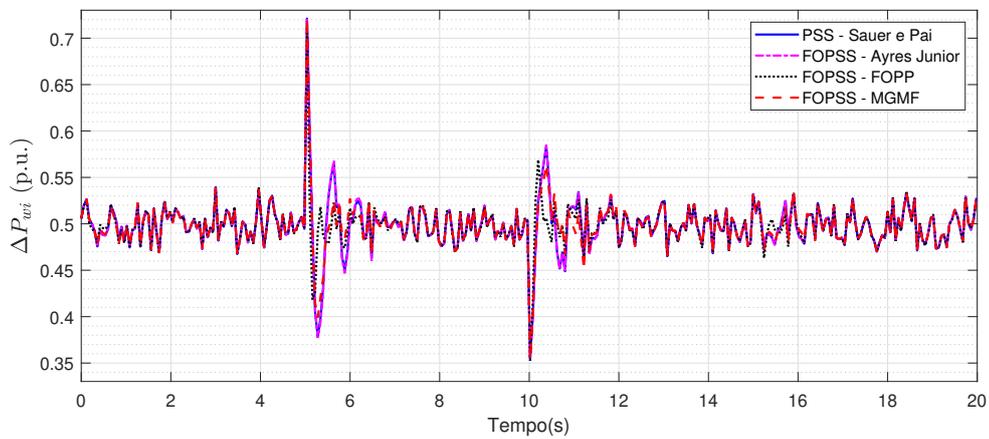


Figura 7.10: Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,5$ p.u.

Portanto, conforme observado na Figura 7.11, apenas as oscilações do sinal de potência passam para o próximo estágio e atuam como sinal de entrada do compensador ESP.

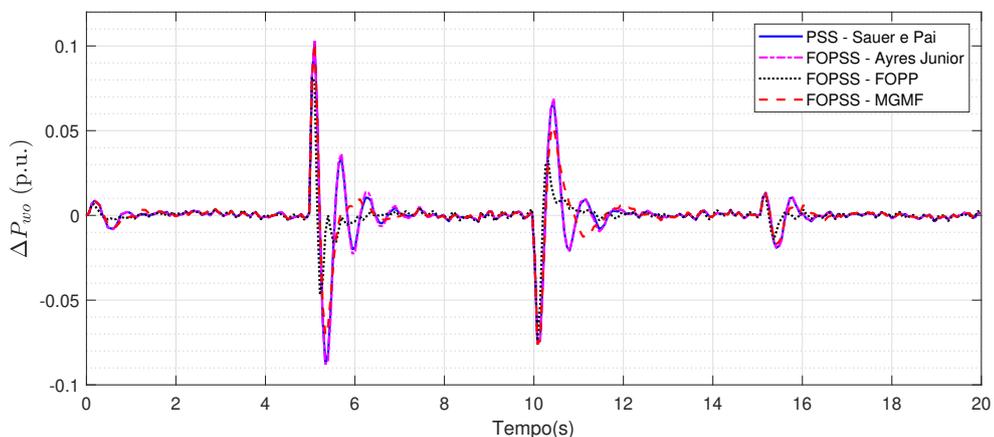


Figura 7.11: Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,5$ p.u.

Na Figura 7.12 são apresentadas as respostas de variação de potência ΔP_e dos testes realizados quando inserimos um sinal ruidoso no sistema.

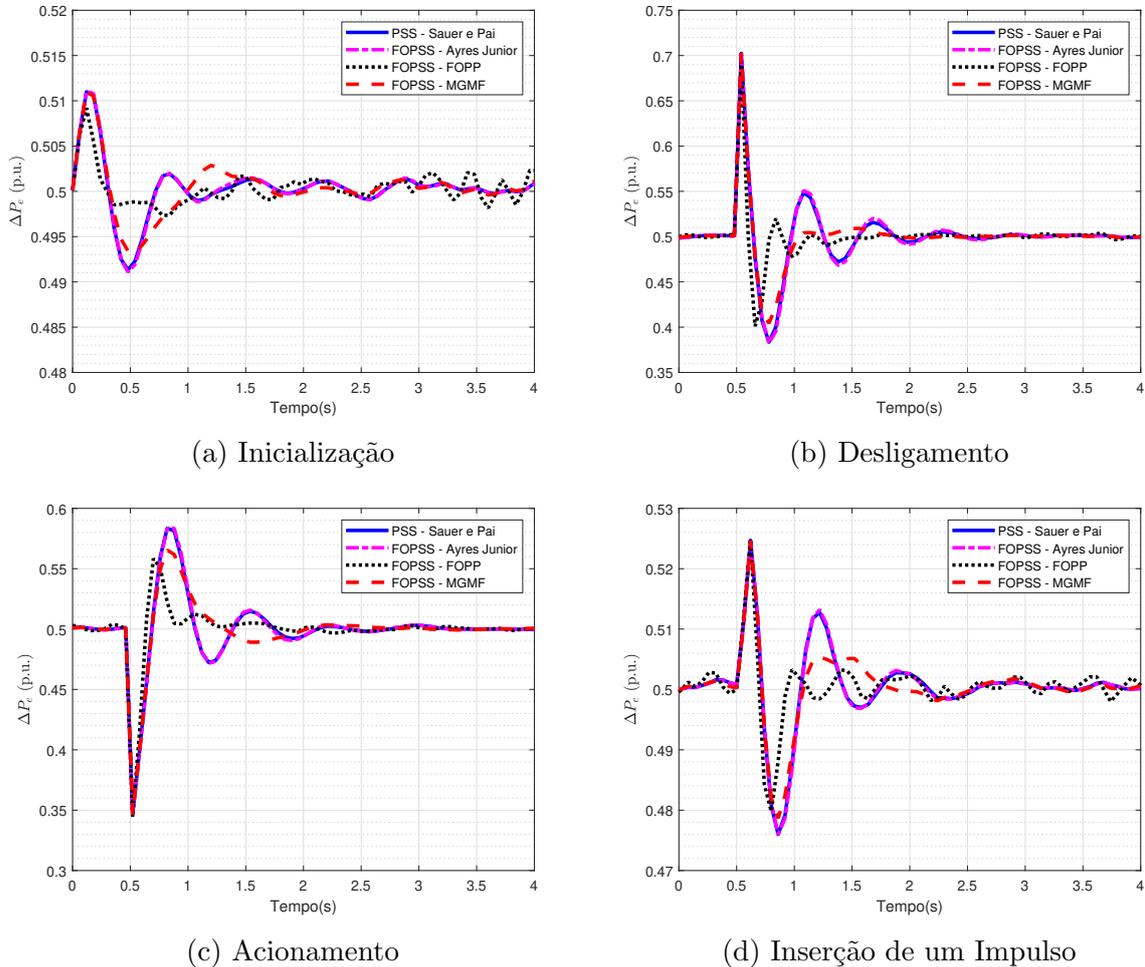


Figura 7.12: Variação de Potência Elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,5$

Durante a inicialização do sistema (Figura 7.12a), o sistema com o estabilizador de ordem fracionária sintonizado pelo método de alocação de polos foi o que apresentou uma maior variação em torno do ponto de operação. O sistemas com o compensador convencional e fracionário projetado pelo método de Ayres Júnior, possuem respostas semelhantes e uma menor oscilação em torno da potência de elétrica de 0,5 p.u.

Ao realizarmos o desligamento (Figura 7.12b) e o ligamento (Figura 7.12c) de uma das linhas de transmissão, os sistemas controlados apresentaram respostas semelhantes às dos testes realizados com o sistema sem ruído.

Entretanto, no último teste, ao inserirmos um impulso no sinal de entrada do regulador de tensão, no sistema com o ESP fracionário via FOPP apresentou pequenas oscilações em torno do ponto de operação, conforme pode-se visualizar na Figura 7.12d.

A Figura 7.13 apresenta o sinal de controle obtido em cada um dos testes realizado no sistema com o sinal ruidoso.

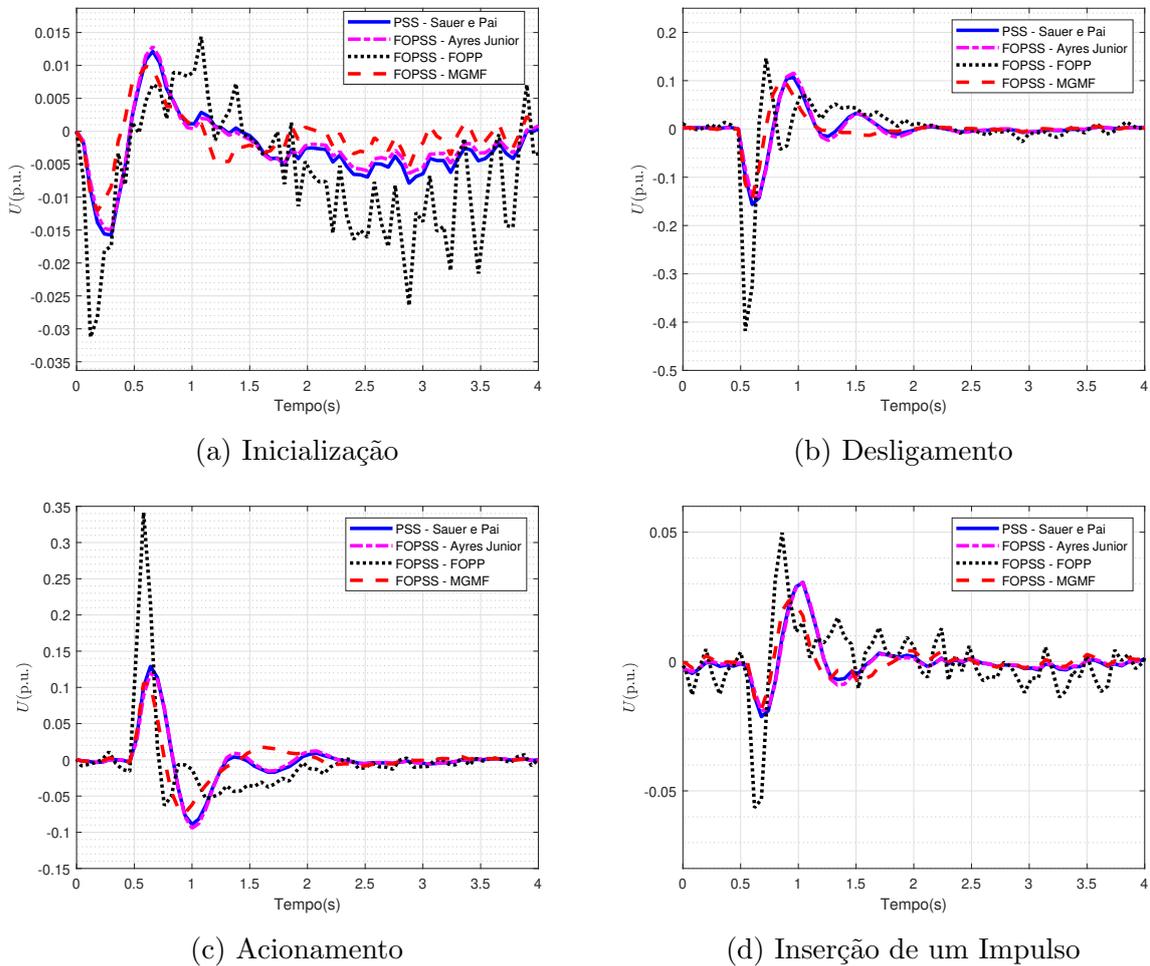


Figura 7.13: Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,5$

Portanto, analisando o esforço de controle sobre os atuadores do sistema, afirma-se que o sistema mais afetado pelo sinal ruidoso foi o com o compensador fracionário via alocação de polos de ordem fracionária, principalmente na inicialização do sistema e ao inserirmos um impulso no sinal de entrada de tensão.

Os demais estabilizadores apresentaram respostas sem muitas variações, exceto ao inicializarmos o sistema, conforme mostrado na Figura 7.13a.

Analisando os índices de desempenho da Figura 7.14 e os seus devidos valores apresentados na Tabela 7.6, tem-se que apesar das pequenas oscilações, o sistema com o compensador FOPSS-FOPP foi o que apresentou as melhores respostas do índice ISE.

Entretanto, o mesmo não ocorreu no índice ITAE, onde em apenas um momento, ao acionarmos a linha e transmissão ao sistema, ele apresentou o melhor desempenho,

porém, nos demais casos, os menores erros foi alcançada pelo sistema com o FOPSS via margem de ganho e margem de fase.

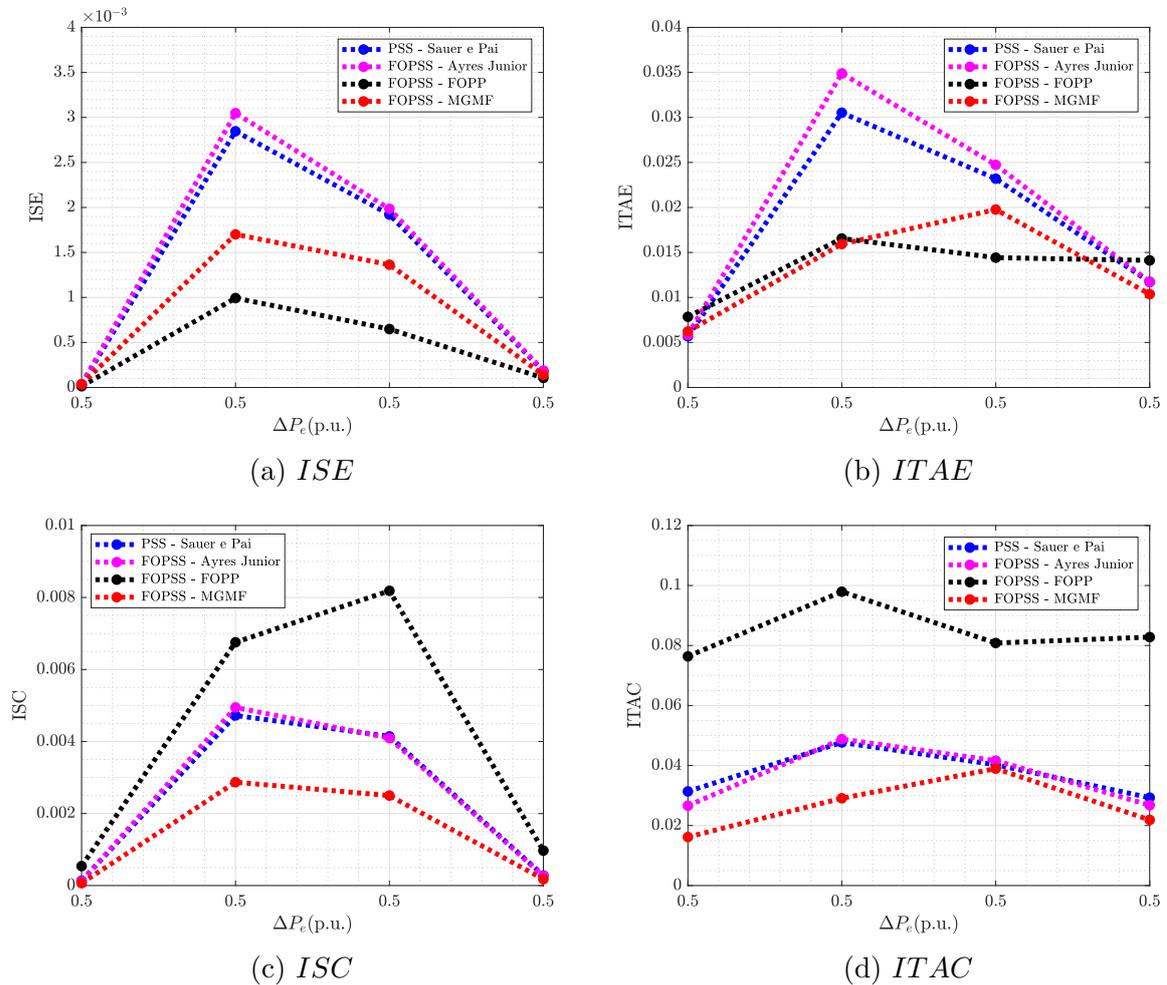


Figura 7.14: Índices de Desempenho ao Erro e ao Sinal de Controle do Sistema com Ruído - $P_e = 0,5$

Em relação ao sinal de controle, as melhores respostas dos índices ISC e ITAC foram obtidas pelo sistema com o ESP proposto neste trabalho (FOPSS-MGMF), de acordo com os gráficos apresentados na Figura 7.14c e 7.14d.

Tabela 7.6: índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,5$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$3,453 \cdot 10^{-5}$	$3,619 \cdot 10^{-5}$	$1,352 \cdot 10^{-5}$	$3,378 \cdot 10^{-5}$	0,0057	0,0059	0,0078	0,0062
$2,846 \cdot 10^{-3}$	$3,048 \cdot 10^{-3}$	$0,993 \cdot 10^{-3}$	$1,700 \cdot 10^{-3}$	0,0305	0,0349	0,0166	0,0159
$1,920 \cdot 10^{-3}$	$1,985 \cdot 10^{-3}$	$0,649 \cdot 10^{-4}$	$1,364 \cdot 10^{-3}$	0,0232	0,0247	0,0144	0,0198
$1,823 \cdot 10^{-4}$	$1,864 \cdot 10^{-4}$	$1,059 \cdot 10^{-4}$	$1,414 \cdot 10^{-4}$	0,0117	0,0117	0,0141	0,0104
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$1,331 \cdot 10^{-4}$	$1,157 \cdot 10^{-4}$	$5,403 \cdot 10^{-4}$	$0,656 \cdot 10^{-4}$	0,0314	0,0266	0,0764	0,0162
$4,724 \cdot 10^{-3}$	$4,946 \cdot 10^{-3}$	$6,755 \cdot 10^{-3}$	$2,871 \cdot 10^{-3}$	0,0477	0,0488	0,0979	0,0291
$4,142 \cdot 10^{-3}$	$4,095 \cdot 10^{-3}$	$8,185 \cdot 10^{-3}$	$2,499 \cdot 10^{-3}$	0,0403	0,0416	0,0808	0,0390
$2,799 \cdot 10^{-4}$	$2,672 \cdot 10^{-4}$	$9,691 \cdot 10^{-4}$	$1,765 \cdot 10^{-4}$	0,0293	0,0268	0,0828	0,0219

7.2 Resultados dos Testes no Ponto de Operação de 0,3 p.u.

Posteriormente, realizou-se a redução da potência elétrica de modo que o sistema passasse a operar com 0,3 p.u., conseqüentemente, novos compensadores foram sintonizados e novos testes foram efetuados. Portanto, nessa seção são apresentados os resultados dos testes realizados para $P_e = 0,3$ p.u.

Na Figura 7.15a são apresentadas as respostas oscilatórias desenvolvidas por cada um dos sistemas compensados. Verifica-se que o sistema com o ESP convencional e com o compensador fracionário de Ayres Junior desenvolveram respostas semelhantes, com um pico máximo no valor de 0,307 p.u. de potência elétrica, e um valor mínimo de 0,293 p.u. em $t = 0,48$ s.. Em seguida, ambos os sistemas oscilaram até se acomodarem em torno do ponto de operação após $t = 2,04$ segundos.

Enquanto isso, o sistema com o FOPSS via MGMF alcançou um valor máximo de pico semelhante ao demais compensadores, porém, um valor mínimo de 0,295 p.u. em $t = 0,54$ s, acomodando-se após $t = 2,16$ s. Por fim, o sistema com o controlador fracionário sintonizado pelo método FOPP, atingiu um pico com o valor máximo de 0,306

p.u. e mínimo de 0,298 p.u., estabilizando-se após $t = 1,40$ s.

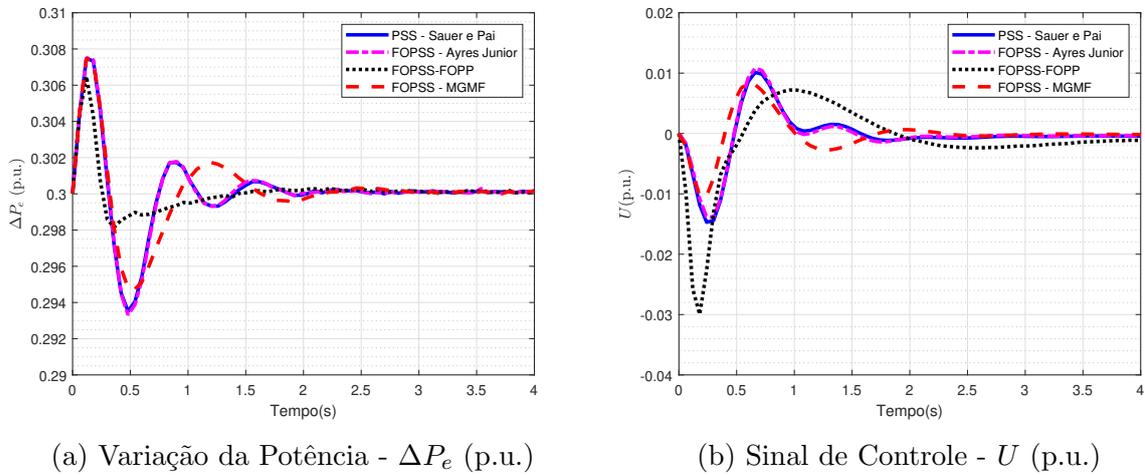


Figura 7.15: Inicialização do sistema - $P_e = 0,3$ p.u.

A Figura 7.15b apresenta o esforço de controle necessário para que cada um dos sistemas amortecia as oscilações eletromecânicas. E, assim como nos casos anteriores, o compensador PSS de Sauer e Pai e o FOPSS de Ayres Junior possuem sinais de controle semelhantes, atingindo valores de vão de $-0,0138$ p.u. a $0,0108$ p.u.. Já o sistema com o compensador fracionário via MGMF alcançou um valor mínimo de $-0,010$ p.u. e máximo de $0,083$ p.u., estabilizando-se após $t = 1,8$ segundos. Sendo o maior esforço de controle desenvolvido pelo sistema com ESP fracionário projetado com o método FOPP, que atingiu um valor de pico mínimo de $-0,030$ p.u., acomodando-se após $t = 3,12$ segundos.

Na Tabela 7.7, são apresentados os valores de pico máximo e mínimo e o tempo de acomodação desenvolvidos na inicialização de cada um dos sistemas compensados.

Tabela 7.7: Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,3$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,307	0,307	0,306	0,307	0,0108	0,0108	0,0072	0,0084
$VP_{m\grave{a}n}$ (p.u.)	0,293	0,293	0,298	0,295	-0,0138	-0,0138	-0,030	-0,010
t_s (S)	2,04	2,04	1,4	2,16	1,92	1,92	3,12	1,8

7.2.1 Desligamento e Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.

Após a estabilização do sistema em torno da potência elétrica de 0,3 p.u., realizou-se o primeiro teste, conforme pode-se verificar na Figura 7.16.

O amortecimento das oscilações eletromecânicas, considerando cada um dos três compensadores, é apresentado na Figura 7.16a. Note que todos os sistemas com ESP atingiram um pico máximo no valor de 0,417 p.u.. Já o FOPSS-MGMF alcançou um valor mínimo de 0,248 p.u. e o FOPSS-FOPP atingiu um valor de pico mínimo muito próximo, de 0,246 p.u., enquanto os outros dois sistemas compensados chegaram a aproximadamente 0,237 p.u. de potência elétrica após $t = 0,32$ segundos. Sendo que, os compensadores fracionários via MGMF e FOPP desenvolveram apenas uma oscilação com baixa amplitude, porém, o sistema com FOPSS-FOPP necessitou de apenas $t = 1,3$ s para se acomodar.

O esforço de controle necessário para que houvesse esse desempenho é mostrado na Figura 7.16b.

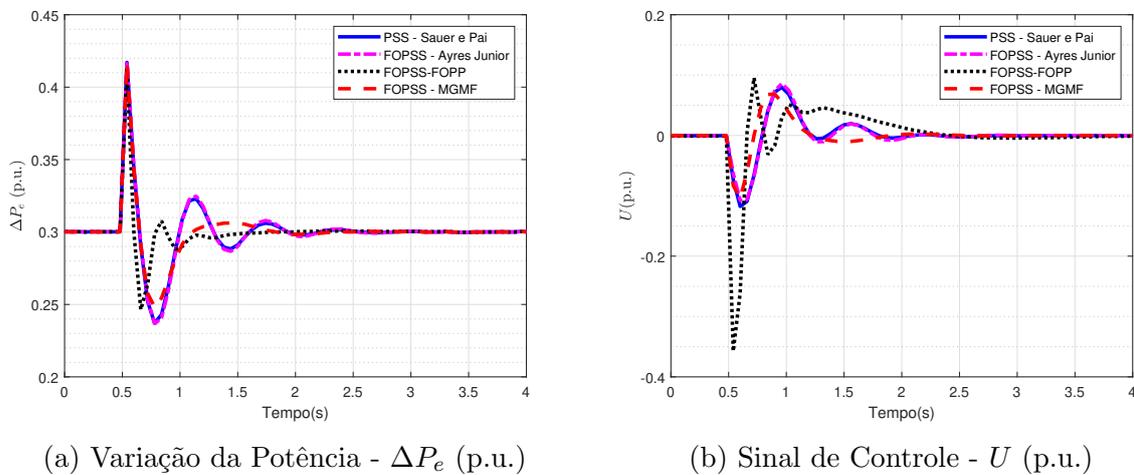


Figura 7.16: Desligamento da linha de transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.

Neste caso, os menores valores de pico foram alcançado pelo sistema com ESP fracionário via MGMF, variando de $-0,103$ p.u. até $0,068$ p.u. E, o maior esforço de controle foi desenvolvido pelo sistema com FOPSS via alocação de polos fracionário, que apresentou um valor de pico mínimo de $-0,357$ p.u., conforme podemos observar na Tabela 7.8.

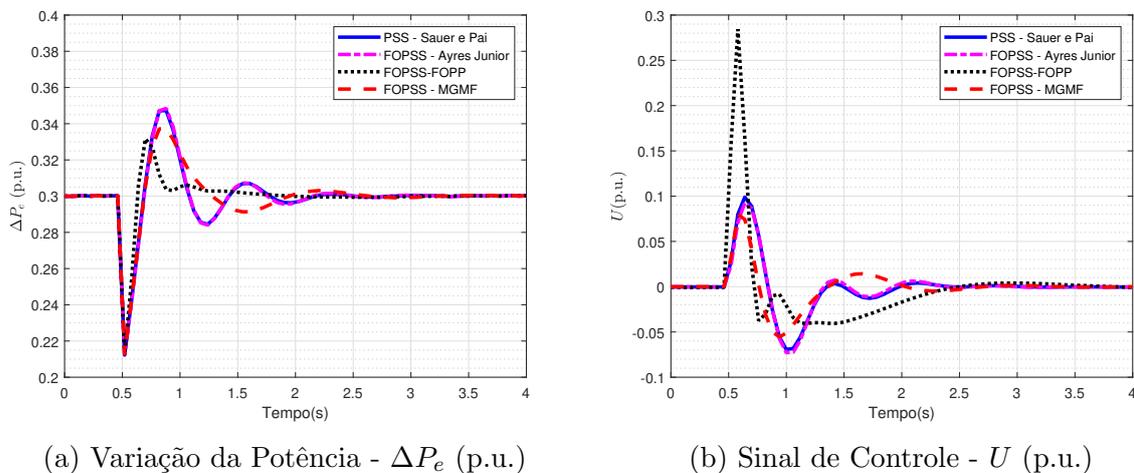
Tabela 7.8: Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_3 = 0,3$ p.u.

	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,417	0,417	0,417	0,417	0,08	0,086	0,096	0,068
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,237	0,237	0,246	0,248	-0,118	-0,108	-0,357	-0,103
t_s (S)	1,72	1,72	1,3	1,9	1,6	1,6	1,9	1,42

Após a estabilização do sistema em torno do ponto de operação, insere-se a linha de transmissão, gerando assim uma nova oscilação, conforme apresentado na Figura 7.17, sendo as amplitudes e tempo de acomodação de cada sistema controlado mostrado na Tabela 7.9.

Na Figura 7.17a, observa-se que o sistema com o FOPSS-MGMF oscila de 0,212 p.u. até 0,338 p.u. após $t = 0,34$ s, em seguida, apresenta um decaimento e uma oscilação com baixa amplitude, acomodando-se em torno de $t = 1,46$ segundos. O sistema com o compensador fracionário sintonizado pelo método FOPP apresenta valores de pico e tempo de acomodação semelhantes, entretanto, possui uma oscilação com um comprimento de onda menor, decaindo até se estabilizar em torno do ponto de operação.

Os outros dois sistemas, PSS convencional e FOPSS de Ayres Junior, possuem respostas semelhantes e com oscilações que vão de 0,212 p.u. de potência elétrica a 0,349 p.u., estabilizando-se após 1,7 s.

Figura 7.17: Acionamento da linha de transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.

Na Figura 7.17b é mostrado o sinal de controle desenvolvido neste teste, onde o

o sinal do compensador fracionária via MGMF possui um valor máximo de 0,080 p.u. e mínimo de $-0,055$ p.u.. Sendo o maior esforço desenvolvido pelo compensador fracionário sintonizado pelo método de alocação de polos fracionário, que alcançou um valor de pico máximo de 0,284 p.u. no instante da inserção da linha, conforme o gráfico da Figura 7.17b e os valores da Tabela 7.9.

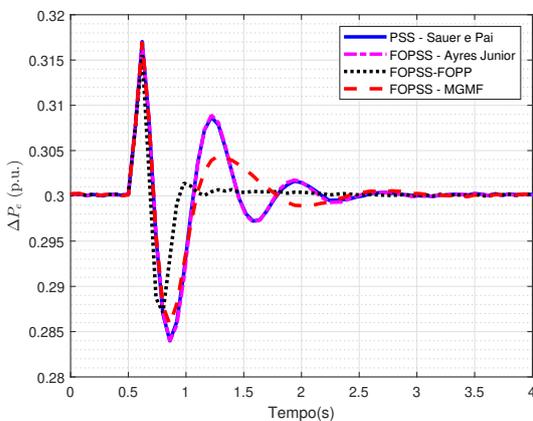
Tabela 7.9: Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,3$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,349	0,349	0,332	0,338	0,099	0,093	0,284	0,080
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,212	0,212	0,212	0,212	-0,068	-0,072	-0,040	-0,055
t_s (S)	1,7	1,7	1,46	1,46	1,88	1,88	3,0	2,18

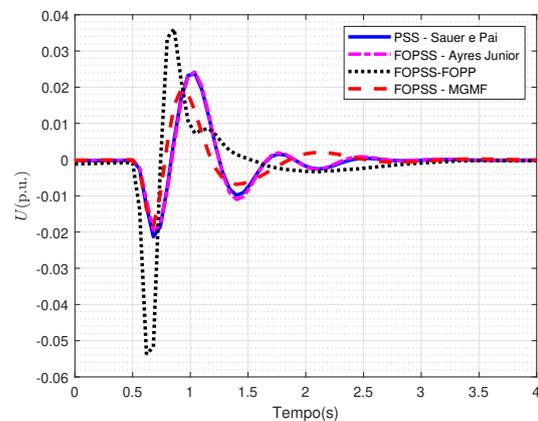
7.2.2 Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,3$ p.u.

No segundo teste realiza-se a inserção de um impulso com amplitude de 0,1 p.u. na entrada de tensão, obtendo os resultados mostrados na Figura 7.18 e na Tabela 7.10.

No momento em que ocorre essa variação instantânea na tensão, os sistemas com ESP oscilam, sendo que todos os sistemas atingem um pico máximo de 0,317 p.u., porém, o sistema com o compensador fracionário via FOPP foi o que apresentou o menor tempo de acomodação, de apenas $t = 1,0$ s.



(a) Variação da Potência - ΔP_e (p.u.)



(b) Sinal de Controle - U (p.u.)

Figura 7.18: Inserção de um impulso no sinal de referência - $P_e = 0,3$ p.u.

Entretanto, analisando-se o sinal de controle, verifica-se que entre os controladores utilizados, o que necessitou de um menor esforço de controle foi justamente o FOPSS via margem de ganho e margem de fase, de acordo com a resposta mostrada na Figura 7.6b. E, o maior esforço de controle foi desenvolvido pelo compensador fracionário sintonizado pelo método FOFP, conforme os valores apresentados na Tabela 7.10 a seguir.

Tabela 7.10: Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,3$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,317	0,317	0,317	0,317	0,024	0,024	0,036	0,019
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,284	0,284	0,287	0,286	-0,021	-0,019	-0,054	-0,018
t_s (S)	2,5	2,5	1,0	2,5	1,9	1,9	2,5	1,85

7.2.3 Índices de Desempenho - $P_e = 0,3$ p.u.

Para uma melhor avaliação dos resultados coletados, utiliza-se os índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle.

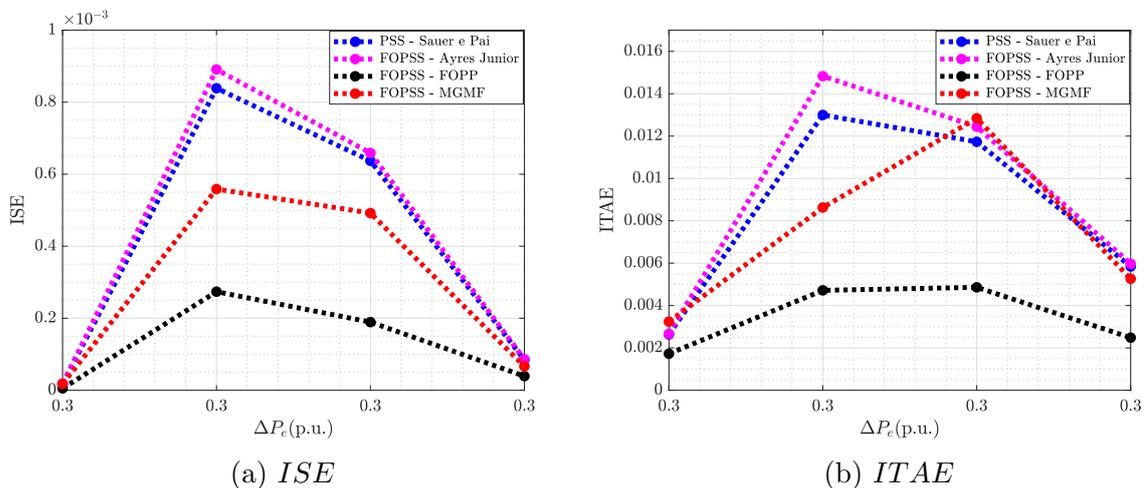


Figura 7.19: Índices de desempenho ao erro - $P_e = 0,3$ p.u.

Analisando os gráficos ISE (Figura 7.19a) e ITAE (Figura 7.19b), verifica-se que no primeiro teste, o desempenho do sistema com compensador fracionária sintonizado pelo método FOFP foi superior aos demais sistemas, seguido do sistema com o compensador FOPSS-MGMF. Entretanto, ao acionarmos a linha de tensão, a performance do FOPSS-

MGMF foi inferior, analisando o índice ITAE, aos demais sistemas com ESP convencional e fracionários.

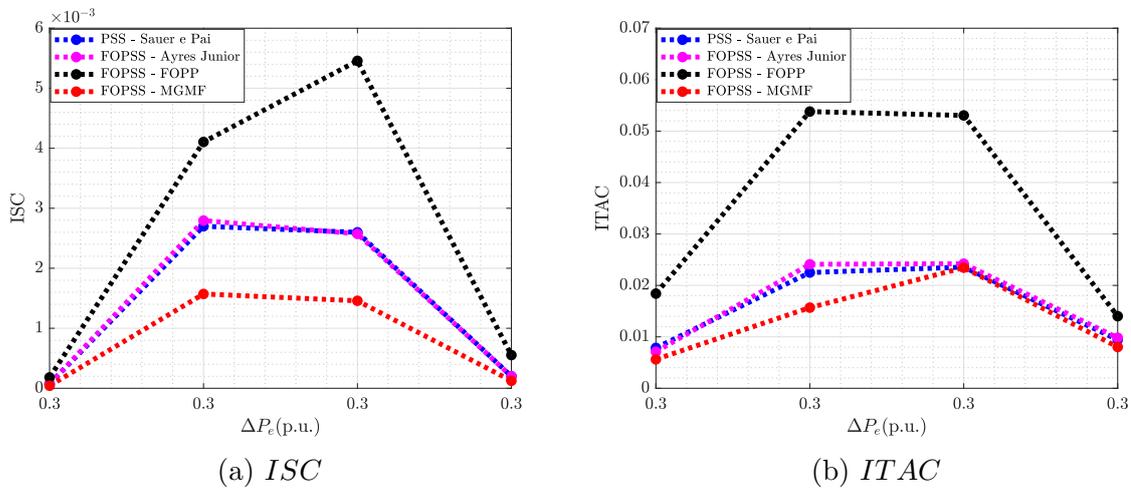


Figura 7.20: Índices de desempenho do sinal de controle - $P_e = 0,3$ p.u.

Porém, observando os gráficos dos índices quantitativos de ISC (Figura 7.20a) e ITAC (Figura 7.20b) e os dados numéricos contidos na Tabela 7.11, afirma-se que o esforço do controlador fracionária sintonizado pelo método de margem de ganho e margem de fase sobre os atuadores foi menor ao compararmos com os outros resultados coletados.

Tabela 7.11: Índices de Desempenho - $P_e = 0,3$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$1,780.10^{-5}$	$1,851.10^{-5}$	$0,528.10^{-5}$	$1,743.10^{-5}$	0,0026	0,0027	0,0017	0,0032
$8,387.10^{-4}$	$8,909.10^{-4}$	$2,738.10^{-4}$	$5,586.10^{-4}$	0,0130	0,0148	0,0047	0,0086
$6,370.10^{-4}$	$6,589.10^{-4}$	$1,893.10^{-4}$	$4,920.10^{-4}$	0,0117	0,0124	0,0049	0,0128
$8,423.10^{-5}$	$8,606.10^{-5}$	$3,925.10^{-5}$	$6,633.10^{-5}$	0,0058	0,0060	0,0025	0,0053
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$7,284.10^{-5}$	$7,033.10^{-5}$	$1,809.10^{-4}$	$4,214.10^{-5}$	0,0079	0,0071	0,0184	0,0056
$2,700.10^{-3}$	$2,795.10^{-3}$	$4,104.10^{-3}$	$1,571.10^{-3}$	0,0225	0,0241	0,0538	0,0157
$2,599.10^{-3}$	$2,573.10^{-3}$	$5,456.10^{-3}$	$1,458.10^{-3}$	0,0236	0,0242	0,0530	0,0234
$1,998.10^{-4}$	$1,988.10^{-4}$	$5,532.10^{-4}$	$1,244.10^{-4}$	0,0094	0,0098	0,0140	0,0080

7.2.4 Inserção de um Sinal Ruidoso - $P_e = 0,3$ p.u.

No segundo caso, após inserirmos um sinal ruidoso antes do filtro *Washout*, realizaram-se novamente os testes de falta e variação instantânea na entrada de tensão do RAT.

A Figura 7.21 apresenta o sinal de potência elétrica com ruído que é adicionado a entrada do filtro. Note que, apesar do sinal ruidoso possuir a mesma potência e frequência do apresentado na Figura 7.10, este por sua vez é mais ruidoso, pois estamos utilizando apenas 30% da potência elétrica nominal do sistema.

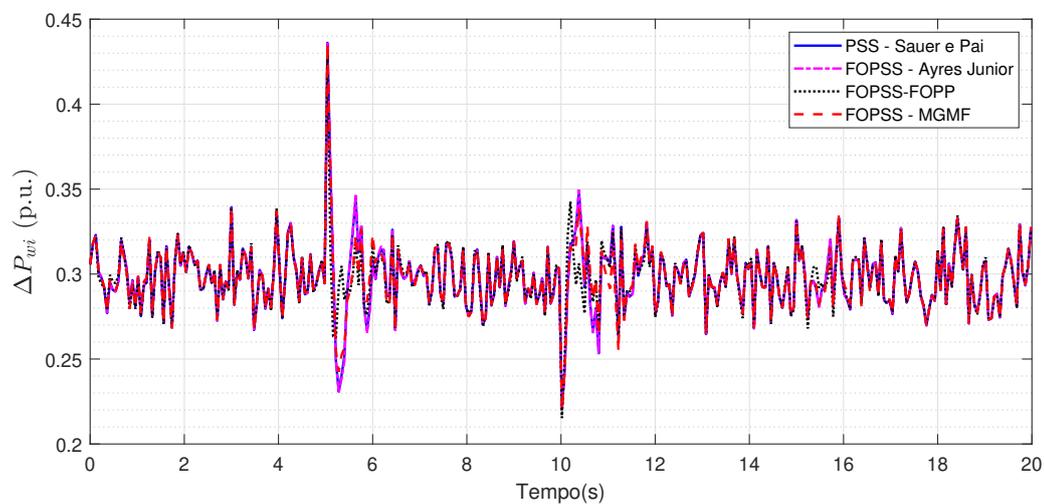


Figura 7.21: Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,3$ p.u.

Após a filtragem, obtém-se o sinal apresentado na Figura 7.22, que será inserido na entrada do compensador *Lead - Lag*.

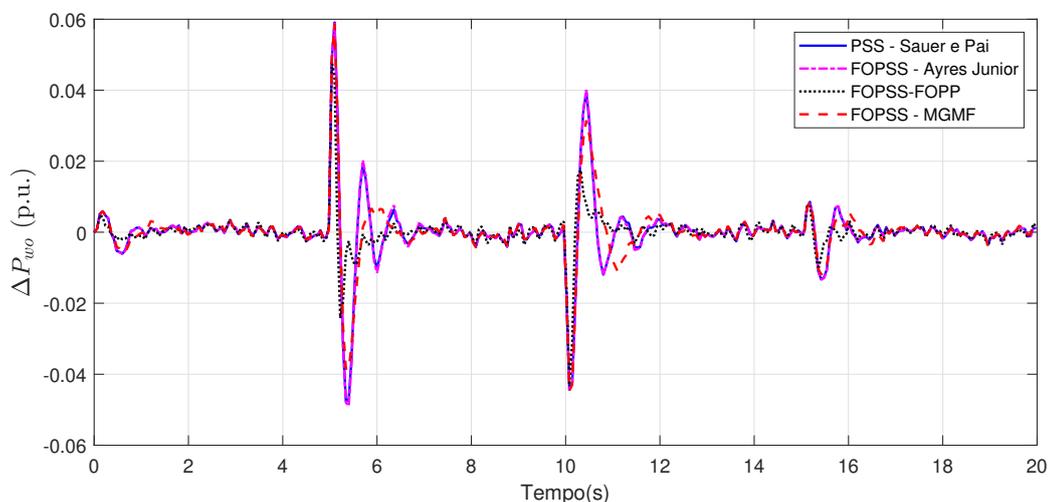
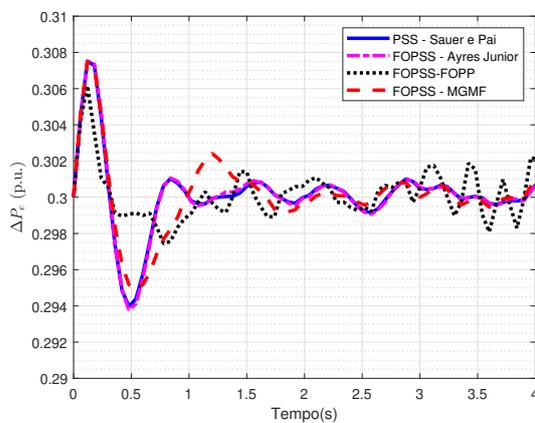


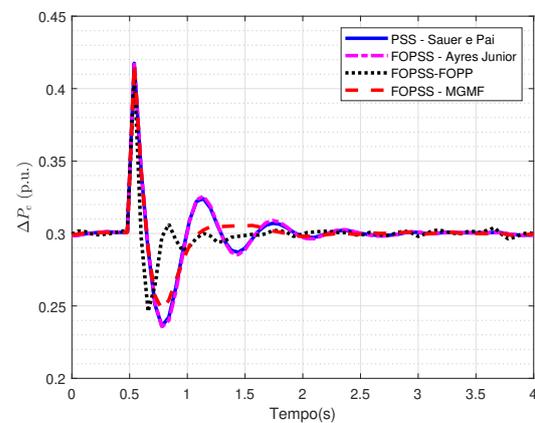
Figura 7.22: Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,3$ p.u.

Na inicialização do sistema, obtém-se as respostas mostradas na Figura 7.23a. O sistema mais afetado pelo sinal ruidoso foi o com compensador fracionário via FOPP, porém, os outros sistemas controlados apresentam oscilações significantes em torno do ponto de operação.

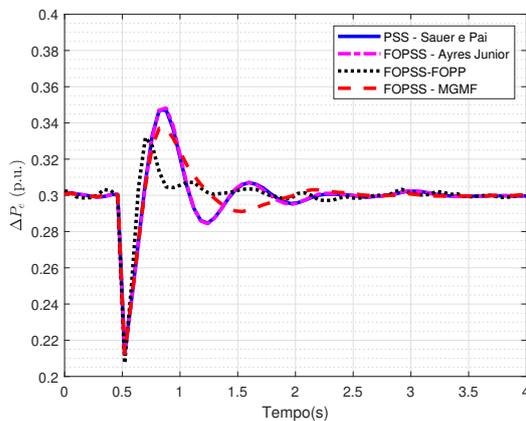
Ao simularmos uma possível falta, conforme os sinais mostrados nas Figuras 7.23b e 7.23c, a perturbação causada pelo sinal ruidoso não afeta o sistema como na inicialização e ao inserirmos um impulso com amplitude de 0,1 p.u. na entrada de tensão, de acordo com a Figura 7.23d.



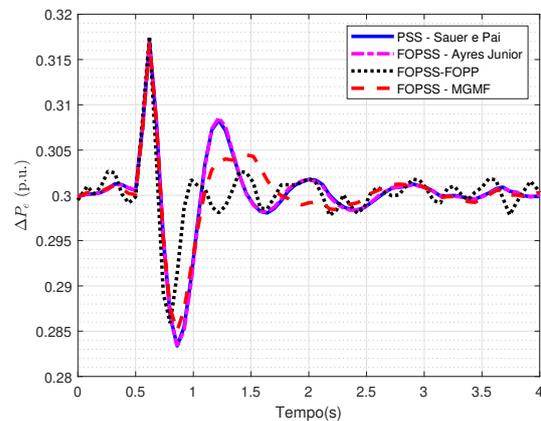
(a) Inicialização



(b) Desligamento



(c) Acionamento



(d) Inserção de um Impulso

Figura 7.23: Variação de potência elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,3$

Os esforços de controle desenvolvidos por cada um dos sistemas são apresentados na Figura 7.24. Observe que a inicialização (Figura 7.24a) e o teste de implementação do impulso (Figura 7.24d) foram os casos mais afetados pelo sinal ruidoso, principalmente, o sistema com compensador via alocação de polos de ordem fracionária. Essa afirmação pode ser confirmada ao analisarmos os gráficos ISC e ITAC mostrados na Figura 7.25,

sendo o ESP via FOPP o que apresentou o pior desempenho relacionado ao sinal de controle.

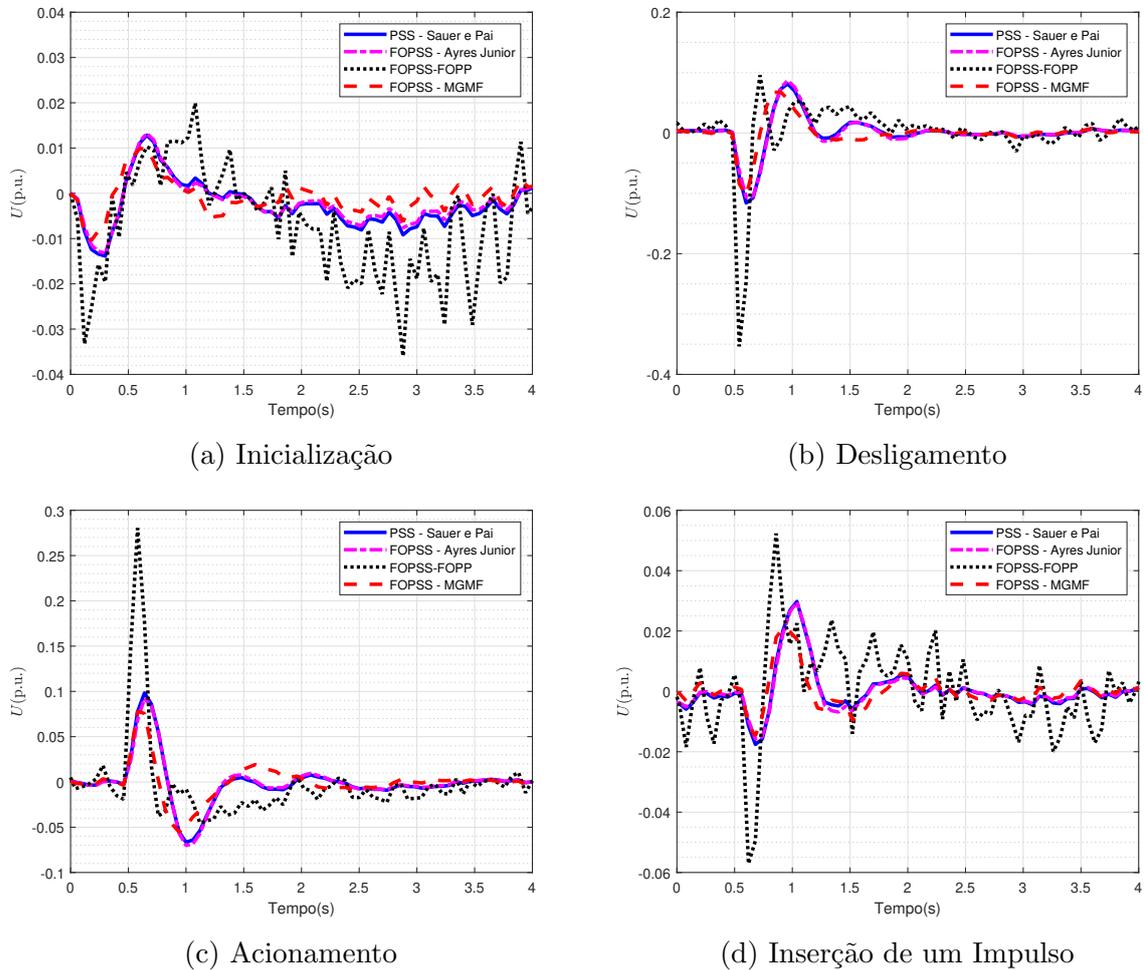


Figura 7.24: Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,3$

Analisando os índices de desempenho mostrados na Figura 7.25 e os seus valores da Tabela 7.12, temos que o melhor desempenho referente ao sinal de controle foi alcançado pelo sistema com o ESP fracionário via margem de ganho e margem de fase e a pior performance pelo sistema com o FOPSS-FOPP, conforme os gráficos da Figura 7.25c e 7.25d.

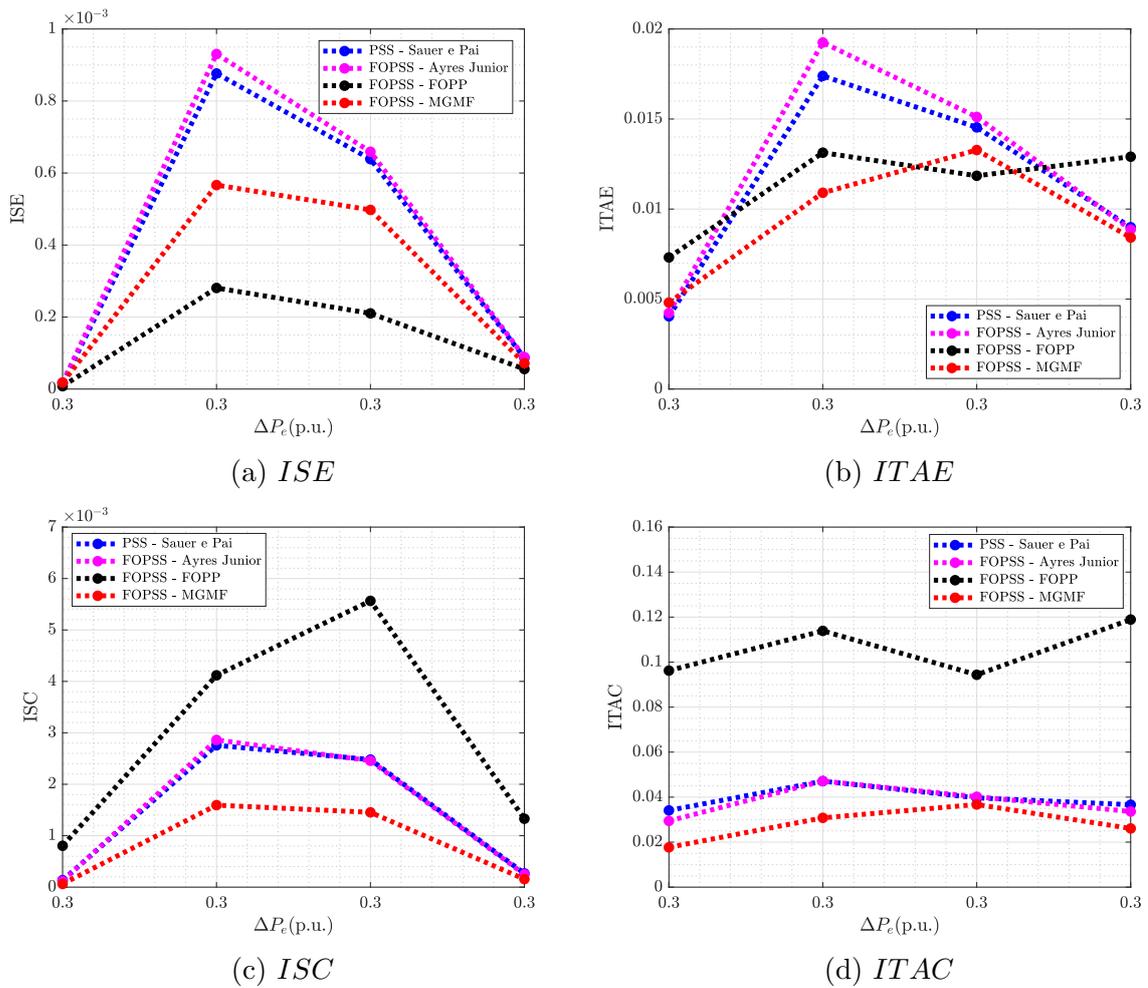


Figura 7.25: Índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle do sistema com ruído - $P_e = 0,3$

Em relação ao sinal de erro, ISE e ITAE, ocorre uma divergência de resultados. Pois, de acordo com o índice ISE que analisa apenas o erro absoluto, o melhor desempenho foi obtido pelo sistema com o FOPSS-FOPP (Figura 7.25a). Porém, segundo os dados do índice ITAE, onde utilizamos o erro absoluto e o tempo, o sistema com o FOPSS via alocação de polos fracionário foi o que obteve a pior performance em grande parte dos casos.

Tabela 7.12: Índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,3$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$1,666.10^{-5}$	$1,750.10^{-5}$	$0,795.10^{-5}$	$1,786.10^{-5}$	0,0040	0,0042	0,0073	0,0048
$8,765.10^{-4}$	$9,305.10^{-4}$	$2,808.10^{-4}$	$5,666.10^{-4}$	0,0174	0,0193	0,0131	0,0109
$6,385.10^{-4}$	$6,591.10^{-4}$	$2,102.10^{-4}$	$4,976.10^{-4}$	0,0145	0,0151	0,0118	0,0133
$8,690.10^{-5}$	$8,877.10^{-5}$	$5,562.10^{-5}$	$7,158.10^{-5}$	0,0090	0,0089	0,0129	0,0084
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$1,356.10^{-4}$	$1,169.10^{-4}$	$8,038.10^{-4}$	$0,621.10^{-5}$	0,0341	0,0294	0,0962	0,0177
$2,757.10^{-3}$	$2,862.10^{-3}$	$4,118.10^{-3}$	$1,594.10^{-3}$	0,0471	0,0471	0,1139	0,0308
$2,479.10^{-3}$	$2,457.10^{-3}$	$5,565.10^{-3}$	$1,454.10^{-3}$	0,0397	0,0402	0,0944	0,0367
$2,670.10^{-4}$	$2,496.10^{-4}$	$1,330.10^{-3}$	$1,559.10^{-4}$	0,0366	0,0336	0,1189	0,0261

7.3 Resultados dos Testes no Ponto de Operação de 0,8 p.u.

No terceiro caso, os compensadores foram sintonizados e testados com uma potência elétrica de 0,8 p.u. Sendo assim, nesta seção são apresentados os resultados qualitativos e quantitativos dos dois testes simulados.

A inicialização dos sistemas com ESP convencional e fracionário de Ayres Junior apresentam oscilações muito próximas, conforme mostrado na Figura 7.26a, atingindo o valor máximo de 0,815 p.u. em $t = 0,18$ s e o valor mínimo de 0,788 p.u. em $t = 0,54$ s, em seguida, oscila em torno do ponto de operação, acomodando-se após $t = 2,0$ segundos.

Já o sistema com o compensador fracionário sintonizado via MGMF alcança o mesmo valor máximo de pico de 0,815 p.u., porém, um valor mínimo de 0,791 p.u., estabilizando-se após $t = 2,0$ segundos. O sistema com o menor tempo de acomodação foi o sintonizado pelo método fracionário de alocação de polos, necessitando de apenas $t = 1,5$ s para se estabilizar, com valores de pico de vão de 0,813 p.u. a 0,796 p.u.

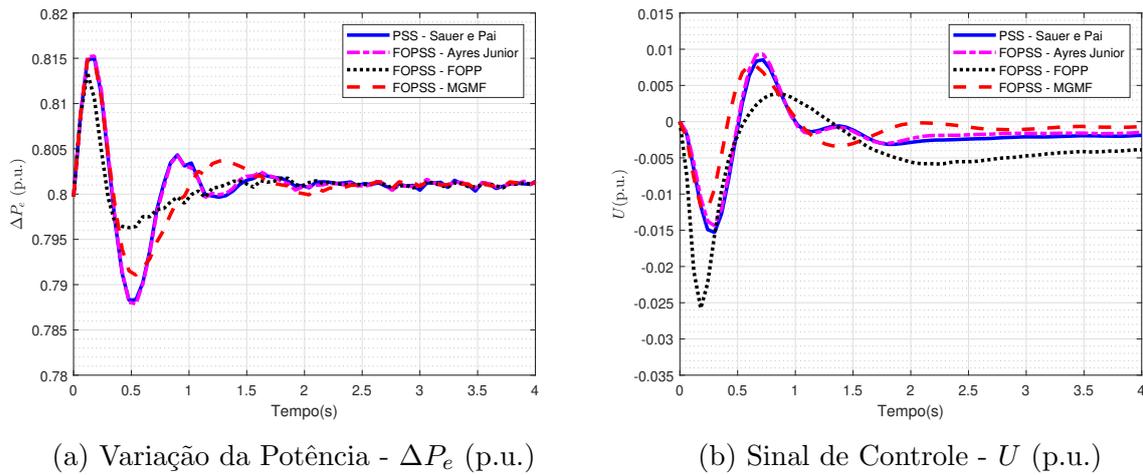


Figura 7.26: Inicialização do sistema - $P_e = 0,8$ p.u.

O esforço de controle necessário na inicialização de cada um dos sistemas é mostrado na Figura 7.26b e na Tabela 7.13. O sinal de controle do ESP convencional varia de $-0,0153$ p.u. a $0,0085$ p.u., enquanto o ESP fracionário de Ayres Junior vai de $-0,0144$ p.u. a $0,0093$ p.u., sofrendo uma pequena oscilação e estabilizando-se após $t = 3,0$ s.

O sinal de controle do FOPSS-MGMF varia de $-0,0121$ p.u. até $0,0077$ p.u., acomodando-se após $t = 3,0$ segundos. Sendo o maior esforço de controle desenvolvido pelo sistema FOPSS-FOPP, com um valor de pico mínimo de $-0,026$ p.u. com um tempo de acomodação superior a $t = 4$ segundos.

Tabela 7.13: Desempenho na Inicialização do Sistema - $P_e = 0,8$ p.u.

	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,815	0,815	0,813	0,815	0,0085	0,0093	0,004	0,0077
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,788	0,788	0,796	0,791	-0,153	-0,0144	-0,026	-0,0121
t_s (S)	2,0	2,0	1,5	2,0	3,0	3,0	-	3,0

7.3.1 Desligamento e Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.

Após a estabilização do sistema em torno do ponto de operação, realiza-se o primeiro teste e obtém-se os resultados apresentados na Figura 7.27 e na Tabela 7.14.

No instante em que uma das linhas de transmissão é desconectada, todos os

sistemas compensados desenvolvem uma resposta oscilatória que atinge um pico com valor máximo de 1,130 p.u. de desvio de potência elétrica. Em seguida, dois dos sistemas, o com PSS de Sauer e Pai e o FOPSS de Ayres Junior, alcançam um valor mínimo de 0,595 p.u. e continuam oscilando até acomodarem-se em torno do ponto de operação após $t = 2,0$ segundos.

O sistema com FOPSS-MGMF varia até um valor mínimo de 0,628 p.u. depois de $t = 0,26$ s e estabiliza-se em $t = 1,3$ s após sofrer oscilações com baixas amplitudes. Assim como o sistema com o compensador via FOPP que atinge um valor de pico mínimo de 0,665 p.u., acomodando-se após $t = 1,0$ segundo.

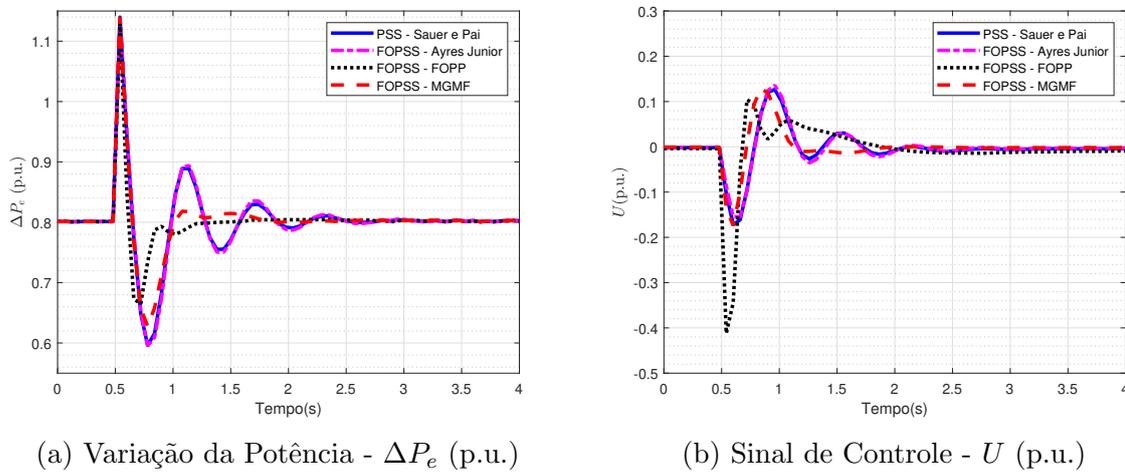


Figura 7.27: Desligamento da linha de transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.

O sinal de controle para esta primeira mudança é mostrado na Figura 7.27b, apresentando um resultado bastante semelhante ao visualizado nas Figuras 7.4b e 7.16b, exceto pelos valores das amplitudes das oscilações, devido ao novo ponto de operação. Sendo o maior esforço de controle realizado pelo sistema com o FOPSS sintonizado pelo método de alocação de polos fracionário, com valores de pico que variam de $-0,412$ p.u. a $0,104$ p.u., acomodando-se após $t = 3,0$ segundos.

Tabela 7.14: Desempenho no Desligamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	1,130	1,130	1,130	1,130	0,130	0,140	0,104	0,127
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,595	0,595	0,665	0,628	-0,171	-0,154	-0,412	-0,174
t_s (s)	2,0	2,0	1,0	1,3	1,5	1,5	3,0	1,3

Após alguns segundos, acionou-se a linha de transmissão ao sistema, causando assim uma nova oscilação em torno do ponto de operação. Logo, de acordo com o resultado apresentado na Figura 7.28, mais uma vez os sistemas com ESP convencional e fracionário projetado pelo método de Ayres Júnior desenvolvem respostas semelhantes.

Portanto, o sistema com compensador convencional de Sauer e Pai e fracionário de Ayres Junior variaram de 0,554 p.u. a 0,934 p.u., o fracionário pela metodologia de margem de ganho e margem de fase teve o valor máximo de 0,902 p.u., enquanto o fracionário via FOPP apresentou um $VP_{max} = 0,886$ p.u., e um valor mínimo semelhante as demais resultados.

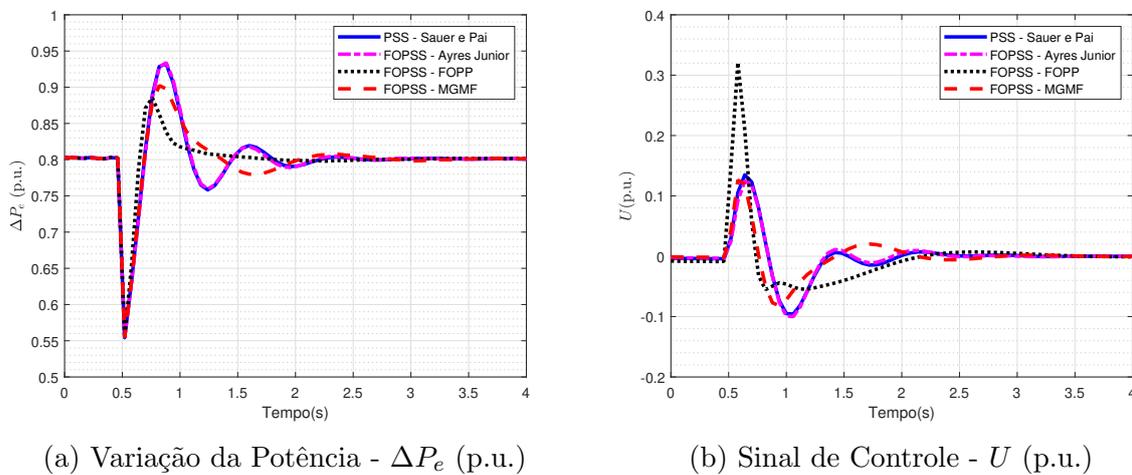


Figura 7.28: Acionamento da linha de transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.

O esforço de controle necessário para que o sistema amortee essas oscilações é apresentado na Figura 7.28b e na Tabela 7.15 a seguir, onde observamos que o sinal de controle do sistema com FOPSS-FOPP desenvolve um pico com amplitude máxima de 0,321 p.u., muito maior que a dos outros compensadores.

Tabela 7.15: Desempenho no Acionamento da Linha de Transmissão - $P_e = 0,8$ p.u.

PSS/FOPSS	ΔP_e (p.u.)				U (p.u.)			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}$ (p.u.)	0,934	0,934	0,886	0,902	0,135	0,125	0,321	0,126
$VP_{m\acute{i}n}$ (p.u.)	0,554	0,554	0,554	0,554	-0,096	-0,100	-0,050	-0,082
t_s (S)	2,3	2,3	1,3	2,0	2,0	2,0	2,0	2,0

7.3.2 Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,8$ p.u.

Ao inserirmos um impulso na entrada de tensão do RAT, os sistemas oscilam conforme os resultados apresentados na Figura 7.29.

Sendo assim, todos os sistemas apresentam valores de pico máximo em torno de 0,83 p.u. e mínimo que variam de 0,771 p.u., com o ESP convencional e fracionário de Ayres Junior, 0,777 p.u. no sistema com o FOPSS via alocação de polos fracionário e 0,774 p.u. com o ESP fracionário sintonizado pelo método de margem de ganho e margem de fase, sendo o menor tempo de acomodação o do sistema com o FOPSS-FOPP, com $t = 1,7$ segundos.

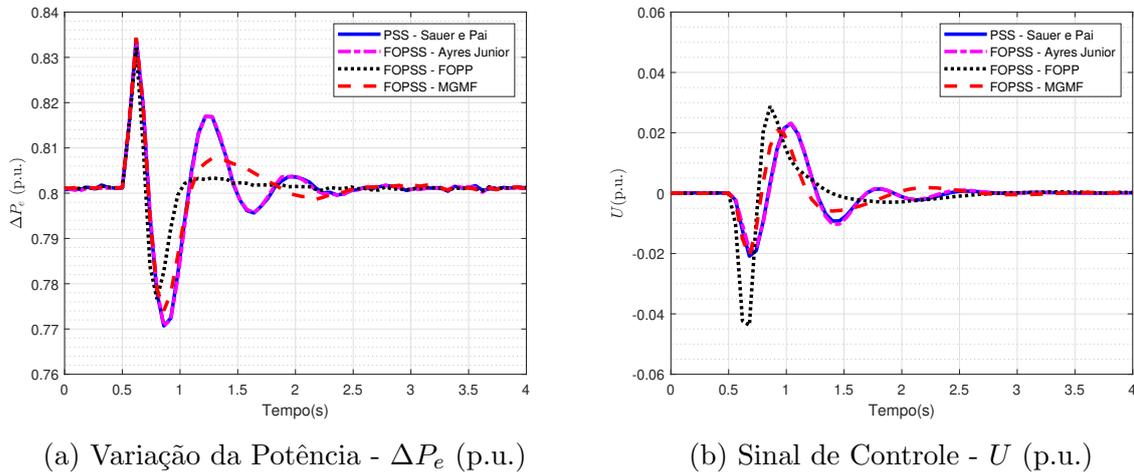


Figura 7.29: Inserção de um impulso no sinal de referência - $P_e = 0,8$ p.u.

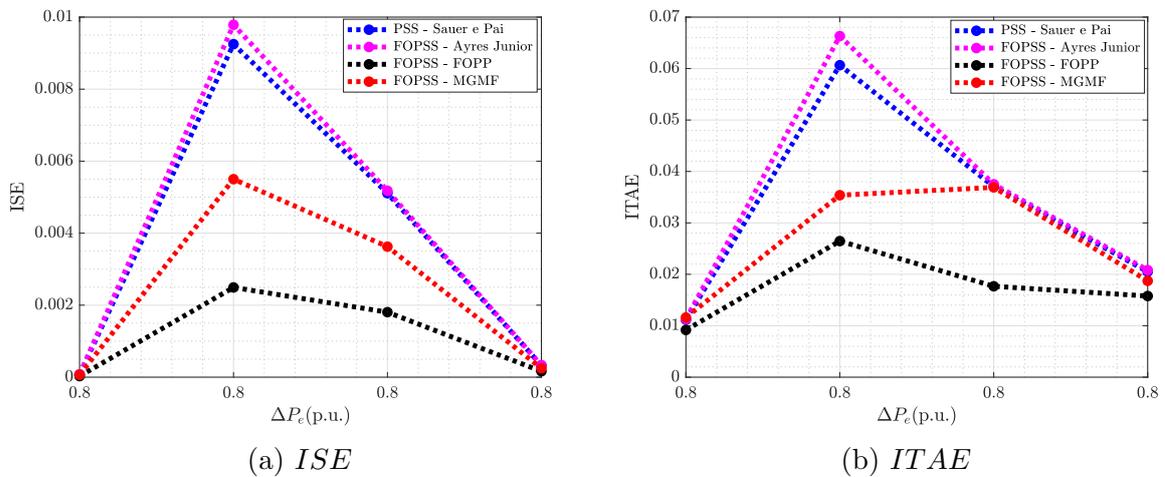
Apesar do sistema com o compensador fracionário via FOPP apresentar menores valores de amplitudes e um tempo de acomodação inferior aos demais sistemas, a energia necessária para que essa resposta fosse possível foi muito alta, conforme pode-se visualizar na Figura 7.29b e nos valores apresentados na Tabela 7.16.

Tabela 7.16: Desempenho na Inserção de um Impulso no Sinal de Referência - $P_e = 0,8$ p.u.

PSS/FOPSS	$\Delta P_e(\text{p.u.})$				$U(\text{p.u.})$			
	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF	S e P	A. Jr.	FOPP	MGMF
$VP_{m\acute{a}x}(\text{p.u.})$	0,834	0,834	0,832	0,834	0,023	0,023	0,029	0,021
$VP_{m\acute{i}n}(\text{p.u.})$	0,771	0,771	0,777	0,774	-0,020	-0,019	-0,042	-0,020
$t_s(\text{S})$	2,0	2,0	1,7	2,0	1,8	1,8	2,0	2,0

7.3.3 Índices de Desempenho - $P_e = 0,8$ p.u.

Analisando os índices de desempenho ao erro ISE e ITAE, mostrado na Figura 7.30 e verificando os valores contidos na Tabela 7.17, pode-se afirmar que o sistema com o FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária apresentou os melhores resultados relacionados ao erro, seguido pelo sistema com o FOPSS via MGMF.

Figura 7.30: Índices de desempenho ao erro - $P_e = 0,8$ p.u.

Porém, o esforço de controle necessário para amortecer as oscilações eletromecânicas foi muito menor ao utilizarmos o compensador via margem de ganho e margem de fase pesquisado neste trabalho. Essas considerações podem ser confirmadas ao observarmos os gráficos ISC e ITAC da Figura 7.31 e os dados numéricos da Tabela 7.17.

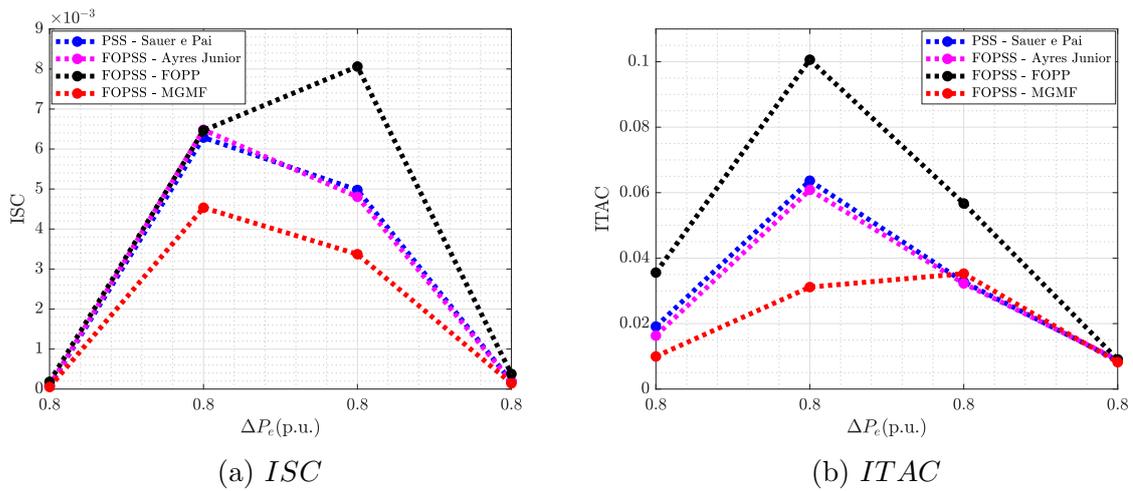


Figura 7.31: Índices de desempenho do sinal de controle - $P_e = 0,8$ p.u.

Tabela 7.17: Índices de Desempenho - $P_e = 0,8$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$7,423.10^{-5}$	$7,723.10^{-5}$	$2,898.10^{-5}$	$6,574.10^{-5}$	0,0112	0,0113	0,0092	0,0116
$9,249.10^{-3}$	$9,787.10^{-3}$	$2,492.10^{-3}$	$5,500.10^{-3}$	0,0607	0,0663	0,0265	0,0354
$5,110.10^{-3}$	$5,179.10^{-3}$	$1,806.10^{-3}$	$3,626.10^{-3}$	0,0371	0,0375	0,0177	0,0369
$3,269.10^{-4}$	$3,308.10^{-4}$	$1,639.10^{-4}$	$2,475.10^{-4}$	0,0205	0,0208	0,0158	0,0187
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$8,299.10^{-5}$	$7,489.10^{-5}$	$1,817.10^{-4}$	$5,055.10^{-5}$	0,0191	0,0163	0,0356	0,0100
$6,286.10^{-3}$	$6,481.10^{-3}$	$6,464.10^{-3}$	$4,533.10^{-3}$	0,0636	0,0608	0,1006	0,0311
$4,975.10^{-3}$	$4,805.10^{-3}$	$8,062.10^{-3}$	$3,371.10^{-3}$	0,0327	0,0323	0,0567	0,0353
$1,901.10^{-4}$	$1,853.10^{-4}$	$3,780.10^{-4}$	$1,435.10^{-4}$	0,0087	0,0090	0,0090	0,0082

7.3.4 Inserção de um Sinal Ruidoso - $P_e = 0,8$ p.u.

Após a realização de todos os testes, insere-se um sinal ruidoso na entrada do estabilizador de sistemas de potência, obtendo o sinal de potência elétrica de entrada mostrado na Figura 7.32, que apesar de conter a mesma potência de ruído e tempo de amostragem, o sinal de entrada é menos ruidoso, pois, utiliza-se 80% da potência elétrica como ponto de operação.

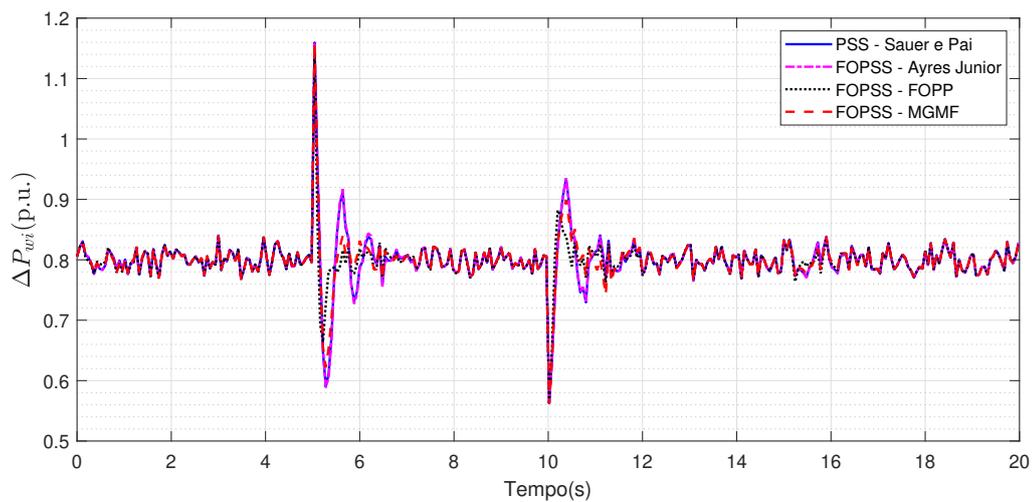


Figura 7.32: Sinal de Entrada do Filtro Washout - $P_e = 0,8$ p.u.

Após a filtragem do sinal de entrada, obtém-se o sinal de entrada do compensador apresentado na Figura 7.33.

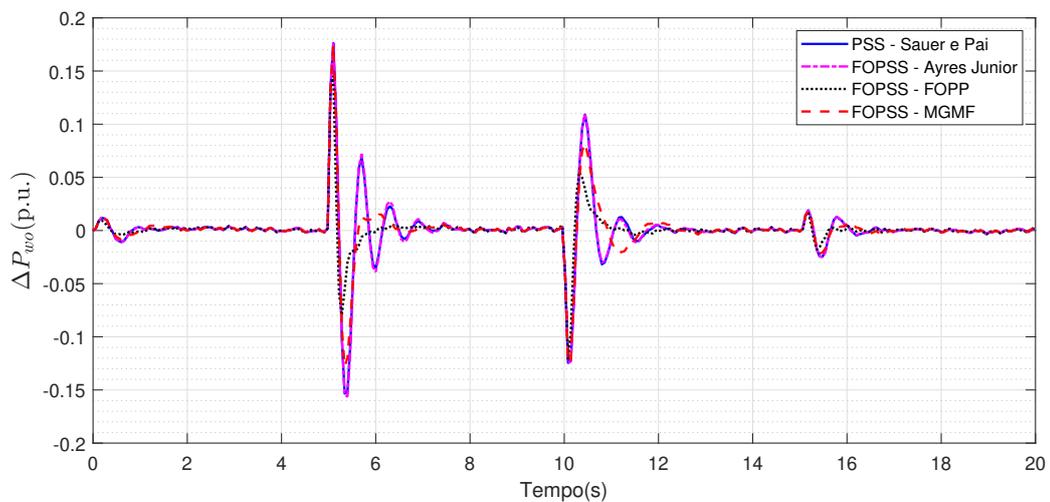


Figura 7.33: Sinal de Saída do Filtro Washout - $P_e = 0,8$ p.u.

Os sinais referente a variação de potência elétrica são mostrados na Figura 7.34. Para este ponto de operação, os sistemas apresentam uma grande oscilação em torno do ponto operação, sendo as mais expressivas do sistema com o FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária, principalmente na inicialização do sistema (Figura 7.34a) e ao introduzirmos um impulso (Figura 7.34d).

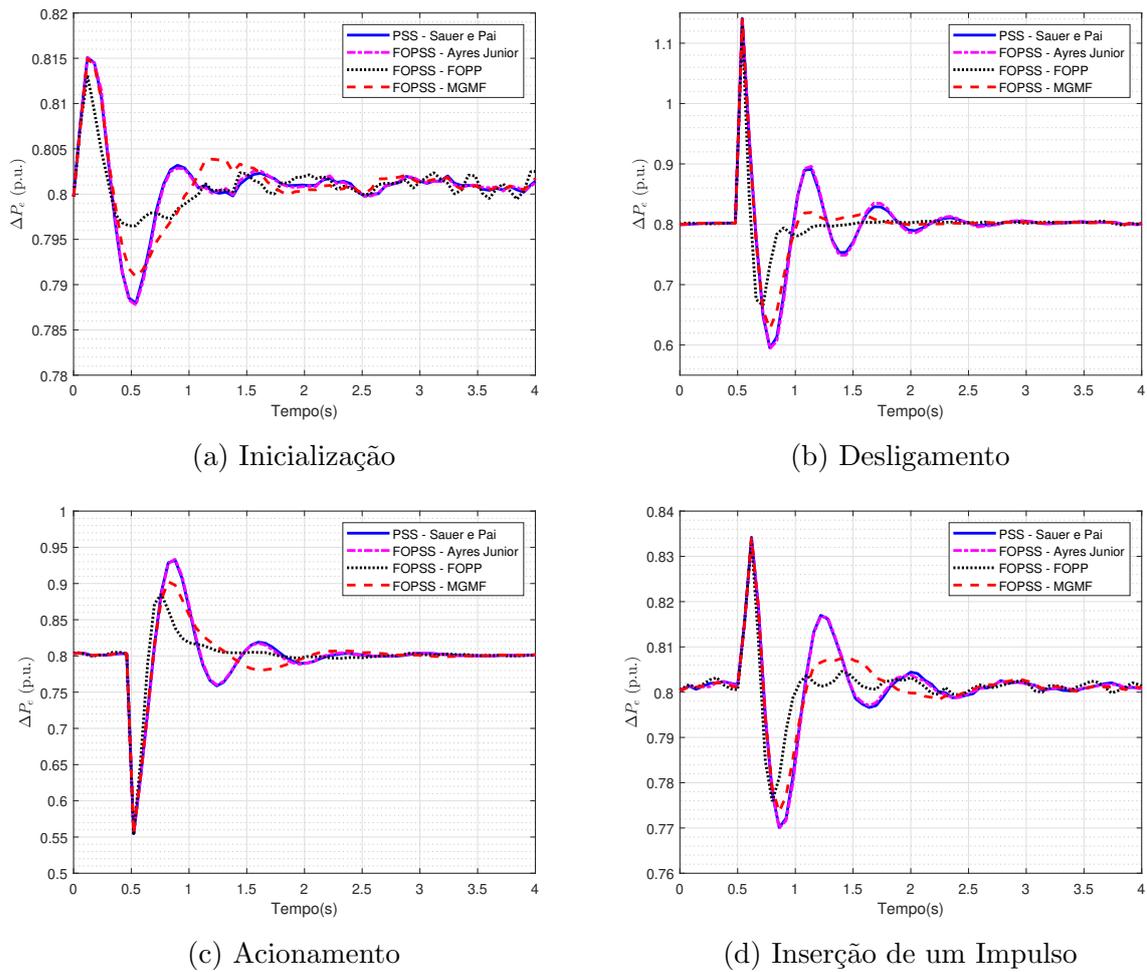


Figura 7.34: Variação de potência elétrica ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,8$

Os gráficos referentes aos esforços de controle sobre os atuadores são apresentados na Figura 7.24.

O sistema com o FOPSS via FOPP foi o que apresentou um sinal de controle mais instável na inicialização, conforme pode-se observar na Figura 7.35a e também ao inserirmos o impulso (Figura 7.35d).

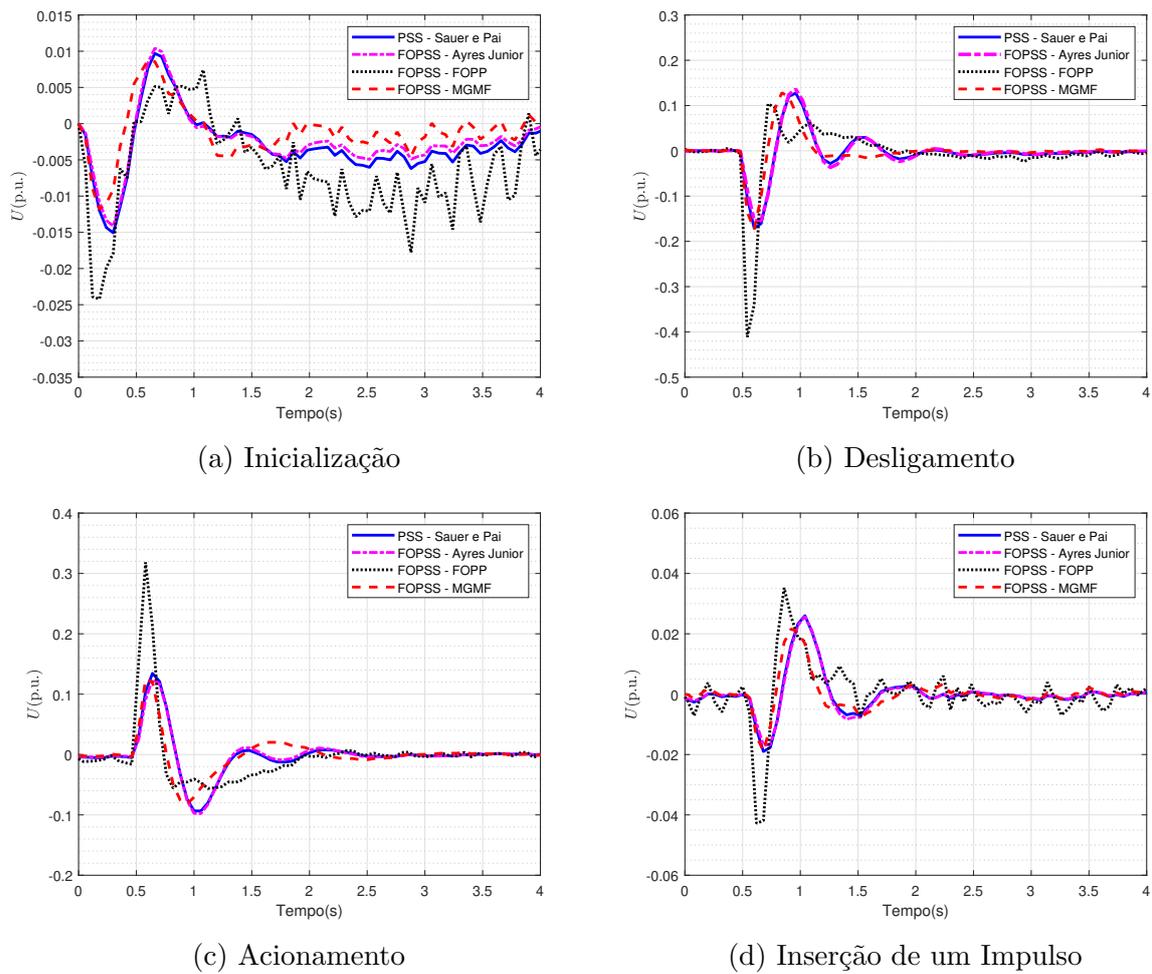


Figura 7.35: Sinal de controle ao inserirmos um sinal ruidoso - $P_e = 0,8$

Os índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle para este ponto de operação são mostrados nos gráficos da Figura 7.36 e nos valores da Tabela 7.18.

Neste caso, o sistema com o FOPP via alocação de polos apresentou o melhor desempenho em relação ao erro, conforme os índices ISE e ITAE, porém, o esforço de controle necessário foi maior que o necessário pelos outros sistemas controlados, de acordo com os índices ISC e ITAC.

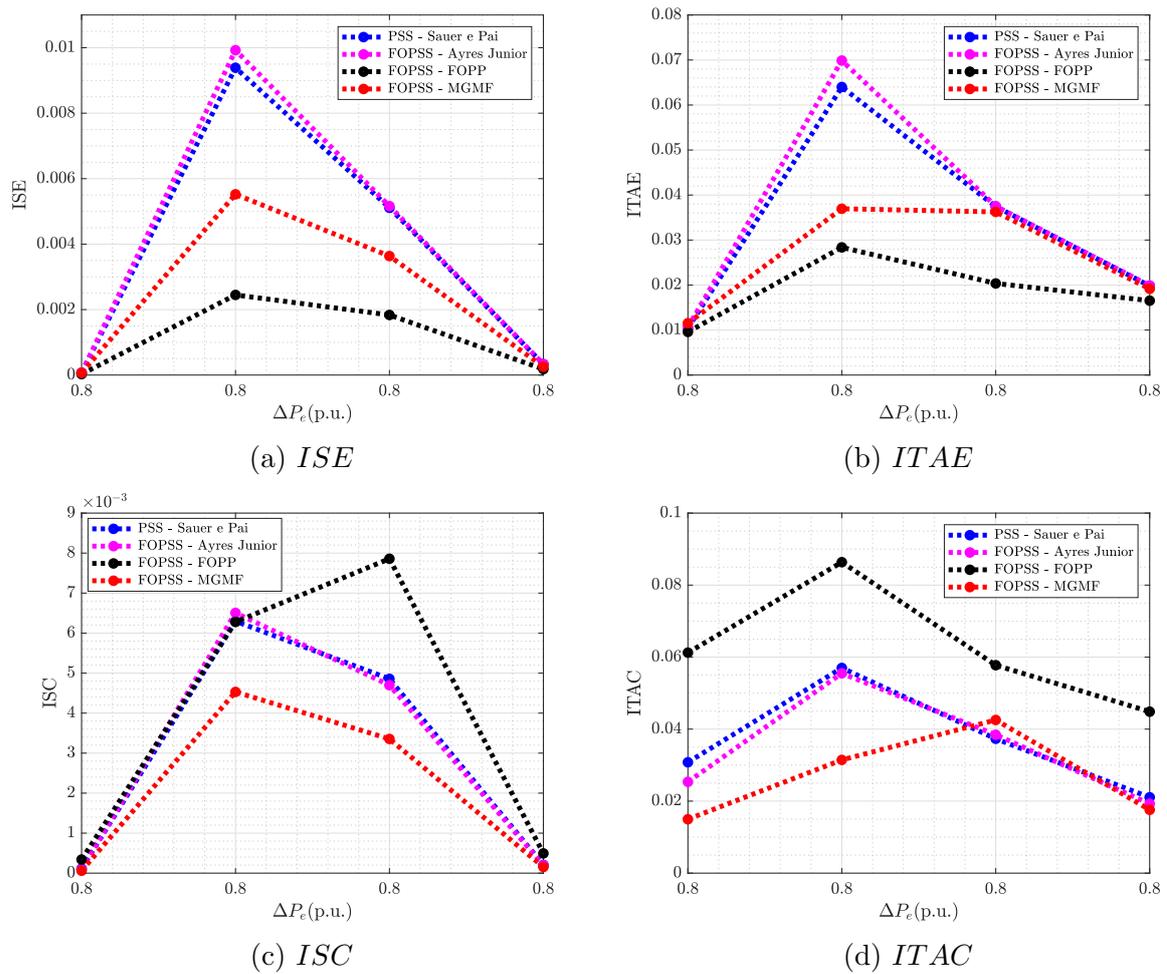


Figura 7.36: Índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle do sistema com ruído - $P_e = 0,8$

O sistema que necessitou de um menor esforço de controle, em quase todos casos, foi o com o ESP fracionário via margem de ganho e margem de fase.

Tabela 7.18: Índices de Desempenho do Sistema com Ruído - $P_e = 0,8$ p.u.

ISE				ITAE			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$7,094.10^{-5}$	$7,311.10^{-5}$	$2,816.10^{-5}$	$6,524.10^{-5}$	0,0104	0,0106	0,0096	0,0115
$9,388.10^{-3}$	$9,924.10^{-3}$	$2,448.10^{-3}$	$5,522.10^{-3}$	0,0640	0,0699	0,0284	0,0370
$5,110.10^{-3}$	$5,162.10^{-3}$	$1,836.10^{-3}$	$3,635.10^{-3}$	0,0374	0,0375	0,0204	0,0363
$3,308.10^{-4}$	$3,342.10^{-4}$	$1,800.10^{-4}$	$2,543.10^{-4}$	0,0198	0,0199	0,0165	0,0192
ISC				ITAC			
S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF	S. e P.	A. Jr.	FOPP	MGMF
$1,132.10^{-4}$	$9,482.10^{-5}$	$3,396.10^{-4}$	$6,014.10^{-5}$	0,0308	0,0254	0,0612	0,0150
$6,296.10^{-3}$	$6,505.10^{-3}$	$6,279.10^{-3}$	$4,530.10^{-3}$	0,0570	0,0555	0,0864	0,0314
$4,857.10^{-3}$	$4,698.10^{-3}$	$7,858.10^{-3}$	$3,354.10^{-3}$	0,0373	0,0384	0,0577	0,0425
$2,055.10^{-4}$	$1,950.10^{-4}$	$4,931.10^{-4}$	$1,531.10^{-4}$	0,0211	0,0193	0,0448	0,0176

7.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados dos testes realizados. Analisando os resultados obtidos para os três pontos de operações distintos, observou-se que o esforço de controle necessário para obtermos determinadas respostas foi menor ao inserirmos o FOPSS via margem de ganho e margem de fase no sistema.

Entretanto, o sistema com o compensador fracionária sintonizado pelo método de alocação de polos de ordem fracionária apresentou a melhor performance relacionada ao erro do sinal de variação de potência elétrica, porém, para obter esta resposta foi necessário um alto esforço de controle.

Capítulo 8

Conclusões

É de extrema importância realizar pesquisas de novas técnicas de controle que busquem melhorar o desempenho do Sistema Elétrico de Potência. Sendo assim, neste trabalho, são apresentados os resultados de um estudo que objetivou diminuir os problemas relacionados às pequenas perturbações que muitas das vezes levam à instabilidade do sistema de potência.

Para isso, desenvolveu-se um novo compensador *Lead – Lag* de ordem fracionária através do método analítico de sintonia de controladores, baseado nos valores de margem de ganho e margem de fase do sistema em malha fechada. Este compensador foi aplicado ao estabilizar de sistemas de potência, sendo este encarregado de amortecer as oscilações eletromecânicas que podem ocorrer no sistema.

Para compararmos a performance do FOPSS desenvolvido neste trabalho, sintonizaram-se outros estabilizadores através de metodologias clássica e fracionárias. Os estabilizadores foram simulados em ambiente computacional, por meio do *Software MATLAB/-Simulink*, em um sistema não linear que representa um sistema de geração de energia em escala reduzida com uma potência de 10 kVA.

Por meio dos testes simulados, pôde-se perceber que o tempo de acomodação dos sistemas compensados foram muito próximos, porém, em alguns casos, o sistema com o FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária estabilizou-se em um menor tempo. Outro ponto importante a ser destacado, é o fato dos estabilizadores convencional e fracionários desenvolvido com a metodologia apresentada em Ayres Junior et al. (2018) apresentaram respostas semelhantes em ambos os testes.

Inicialmente, analisando os experimentos simulados com o sistema sem o sinal

ruidoso, têm-se que, o sistema com o FOPSS via FOPP foi o que apresentou o melhor desempenho ao amortecer as oscilações eletromecânicas, ou seja, menores amplitudes de variações de potência e tempo de acomodação, entretanto, o esforço de controle necessário para que esta resposta fosse alcançada foi muito superior aos demais sistemas controlados. Esta afirmação pode ser confirmada ao analisarmos os índices de desempenho ao erro e ao sinal de controle.

A segunda melhor performance, analisando os índices ISE e ITAE, foi obtida, em quase todos os casos, pelo sistema controlado com o ESP fracionária sintonizado pelo método de MGMF. Conforme podemos observar nos gráficos e tabelas referentes aos índices de desempenho ao sinal controle, ISC e ITAC, o estabilizador que necessitou de um menor esforço de controle foi justamente o projeto com a metodologia fracionária via margem de ganho e margem de fase.

Em segundo caso, quando adicionamos um sinal ruidoso no sinal de entrada dos estabilizadores, os sistemas controlados apresentaram pequenas variações de amplitude em torno do ponto de operação, principalmente, na inicialização do sistema e ao inserirmos um pequeno impulso no sinal de referência de tensão do regulador automático de tensão. Entretanto, dos quatro estabilizadores desenvolvidos, o sistema mais afetado pelos ruídos elétricos foi o com FOPSS via alocação de polos de ordem fracionária, conforme observado nos sinais de variação de potência elétrica e no sinal de controle.

Portanto, analisando os testes apresentados neste trabalho, destacamos que apesar do sistema FOPSS via margem de ganho e margem de fase apresentar resultados referentes a variação de potência elétrica inferiores ao sistema FOPSS-FOPP, o ESP desenvolvido nesta pesquisa foi menos afetado pelos sinais ruidosos. E, diferentemente dos outros estabilizadores, o FOPSS-MGMF necessitou de um menor esforço de controle para mitigar as oscilações eletromecânicas e estabilizar o sistema.

Logo, em virtude destes argumentos, a realização deste trabalho foi importante para que uma nova técnica de sintonia de compensadores fosse estudada e aplicada na estabilização do sistema de potência, com o objetivo de tornar o SEP cada vez mais eficiente, mitigando as perturbações de baixas frequências. Além disso, a nova metodologia desenvolvida poderá ser utilizada como ferramenta de estudo e projeto de controladores para diferentes tipos de sistemas, como os elétricos, mecânicos, industriais, térmicos, entre outros.

8.1 Trabalhos Futuros

Na continuação deste trabalho, será realizada a implementação, em ambiente laboratorial, dos estabilizadores de sistemas de potência convencionais e fracionários sintonizados para diferentes pontos de operação, com o uso de um microcontrolador Arduino, em um sistema de emulação em escala reduzida conectado a rede.

Porém, propõe-se utilizar uma rede local de controladores aplicada pelo modelo de sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno. Este modelo de sistema possui um conjunto de regras *fuzzy* do tipo Takagi-Sugeno que pondera a atuação dos controladores. Logo, essa metodologia é usada para determinar qual dos controladores possui as melhores características de desempenho e o menor esforço de controle.

Visando uma ampla aplicabilidade dessa rede de controladores, o estudo será efetuado no sistema elétrico de potência (SEP) em escala reduzida e, em sistema térmico identificado composto por uma lâmpada ultravioleta de 250 Watts acionada por um dimmer que é controlado através de um microcontrolador.

Sendo assim, na continuação desta pesquisa, será investigada uma nova metodologia de rede local de controladores fracionários interligados por meio do modelo de entrada-saída de sistemas *fuzzy* Takagi-Sugeno, onde analisara-se o desempenho dinâmico e a estabilidade dos sistemas de forma qualitativa, através de respostas temporais, e quantitativas, por meio dos índices de desempenho.

Referências

1. ABDULKHADER, H.K., JACOB, J., MATHEW, A.T., "Fractional-order lead-lag compensator-based multi-band power system stabiliser design using a hybrid dynamic GA-PSO algorithm," in IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 12, no. 13, pp. 3248-3260, May 2018. Doi: 10.1049/iet-gtd.2017.1087.
2. ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew. Fundamentos de Circuitos. 2013
3. AYRES JUNIOR, F.A.C., COSTA JUNIOR, C.T., MEDEIROS, R.L.P., BARRA JUNIOR, W., NEVES, C.C., LENZI, M.K., VERONEZE, G.D.M. "A Fractional Order Power System Stabilizer Applied on a Small-Scale Generation System". In: Energies, vol. 11, 2052, August 2018. Doi: 10.3390/en11082052.
4. AYRES JUNIOR, Florindo A. C. Estratégias De Controle De Ordem Fracionária Aplicadas Ao Amortecimento De Oscilações Eletromecânicas Em Sistemas Elétricos De Potência. 2014. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Pará, [S. l.], 2014.
5. AYRES JUNIOR, F. A. de C.; BESSA, I. V.; PEREIRA, V. M. B.; SILVA FARIAS, N. J.; MENEZES, A. R.; MEDEIROS, R. L. P.; COSTA, C. T. (2020). Fractional Order Pole Placement for a buck converter based on commensurable transfer function. ISA Transactions. doi:10.1016/j.isatra.2020.07.034
6. BAZANELLA, Alexandre S.; SILVA JUNIOR, João M. G. **Sistema de Controle: Princípios de Controle**. 2. ed. atual. Porto Alegre: UFRGS EDITORA, 2017. ISBN 8570258496.
7. CALSAN, Marcelo. Análise de Desempenho Dinâmico de Sistemas de Excitação para Geradores Síncronos em Plantas de Geração Distribuídas. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UNICAMP, Campinas - SP, 2011.

8. CAMARGO, R. Figueiredo; OLIVEIRA, E. Capelas. **Cálculo Fracionário**. 1. ed. [S. l.]: LF Editora, 2015.
9. CAPONETTO, R., DONGOLA, G., FORTUNA, L., PETRÁS, I. – **Fractional Order Systems, Modeling and Control Applications**.-World scientific, 2010.
10. CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: McGraw-Hill, 2013. 700 p. ISBN 978-8580552065.
11. DEVARAPALLI, R.; BHATTACHARYYA, B. A hybrid modified grey wolf optimization-sine cosine algorithm-based power system stabilizer parameter tuning in a multimachine power system. in *Optimal Control Applications and Methods*. 2020, Doi:10.1002/oca.2591
12. DU, W.; DONG, W.; WANG, Y.; WANG, H. A Method to Design Power System Stabilizers in a Multi-Machine Power System Based on Single-Machine Infinite-Bus System Model. in *IEEE Transactions on Power Systems*. vol. 36, no. 4, pp. 3475-3486, 2021, Doi: 10.1109/TPWRS.2020.3041037.
13. FAIEGHI, M. R.; NEMATI, A., On Fractional-Order PID Design, Applications of MATLAB in Science and Engineering, Prof. Tadeusz Michalowski (Ed.) INTECH, 2011.
14. FARIAS, Nei J.S.. Investigação do amortecimento de modos de oscilação eletromecânicos em sistemas elétricos de potência utilizando rede de modelos locais fuzzy considerando os princípios de LMI. 2021. 112 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Amazonas, Manaus (AM), 2021.
15. KUNDUR, P., Power system stability and control. New York: McGraw-Hill Professional, 1994.
16. LANDAU, Ioan D.; ZITO, Gianluca. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**. [S. l.]: Springer, 2006.
17. MONJE, Concepción A.; CHEN, YangQuan; VINAGRE, Blas M.; XUE, Dingyu; FELIU-BATLLE, Vicente. Fractional-order Systems and Controls, Fundamentals and Applications. [S. l.]: Springer-Verlag London, 2010. ISBN 978-1-84996-334.

18. MOURA, Ailson P.; MOURA, Adriano Aron F.; ROCHA, Ednardo P. Engenharia de Sistemas de Potência: Geração Hidroelétrica e Eólicoelétrica. Fortaleza: Edições UFC, 2019. 291 p.
19. NANGRANI, S. P. State of art fractional order controller for power system stabilizer. in Journal of Intelligent Fuzzy Systems, 36(3), 2165–2173. 2019, Doi:10.3233/jifs-169928
20. NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. [S. l.]: LTC, 2012. ISBN 9788521621355.
21. NOGUEIRA, F.G., BARRA JUNIOR, W., COSTA JUNIOR, C.T., LANA, J.J., “LPV-based power system stabilizer: Identification, control and field tests”. Control Engineering Practice, vol. 72, pp. 53-67, Março 2018. Doi: 10.1016/j.conengprac.2017.11.004.
22. NOGUEIRA, F.G., BARRA, W., COSTA, C.T., MORAES, A.R.B., GOMES, M. C. M. , LANA, J.J. ”Design and experimental evaluation tests of a Takagi–Sugeno power system stabilizer”. in IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 8, no. 3, pp. 451-462, Março 2014. Doi: 10.1049/iet-gtd.2013.0099.
23. PERES, W.; COELHO, F. C. R.; COSTA, J. N. N. A pole placement approach for multi-band power system stabilizer tuning. in International Transactions on Electrical Energy Systems. 2020, Doi:10.1002/2050-7038.12548
24. POWELL, J. David Powell; FRANKLIN , Gene F.; EMANI-NAEINI, Abbas. **Sistemas de Controle para Engenharia**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2013. ISBN 9788582600672.
25. PUANGDOWNREONG, Deacha. Fractional Order PID Controller Design for DC Motor Speed Control System via Flower Pollination Algorithm. **The ECTI Transactions On Electrical Engineering, Electronics and Communications**, [s. l.], v. 17, ed. 1, 2019. Disponível em: <https://tinyurl.com/w66j9ht>.
26. PULLAGURAM, D., MISHRA, S., SENROY N., MUKHERJEE, M., ”Design and Tuning of Robust Fractional Order Controller for Autonomous Microgrid VSC Sys-

- tem,” in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 1, pp. 91-101, Jan.-Feb. 2018. Doi: 10.1109/TIA.2017.2758755.
27. QUEIROZ, Rosemar; GRASSI, Patrícia; LAZZARE, Kariane; KOPPE, Ezequiel; TARTAS, Bruna Rampon; KEMERICH, Pedro Daniel da Cunha. Geração de energia elétrica através da energia hidráulica e seus impactos ambientais. **Revista Eletrônica em Gestão, Educação e Tecnologia Ambiental - REGET**, [s. l.], 3 dez. 2019. DOI 10.5902/223611709124. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/272773274>
28. SAUER, Peter W.; PAI, M. A. **Power System Dynamics and Stability: With Synchrophasor Measurement and Power System Toolbox**. 2. ed. [S. l.]: Wiley-IEEE Press, 2018.
29. SOUSA NETO, Cecilio Martins. Estabilizador de Sistema de Potência para Máquinas Síncronas de Polos Salientes Utilizando a Transformada Wavelet. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - UFRN, Natal, RN, 2013.
30. VALÉRIO, Duarte; COSTA, José Sá. **An Introduction to Fractional Control**. London, UK: The Institution of Engineering and Technology - IET, 2013. ISBN 978-1-84919-545-4.
31. YANG, Won Young; CHANG, Tae G.; SONG, Ik H.; HEO, J.; JEON, Won G.; LEE, Jeong W.; KIM, Jae K. **Signals and Systems with MATLAB**. [S. l.: s. n.], 2009.
32. XUE D., ZHAO, C., CHEN, Y., Fractional Order PID Control of DC-Motor with Elastic Shaft: A Case Study. In proceedings of the 2006 American Control Conference, Minnesota, US, 2006; pp. 3182–3187. Doi: 10.1109/ACC.2006.1657207

Apêndice A

Trabalhos Publicados

PEREIRA, V. B.; SILVA, C. S. M. ; AYRES JUNIOR, F. A. C. ; FARIAS, N. J. S. ; CHAVES FILHO, J. E. . Investigação de Técnicas de Controle de Ordem Fracionária Aplicadas ao Controle de um Sistema de Três Tanques Acoplados. In: Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente - SBAI, 2021, Rio Grande do Sul. v. 15.