



Universidade Federal do Amazonas
Pró Reitoria de Pesquisa e Pós Graduação
Departamento de Apoio à Pesquisa
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica

**Investigação do Amortecimento de Modos de Oscilação
Eletromecânicos em Sistemas Elétricos de Potência
Utilizando Rede de Modelos Locais Fuzzy
Considerando os Princípios de LMI**

Nei Junior Da Silva Farias

Orientador: Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros

Coorientador: Prof. Dr. João Edgar Chaves Filho

Manaus – AM

2021

Nei Junior Da Silva Farias

Investigação do Amortecimento de Modos de Oscilação Eletromecânicos em Sistemas
Elétricos de Potência Utilizando Rede de Modelos Locais Fuzzy Considerando os
Princípios de LMI

Dissertação apresentada à Coordenação do
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica da Universidade Federal do Amazo-
nas, como parte dos requisitos necessários à
obtenção do Título de Mestre em Engenha-
ria Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros

Co-orientador: Prof. Dr. João Edgar Chaves Filho

Manaus-AM

2021

Ficha Catalográfica

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

F224i Farias, Nei Junior da Silva
Investigação do amortecimento de modos de oscilação eletromecânicos em sistemas elétricos de potência utilizando rede de modelos locais Fuzzy considerando os princípios de LMI / Nei Junior da Silva Farias . 2021
109 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Renan Landau Paiva de Medeiros
Coorientador: João Edgar Chaves Filho
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Amazonas.

1. Estabilizador de sistemas elétricos de potência. 2. Sistema elétrico de potência. 3. Oscilações eletromecânicas. 4. Estabilidade. 5. Sistema máquina barramento infinito. I. Medeiros, Renan Landau Paiva de. II. Universidade Federal do Amazonas III. Título

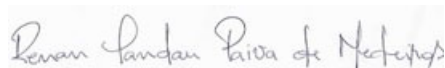
NEI JUNIOR DA SILVA FARIAS

**INVESTIGAÇÃO DO AMORTECIMENTO DE MODOS DE
OSCILAÇÃO ELETROMECAÑICOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS
DE POTÊNCIA UTILIZANDO REDE DE MODELOS LOCAIS FUZZY
CONSIDERANDO OS PRINCÍPIOS DE LMI**

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.

Aprovado em 29 de janeiro de 2021.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros, Presidente

Universidade Federal do Amazonas



Prof. Dr. Florindo Antônio de Carvalho Ayres Junior, Membro

Universidade Federal do Amazonas



Prof. Dr. José Rubem Sicchar Vilchez, Membro

Universidade do Estado do Amazonas

Nei Junior Da Silva Farias

Investigação do Amortecimento de Modos de Oscilação Eletromecânicos em Sistemas
Elétricos de Potência Utilizando Rede de Modelos Locais Fuzzy Considerando os
Princípios de LMI

Banca Examinadora

Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros
Universidade Federal do Amazonas

Prof. Dr. Florindo Antônio de Carvalho Ayres Junior
Universidade Federal do Amazonas

Prof. Dr. José Rubem Sicchar Vilchez
Universidade do Estado do Amazonas

Manaus-AM

2021

Agradecimentos

Agradeço inicialmente a Deus por permitir que eu concluísse esta etapa da minha formação acadêmica.

Agradeço a minha família por todo apoio concedido.

Agradeço aos meus amigos em especial aos que pertencem ao grupo eControls pelo apoio, ajuda e momentos de descontração.

Agradeço ao Professor Doutor Florindo pela ajuda, conselhos e momentos descontraídos que obtive ao longo da realização deste trabalho e minha formação, principalmente pelos momentos descontraídos.

Agradeço ao Professor Doutor Renan Landau por me orientar e apoiar durante a realização deste trabalho de dissertação. A banca examinadora e aos professores que contribuíram no meu desenvolvimento acadêmico.

Agradeço ao governo do Estado do Amazonas por conceder a bolsa de mestrado por meio da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Amazonas, assim como pelo auxílio financeiro prestado pelo projeto FAPEAM Universal 2019 número 062.00272/2020.

Esta pesquisa, conforme previsto no Art. 48 do Decreto nº6.008/2006, foi financiada pela Samsung Eletrônica da Amazônia Ltda, nos termos da Lei Federal n. 8.387/1991, através do convênio nº 004, firmado com o CETELI / UFAM

Abstract

This study aim develops a power system stabilizer for an electrical system that corresponds to a machine-bus-infinite (SMIB). Three methodologies to design the power system stabilizer are investigated, such as classic methodology based on frequency analysis, pole placement technique, and finally, the methodology based on linear matrix inequalities (LMI). These methodologies were applied with the local Takagi Sugeno fuzzy input-output models, which maintain a network of local controllers designed for three different operating points, to consider the condition such as light, medium, and heavy load. The methodology based on Takagi-Sugeno system that is responsible for the development of a network of local controllers, joint with the PSS controller with the PSS project making use of the dynamic feedback principle and LMI is proposed in this study, aiming to improve the dynamic system performance as well as improving system stability. Several tests were carried out via simulation, to assess whether the proposed methodology presents a better performance and robustness of the EPS in comparison with the other approaches. Three different tests were performed, such as setpoint voltage variation, heavy load insertion in the system, e.g. a transmission line, and finally, increasing the mechanical power that supplies the generator. These tests aim to evaluate the system stability against small and large oscillations of the electro-mechanical modes of the electrical power system. The results show that the proposed methodology outperforms the other approaches, showing the effectiveness and robustness of the methodology to design the PSS system when occurs small and large oscillations decurrent of the electromechanical modes of the electrical power system.

keywords: Electrical power systems stabilizer, electrical power system, electromechanical oscillations, stability, single machine infinite bus.

Resumo

Este estudo possui como objetivo desenvolver estabilizadores de sistemas elétricos de potência aplicados ao sistema máquina-barramento-infinito (SMIB). Serão investigadas três metodologias para projetar o estabilizador do sistema elétrico de potência, como a metodologia clássica baseada em análise de frequência, a técnica de posicionamento de pólos e a metodologia baseada em desigualdades matriciais lineares (LMI). Estas metodologias foram aplicadas com os modelos locais de entrada-saída *fuzzy* Takagi-Sugeno, o qual mantém uma rede de controladores locais projetados para três pontos de operação distintos, de modo a considerar a condição de carga baixa, carga média e carga alta. A metodologia baseada no sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno é responsável pelo desenvolvimento de uma rede de controladores locais, em conjunto com o projeto do ESP fazendo uso do princípio de realimentação dinâmica e LMI o qual é proposto neste trabalho, afim de melhorar o desempenho dinâmico do sistema bem como melhorar a estabilidade do sistema. Diversos testes foram realizados via simulação, afim de avaliar se a metodologia proposta apresenta um melhor desempenho e robustez do SEP em comparação com as demais abordagens. Três diferentes teste foram realizados, tais como, variação de tensão de referência, inserção de carga pesada e.g. uma linha de transmissão e, por fim, aumentar a potência mecânica que abastece o gerador. Esses testes possuem o objetivo de avaliar a estabilidade do sistema frente a pequenas e grandes oscilações dos modos eletromecânicos do sistema elétrico de potência. Os resultados mostraram que a metodologia proposta superou as demais abordagens, mostrando a eficácia e robustez para o projeto do ESP quando ocorrem pequenas e grandes oscilações decorrentes dos modos eletromecânicos do sistema elétrico de potência.

Palavras-chave: Estabilizador de sistemas elétricos de potência, sistemas elétricos de potência, oscilações eletromecânicas, estabilidade, Sistema máquina barramento infinito.

Lista de Figuras

2.1	Sistema máquina-barramento-infinito.	13
2.2	Perda de sincronismo por falta de a) torque de amortecimento b) torque sincronizante.	15
2.3	Modelo linearizado de Heffron-Phillips.	16
2.4	Estágios do estabilizador de sistemas elétricos de potência.	18
2.5	Modelo de $GEP(s)G(s)ESP(s)$	19
2.6	Relação potência ângulo.	20
2.7	Fluxograma mostrando os passos do projeto convencional de ESP.	22
2.8	Modelo para obtenção do ESP por meio da alocação de polos.	24
3.1	Sistema de realimentação dinâmica aplicado ao sistema SMIB.	28
3.2	Região desejada para os polos do SMIB.	30
3.3	Função de pertinência para diferentes valores de a	38
3.4	Processo <i>fuzzy</i>	39
3.5	ESP modelo de entrada-saída com sistema <i>fuzzy</i> Takagi-Sugeno.	40
3.6	Função de Pertinência do controlador ESP.	41
4.1	Diagrama de blocos do sistema simulado.	43
4.2	Variação da potência devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,4p.u. de potência ativa.	47
4.3	Variação da potência devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,6p.u. de potência ativa.	47
4.4	a) Máximo pico e b)tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o fechamento do disjuntor.	48
4.5	Esforço de controle devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,4p.u. de potência ativa.	49

4.6	Esforço de controle devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,6p.u. de potência ativa.	49
4.7	Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o acionamento do disjuntor.	50
4.8	Índice a) IQE e b) IEAT para o teste acionamento do disjuntor.	52
4.9	Índice a) IQSC e b)ISCAT para o teste acionamento do disjuntor.	53
4.10	Variação da potência devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.4p.u. de potência ativa.	55
4.11	Variação da potência devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.6p.u. de potência ativa.	55
4.12	a) Máximo pico e b)tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o degrau na referência.	56
4.13	Esforço de controle devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.4p.u. de potência ativa.	57
4.14	Esforço de controle devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.6p.u. de potência ativa.	57
4.15	Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o degrau na referência.	58
4.16	Índice a) IQE e b) IEAT para o degrau na referência.	59
4.17	Índice a) IQSC e b) ISCAT para o degrau na referência.	60
4.18	Variação da potência elétrica devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,4p.u. de potência ativa.	62
4.19	Variação da potência elétrica devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,6p.u. de potência ativa.	62
4.20	a) Máximo pico e b)tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o incremento de potência mecânica.	63
4.21	Esforço de controle devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,4p.u. de potência ativa.	64
4.22	Esforço de controle devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,6p.u. de potência ativa.	64
4.23	Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o degrau na referência.	65

4.24	Índice a) IQE e b) IEAT para o degrau na referência.	66
4.25	Índice a) IQSC e b) ISCAT para o degrau na referência.	67
4.26	Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados na metodologia convencional nos pontos de alta, média e baixa potência.	69
4.27	Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados na alocação polinomial de polos nos pontos de alta, média e baixa potência.	70
4.28	Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados em LMI nos pontos de alta, média e baixa potência.	71
B.1	Diagrama funcional do sistema de emulação	82
B.2	Diagrama de emulação da máquina primário	83
B.3	Diagrama de emulação da máquina secundária	84
B.4	Diagrama de emulação da comunicação entre o <i>Arduino Due</i> e o microcomputador	85
B.5	<i>Frame</i> de regulação de velocidade e sistema de emulação	87
B.6	<i>Frame</i> do regulador automático de tensão	87
B.7	<i>Frame</i> do estabilizador de sistemas elétricos de potência	88
B.8	Algoritmo da partida do sistema emulador.	89
B.9	Partida do sistema hidráulico	90
B.10	Sincronismo com a rede e acionamento do ESP	91
B.11	Ligação do circuito que alimenta o motor de corrente contínua	92
B.12	Sistema de acionamento do MCC	93
B.13	Sistema de acionamento do MCC	94

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do sistema elétrico de potência.	44
4.2	Tempo de acomodação do SMIB	51
4.3	Máxima variação de potência do SMIB	51
4.4	Picos do sinal de controle dos ESPs	51
4.5	Índice de Desempenho IQE	53
4.6	Índice de Desempenho IEAT	54
4.7	Índice de Desempenho IQSC	54
4.8	Índice de Desempenho ISCAT	54
4.9	Tempo de acomodação do SMIB	58
4.10	Máxima variação de potência do SMIB	58
4.11	Picos do sinal de controle dos ESPs	59
4.12	Índice de Desempenho IQE	60
4.13	Índice de Desempenho IEAT	61
4.14	Índice de Desempenho IQSC	61
4.15	Índice de Desempenho ISCAT	61
4.16	Tempo de acomodação do SMIB	65
4.17	Máxima variação de potência do SMIB	65
4.18	Picos do sinal de controle dos ESPs	66
4.19	Índice de Desempenho IQE	67
4.20	Índice de Desempenho IEAT	67
4.21	Índice de Desempenho IQSC	68
4.22	Índice de Desempenho ISCAT	68
4.23	Polos do sistema amortecido pelo ESP convencional nos pontos projetados.	69
4.24	Polos do sistema amortecido pelo ESP convencional nos pontos projetados.	70

4.25 Polos do sistema amortecido pelo ESP encontrado por meio de LMIs nos pontos projetados.	71
A.1 Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas convencionais.	80
A.2 Parâmetros dos controladores obtidos por alocação polinomial de polos . .	80
A.3 Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas.	81

Lista de Símbolos

δ Ângulo de potência do gerador;

ω_0 Frequência elétrica síncrona 377 rad/s;

ω_s Frequência elétrica síncrona 1 p.u.;

ω Frequência elétrica da máquina em p.u.;

H Tempo de inércia da máquina em s;

T_m Torque mecânico em p.u.;

E'_q Tensão elétrica interna em quadratura do estator;

I_q Corrente em quadratura do estator em p.u.;

I_d Corrente direta do estator em p.u.;

D Atrito viscoso do eixo do gerador;

T_{do} Constante de tempo do eixo direto da bobina aberta;

I_d Corrente direta do estator;

I_q Corrente em quadratura 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;

E_{fd} Tensão de excitação do rotor;

T_A Constante de tempo do regulador de tensão;

K_A Ganho do regulador de tensão;

V_s Tensão sincronizante do regulador ESP;

X_e Reatância externa que liga o gerador ao barramento infinito;

$He(A)$ É equivalente a $A + A^T$.

Lista de Abreviações

SMIB *Single Machine-bus-infinite* que pode ser traduzido como sistema máquina-barramento-infinito;

PSS em inglês *Power System Stabilizer*;

LMI *Linear Matrix Linequation* que pode ser traduzido como inequações matriciais lineares;

EPS Electrical Power System;

SEP Sistema Elétrico de Potência;

ISE Integral square error;

ITAE Integral time absolute error;

ISC Integral square of control effort;

ITAC Integral time absolute of control;

ESP Estabilizador de sistema elétricos de potência;

IQE Integral quadrática do erro;

IEAT Integral do erro absoluto ponderado no tempo;

IQSC Integral quadrática do sinal de controle;

ISCAT Integral do sinal de controle absoluto ponderado no tempo;

VE Veículos elétricos;

MP Máquina primária;

RV Regulador de velocidade;

RAT Regulador automático de tensão;

Sumário

1	Introdução	4
1.1	Objetivos	10
1.1.1	Objetivo Geral	10
1.1.2	Objetivos Específicos	10
1.2	Organização do trabalho	10
2	Background de projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência (ESP)	12
2.1	Modelo do sistema máquina-barramento-infinito (SMIB)	12
2.1.1	Modelo de Heffron-Phillips	15
2.1.2	Estabilizador de sistemas elétricos de potência (ESP)	17
2.2	Projeto de ESP baseado em resposta em frequência	18
2.3	Método de projeto do ESP baseado em alocação de polos	23
2.4	Conclusão do capítulo	25
3	Arquitetura e projeto do ESP baseado em LMI	27
3.1	Projeto de Realimentação Dinâmica Baseado em LMI para Alocação Regional de Polos Considerando a norma H_2 e H_∞	27
3.2	Alocação regional de polos	29
3.3	Controle H_2	31
3.3.1	Cálculo da Norma- H_2	32
3.3.2	controle H_2	34
3.4	Controle H_∞	35
3.5	Controle com múltiplos objetivos utilizando LMI	36
3.6	Redes de controladores locais utilizando sistemas fuzzy Takagi-Sugeno	37

3.6.1	Modelo locais entrada-saída com sistema <i>fuzzy</i> Takagi-Sugeno	38
3.6.2	Rede de controladores locais utilizando modelo entrada-saída com sistema <i>fuzzy</i> Takagi-Sugeno	39
3.7	Conclusão do capítulo	42
4	Análise e discussão dos resultados simulados	43
4.1	Ambiente de Simulação	43
4.1.1	Descrição dos testes realizados	44
4.1.2	Índices de Desempenho	45
4.2	Resposta do SMIB para a inserção de linha de transmissão	46
4.2.1	Índices de desempenho dos ESPs para o teste de inserção de linha de transmissão	52
4.3	Resposta do SMIB Para o Degrau de 0,1 p.u. na Referência de Tensão . . .	54
4.3.1	Índices de desempenho para a variação do tipo degrau com amplitude 0,1 p.u. na referência de tensão	59
4.4	Resposta do SMIB Para o Degrau de 0,05 p.u. de incremento de potência mecânica	61
4.4.1	Índices de desempenho para o degrau de 0,05 p.u. de incremento de potência mecânica	66
4.5	Amortecimento dos ESPs	68
4.5.1	Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado na metodologia convencional	68
4.5.2	Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado na alocação polinomial de polos	69
4.5.3	Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado em LMI	70
4.6	Conclusão do capítulo	72
5	Considerações Finais	73
5.1	Trabalhos Futuros	75
	Referências	76
A	Parâmetro dos ESPs	80
A.1	Parâmetros dos controladores convencionais	80

A.2	Parâmetros dos controladores obtidos por alocação polinomial de polos . . .	80
A.3	Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas obtidos por LMI	81
B	Projeto do sistema de emulação	82
B.1	Sistema de emulação de turbina hidráulica	83
B.2	Sistema do gerador síncrono	84
B.3	Comunicação e interface-homem-máquina (IHM)	85
B.4	Algoritmos do sistema de emulação	88
B.5	Ligação elétrica do sistema de emulação	91
B.6	Código da interface e do firmware do arduino Due	94
C	Trabalhos Publicados	95

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas elétricos de potência (SEP) são elementos essenciais para a manutenção da sociedade atual e estão cada vez maiores e mais complexos para atender as mais diversas necessidades. Devido suas características, o SEP está suscetível a uma série de eventos como: mudanças de cargas, curtos-circuitos, descargas atmosféricas entre outros, que tornam as unidades geradoras suscetíveis à oscilações eletromecânicas de baixa frequência, entre 0,3 - 3 Hz (Sambariya e Prasad, 2013; Ray et al., 2019; Ramos et al., 2003; Ayres Junior et al., 2018).

Níveis elevados de oscilações eletromecânicas reduzem a faixa de potência que pode ser fornecida com segurança pelo SEP. Essa faixa pode ser melhorada ao se utilizar o estabilizador de sistemas elétricos de potência (ESP), de modo a promover uma melhor estabilidade do SEP, amortecendo oscilações eletromecânicas, devido o aumento do torque amortecedor dos sistemas de geração de energia elétrica (Ayres Junior et al., 2018; Arrifano et al., 2007; Sambariya e Prasad, 2015).

Diversos trabalhos fazem uso do modelo linearizado do sistema elétrico de potência, o qual é denominado de modelo de Heffrom-Phillips (Peter W. Sauer, 1998; Kundur, 1994), este por sua vez é utilizado como ponto de partida para o projeto de diversas metodologias de controle aplicados ao ESP, como: ESP convencional (Peter W. Sauer, 1998), controle fracionário (Ayres Junior et al., 2018), sistemas Fuzzy (Ray et al., 2020), algoritmos de otimização (Hemmati, 2018), controle robusto (Ray et al., 2018a), entre outras metodologias.

A realização de uma análise da resposta em frequência do SEP, quando este funciona em um determinado ponto de operação é a base de projeto do ESP via metodologia

convencional, o qual faz uso de uma estrutura de controle de um compensador avanço-atraso. No entanto, quando o SEP afasta-se do ponto de operação ao qual foi projetado, este perde desempenho e por sua vez não garante a estabilidade para todas as condições de operação.(Ray et al., 2019; Ayres Junior et al., 2018).

Diante do exposto, Ayres Junior et al. (2018) apresenta o projeto do ESP fazendo uso de técnicas de controle de ordem fracionária, o qual possui como principal vantagem uma maior flexibilidade de projeto, devido o aumento do grau de liberdade do controlador, bem como a ampliação da região de estabilidade do sistema para o desenvolvimento do projeto de controlador de ordem fracionária, mas o desempenho desse ESP ainda depende do ponto de operação do SEP.

Nos trabalhos de (Kumara e Srinivasan, 2017; Masoud et al., 2018) são discutidos o desenvolvimento do projeto de controle do ESP baseado em um regulador linear quadrático (LQR), as simulações apresentaram o incremento no torque de amortecimento, mas estes controladores necessitam de todos estados da planta, caso isso não seja possível, os estados deverão ser estimados o que irá aumentar a complexidade podendo reduzir o desempenho do ESP.

Diversas metodologias de ESPs utilizam o modelo de Heffron-Phillips aplicado em um ponto de operação como as apresentados em (Ayres Junior et al., 2018; Ayres Junior, 2014; Kumara e Srinivasan, 2017; Masoud et al., 2018) melhoraram a estabilidade do SEP ao amortecer as suas oscilações eletromecânicas, mas o desempenho tende a decrementar a medida que a planta se afasta do ponto de operação ao qual o projeto foi concebido. Neste sentido, metodologias robustas à variações paramétricas ou não-linearidades da planta são utilizadas para garantir a estabilidade e desempenho do SEP em diversas condições de cargas são utilizadas para melhorar o desempenho do SEP (Wan, 2017).

Com isso em vista, metodologias de controle não linear podem ser utilizadas para melhorar a estabilidade e garantir o desempenho do sistema. Deste modo, um controlador robusto a variações paramétricas e entradas com saturação é proposto por Wan (2017) para garantir a estabilidade do SEP, este controlador por sua vez garante a estabilidade do sistema, no entanto os resultados de simulação apresentaram um elevado esforço de controle, promovendo oscilações bruscas que podem prejudicar o desempenho caso o controlador seja aplicado em uma planta real, mas que se estabiliza no regime permanente do SEP.

Diversas metodologias de controle baseada em modelos de referência podem ser desenvolvidas para realizar o projeto de ESPs robustos a variações paramétricas, estas por sua vez são decorrentes de diversas condições de operação da máquina. Neste sentido, controladores adaptativos são utilizados para garantir o desempenho do SEP por meio de um modelo de referência. Estes controladores são apresentados em (Hemmati, 2018; Shamseldin e Mohamed, 2020), de modo que a teoria de Lyapunov é utilizada para verificar a estabilidade do sistema com a adição do controlador (Hemmati, 2018). Em (Shamseldin e Mohamed, 2020) é apresentado um controlador fracionário proporcional-integral-derivativo, (FOPID-*fuzzy*), com parâmetros obtidos com o algoritmo de busca de harmonia aplicado na estabilização de sistemas elétricos de potência o que melhorou o amortecimento das oscilações eletromecânicas e aumentou a faixa de estabilidade do sistema.

Por outro lado as inequações matriciais lineares (LMI), são uma alternativa de metodologia de projeto por poderem ser utilizadas como mais uma ferramenta para melhorar o desempenho do SEP. Essa metodologia pode ser utilizada para determinar um controlador que posiciona os polos do sistema dentro de uma região do plano complexo que descreve o desempenho desejado para o sistema (Ramos et al., 2003; Soliman e Soliman, 2016; Soliman e Metwally, 2017) ou que minimize uma determinada relação de norma para melhorar o amortecimento das oscilações eletromecânicas (Arrifano et al., 2007; Pham, 2016).

De maneira similar, Ramos et al. (2003); Arrifano et al. (2007) apresentam controladores projetados para o modelo linearizado do sistema máquina-barramento-infinito (SMIB) utilizando a teoria necessária para estabilizar sistemas com variações paramétricas. Em (Arrifano et al., 2007) é investigado um projeto de controlador estocástico considerando variações paramétricas, decorrentes de variações de estados do sistema por meio de saltos Markovianos e Ramos et al. (2003) projeta um controlador robusto a variações paramétricas do tipo politópicas. Essas metodologias melhoraram o amortecimento das oscilações eletromecânicas nas simulações apresentadas, mas em aplicações práticas serão necessárias as medidas de todos os estados, caso contrário, será necessário a utilização de estimadores que podem diminuir a eficácia e aumentar a complexidade dos controladores projetados.

Em (Soliman e Shafiq, 2015) é investigada uma metodologia de projeto de controle estocástico, que garante a estabilidade do sistema frente a faltas do tipo curto-circuito.

Foram considerados dois estados para o SEP, o sistema funcionando normalmente ou com curto-circuito que é isolado por meio da ação de disjuntores. Embora esses controladores estocásticos apresentados sejam robustos, eles são projetados para perturbações específicas do SEP e podem ficar cada vez mais complexos a medida que novas perturbações são consideradas.

A LMI para realimentação dinâmica de saída, é uma alternativa para o projeto de controladores via realimentação de estados e sua principal vantagem é não necessitar de todos os estados, mas apenas de uma saída mensurável. Em (Pham, 2016) é investigada a aplicação desta metodologia de controle em um sistema de micro rede focando o controle de carga-frequência, utilizando a energia armazenada em baterias de veículos elétricos, (VE), conectados a rede elétrica. O controlador foi projetado para minimizar as flutuações de frequências devido as variações da carga, foram utilizados projetos baseados na norma- H_∞ , onde os controladores faziam as baterias fornecerem a potência suficiente para equilibrar a relação de energia gerada e fornecida. Para isso, o controlador levou em consideração múltiplos atrasos no tempo, devido as condições de comunicação, mas para que o sistema funcione corretamente é necessário que existam um número considerável de VEs conectados na micro rede, de modo que todos estejam conectados com o controle central.

A metodologia de realimentação dinâmica foi aplicada no desenvolvimento de controle robusto aplicado em um motor de corrente contínua. Luan e Ban (2019) apresentam um controlador que utiliza a realimentação dinâmica para realizar a otimização da norma- H_∞ e melhorar o desempenho de um controlador de posição do motor de corrente contínua. O controlador proposto utiliza um sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno para ponderar a atuação dos controladores e possui como vantagens a flexibilidade, onde podem ser utilizados controladores para plantas que possuem diferentes ordens em diferentes pontos de operações.

Um controlador robusto baseado em observador de estados foi aplicado ao SEPs e apresentado em (Soliman e Soliman, 2016), nele o observador é projetado simultaneamente com controlador de realimentação de estados, utilizando técnicas de LMI. Neste estudo o controlador, é utilizado para garantir a estabilidade do sistema ou alocar os polos do SEP dentro de uma região circular obtida a partir do tempo de acomodação e do coeficiente de amortecimento desejados. Os controladores apresentados estabilizaram a planta de forma satisfatória, mas foram aplicados apenas no modelo linear da planta, dessa forma,

em modelos mais complexos o desempenho do controlador poderá ser decrementado.

Um controlador robusto baseado em lógica *fuzzy* obtidos por meio de LMIs é apresentado em Soliman e Metwally (2017) e foi utilizado para realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas e garantir estabilidade do SEP. Esse controlador, utilizou três sub-regiões de operação com variações paramétricas delimitadas por normas, foram projetados controladores para cada região e o sistema *fuzzy* foi utilizado para realizar a transição de controladores de forma gradual. As LMIs delimitaram uma região de desempenho para alocar os polos do sistema realimentado, objetivando aplicar no SMIB bem como no sistema multimáquina. O controlador projetado utilizou a estrutura de realimentação de estados que necessita de todos os estados disponíveis ou estimados, além disso, no sistema multi-máquina os atrasos de comunicação prejudicaram o desempenho do controlador.

Ao se afastar dos métodos determinístico novos estudos apresentam os algoritmos evolutivos, como uma metodologia de projeto dos ESPs. Nesse sentido, Sambariya e Prasad (2015) investigam um algoritmo baseado em técnicas utilizadas por músicos para alcançar a harmonia e em (Sambariya et al., 2016) o algoritmo baseado na ecolocalização realizadas por morcegos, a otimização foi obtida utilizando o modelo linearizado de Heffron-Phillips, no entanto apenas o modelo linearizado e de simulações foram alvo dos testes desenvolvidos para este sistema, deste modo, poderá ocorrer perdas de desempenho se o controlador for aplicado a um sistema real.

No trabalho de (Ray et al., 2019) é utilizado a união entre técnicas de controle fracionário e algoritmos de otimização de enxame de partículas em conjunto com algoritmos miméticos e lógica *fuzzy*, objetivando desenvolver os projetos dos ESPs que garantem o desempenho em diversos pontos de operação do SEP, contudo um elevado esforço computacional é demandado para realizar a otimização e projetos dos controladores. Além disso, embora essa técnica não dependa diretamente de um modelo analítico, é necessário que o projeto do controlador utilize o sistema real, caso tal teste seja inviável, pode-se utilizar um modelo matemático que represente a dinâmica do sistema de forma adequada.

O algoritmo baseado na ecolocalização de golfinhos foi utilizado para projetar controladores que promovam melhorias na estabilidade de sistemas eólicos com variação estocástica da velocidade dos ventos. Esse algoritmo foi utilizado para determinar os parâmetros de um controlador PID-*fuzzy*, os parâmetros foram obtidos por meio de testes realizados com o modelo linearizado do sistema em diversos pontos de operação, além disso, os teste

foram realizados em condições específicas de funcionamento dos geradores. O controlador projetado melhorou a estabilidade e o amortecimento de oscilações, no entanto apenas testes com o modelo linear foram conduzidos, de modo que o desempenho obtido pode não refletir na aplicação desta metodologia em sistemas não lineares (Ray et al., 2020).

De posse do estado da arte apresentado, verifica-se que existe uma lacuna quanto a utilização de estratégias de controle robusto que melhorem a estabilidade do sistema frente a pequenas e grandes oscilações decorrentes dos modos eletromecânicos. Então, objetivando apresentar uma contribuição científica, a presente dissertação tem como principal objetivo apresentar uma metodologia de projeto de ESP fazendo uso de uma rede de controladores locais, implementada via modelo de entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno, similar ao apresentado por (Luan e Ban, 2019), e projetado para três condições de operação do sistema elétrico (carga baixa, carga média e carga alta), o projeto do ESP utilizará o controle com realimentação de saída dinâmica baseado em LMI, os controladores projetados deverão alocar os polos dos modelos locais em uma região delimitada, visando minimizar o esforço de controle e as oscilações decorrentes dos modos eletromecânicos, através das norma- H_2 e norma- H_∞ , respectivamente. Além disso, serão conduzidos testes via simulação, afim de apresentar a eficácia da metodologia proposta, quando comparada a duas metodologias de ESP, sendo elas o projeto clássico do ESP baseado em resposta em frequência utilizando uma estrutura de compensador avanço-atraso (Peter W. Sauer, 1998), e um projeto de ESP baseado em alocação de polos (Nogueira et al., 2014).

Sumarizando, este estudo apresentará o projeto de ESPs locais para diversos pontos de operações e interliga-los por meio de conjuntos de regras *fuzzy*. O desempenho dos ESPs locais investigados serão avaliados de maneira qualitativa (via análise das respostas temporais) e quantitativa por meio de índices de desempenho integrais, como: integral quadrática do erro (IQE); integral do erro absoluto ponderado pelo tempo (IEAT); integral quadrática do sinal de controle (IQSC) e integral do sinal de controle absoluto ponderado pelo tempo (ISCAT), objetivando avaliar o desempenho das metodologias de controle investigadas.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver e implementar o projeto de ESP fazendo uso de uma rede de controladores locais usando sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno, projetados por meio de LMI para amortecer as oscilações eletromecânicas de forma rápida e com baixo esforço de controle.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Constituir um modelo matemático que represente adequadamente o comportamento dinâmico do SEP, considerando um sistema SMIB;
- Desenvolver um ambiente de simulação computacional que possibilite investigar o sistema projetado;
- Desenvolver um projeto de ESP utilizando a metodologia de alocação de polos;
- Desenvolver um projeto de ESP utilizando a metodologia de projeto de ESP convencional;
- Projetar o ESP para três pontos de operação distintos baseado em LMI e considerando a realimentação dinâmica;
- Constituir uma análise quantitativa dos índices de desempenho integrais, que possibilitem avaliar quantitativamente o comportamento de todas as metodologias de controle investigadas.

1.2 Organização do trabalho

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, sendo estes descritos como segue:

- No capítulo 1 é apresentado a introdução do trabalho e um resumo bibliográfico dos trabalhos relacionados com o amortecimento de oscilações eletromecânicas;
- No Capítulo 2, são apresentados os modelos que descrevem o sistema SMIB e seus respectivos componentes. Deste modo, o modelo de Hephron-Phillips é investigado,

considerando que este será utilizado para o desenvolvimento do projeto dos controladores ESP, além disso, é abordado os conceitos de estabilidade aplicados ao SEP e a estrutura de ESP a ser utilizada para projetar os ESPs baseados na metodologia convencional e de alocação de polos apresentadas neste capítulo.

- No Capítulo 3, é apresentado o controlador obtido para a representação em espaço de estado do SMIB. Neste capítulo, é apresentado o ESP baseado em realimentação de saída dinâmica aplicado a alocação regional de polos, minimização de norma- H_2 e norma- H_∞ aplicados ao esforço de controle e a variação de potência aplicados a modelo linearizado de Heffron-Phillips. Este controladores serão aplicados em uma rede de modelo de entrada e saída *fuzzy* que utiliza as regras *fuzzy* do tipo Takagi-Sugeno.
- No Capítulo 4, são apresentados e discutidos os resultados das simulações, para os testes de mudança de referência de tensão, inserção de carga no sistema, sendo a carga a inserção de uma linha de transmissão e o aumento de potência mecânica entregue ao gerador. Neste Capítulo, os resultados são analisados por meio das resposta temporal do SMIB e por meio dos índices de desempenho sendo estes: IQE, IEAT, IQSC e ISCAT.
- No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões obtidas ao longo deste trabalho e as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Background de projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência (ESP)

Neste capítulo serão apresentados os modelos do sistema máquina-barramento-infinito (SMIB) e duas metodologias aplicadas ao projeto do ESP utilizados neste trabalho. A primeira é a metodologia convencional utilizada em (Ayres Junior, 2014), apresentada em (Chow et al., 2018) e adaptada da resposta em frequência para projetar o controlador do ESP convencional, a segunda metodologia utiliza a alocação de polos para o garantir desempenho e estabilidade para o SEP.

2.1 Modelo do sistema máquina-barramento-infinito (SMIB)

O modelo do SMIB consiste na representação das dinâmicas elétricas e mecânicas contidas em um gerador síncrono, quando este é conectado a um barramento infinito. Nesse modelo o gerador síncrono é conectado, por meio de linhas de transmissão a um barramento o qual possui as suas condições de módulo, fase e frequência invariantes (Arrifano et al., 2007; Peter W. Sauer, 1998; Kundur, 1994). A Figura 2.1 apresenta o gerador que absorve a potência mecânica, $P_m(t)$, que por sua vez é fornecida pela máquina primária (MP). Nela encontram-se: sistema de regulação de velocidade (RV), sistema de regulação de tensão (RAT), juntamente com uma malha de controle suplementar o qual adiciona um sinal ao somador do bloco do regulador de tensão, objetivando realizar o

amortecimento de oscilações eletromecânicas (ESP), para tal, utiliza-se um filtro para que apenas as oscilações eletromecânicas sejam percebidas pela malha de controle suplementar.

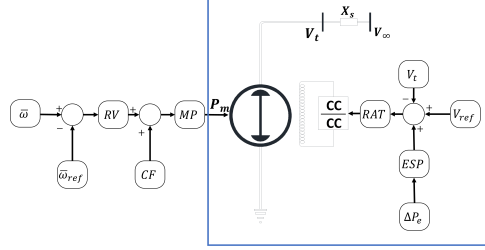


Figura 2.1: Sistema máquina-barramento-infinito.

O SMIB pode ser representado pelo modelo formado por meio de equações diferenciais e algébricas, correspondentes as componentes apresentadas dentro do contorno azul, o RAT é o regulador de tensão que atua no conversor CC/CC, a partir de um sinal de erro de tensão somado com a tensão de amortecimento, $V_s(t)$, o qual é determinada pelo ESP, fora do contorno se tem o regulador de velocidade (RV), a dinâmica da máquina primária (MP) juntamente com o controle de carga-frequência (CF), o qual regula a relação carga-frequência do gerado conectado ao barramento infinito, todos esses componentes fora do contorno serão representado pela potência mecânica, $P_m(t)$, entregue ao gerador, durante as simulações. As componentes diferenciais estão relacionadas com a dinâmica de rotação do eixo, juntamente com a dinâmica da armadura do gerador em conjunto com o circuito de excitação da máquina síncrona. As relações apresentadas nas equações (2.1) - (2.4) apresentam as equações diferenciais do modelo, conforme discutido em (Peter W. Sauer, 1998). As componentes algébricas são utilizadas para relacionar as grandezas elétricas do estator, conforme apresentado nas equações (2.5) - (2.8).

$$\frac{d\delta(t)}{dt} = \omega_0(\bar{\omega}(t) - \bar{\omega}_s) \quad (2.1)$$

$$\frac{d\bar{\omega}(t)}{dt} = \frac{1}{2H} (\bar{T}_m(t) - \bar{E}'_q(t)\bar{I}_q(t) - (\bar{X}_q - \bar{X}_d)\bar{I}_q(t)\bar{I}_d(t) - \bar{D}(\bar{\omega}(t) - \bar{\omega}_s)) \quad (2.2)$$

$$\frac{d\bar{E}'_q(t)}{dt} = \frac{1}{T_{do}} (-\bar{E}'_q(t) - (\bar{X}_d - \bar{X}'_d)\bar{I}_d(t) + \bar{E}_{fd}(t)) \quad (2.3)$$

$$\frac{d\bar{E}_{fd}(t)}{dt} = \frac{1}{T_A} (-\bar{E}_{fd}(t) + K_A(\bar{V}_s(t) + \bar{V}_{ref}(t) - \bar{V}_t(t))) \quad (2.4)$$

$$\bar{V}_t(t)\text{sen}(\delta - \theta) + \bar{R}_s\bar{I}_d(t) - \bar{X}_q\bar{I}_q(t) = 0 \quad (2.5)$$

$$\bar{E}'_q(t) - \bar{V}_t(t)\cos(\delta - \theta) - \bar{R}_s\bar{I}_q(t) - \bar{X}'_d\bar{I}_d(t) = 0 \quad (2.6)$$

onde: $\delta(t)$ é o ângulo interno da máquina em radianos; ω_0 é a velocidade síncrona da máquina em rad/s; $\bar{\omega}(t)$ é a velocidade do rotor em p.u.; $\bar{\omega}(t)$ é a velocidade síncrona do rotor em p.u.; H é o tempo de inércia do rotor do gerador; $E'_q(t)$ é a tensão elétrica interna em quadratura do estator representada em p.u.; $\bar{I}_q(t)$ é a corrente em quadratura do estator em p.u.; $\bar{I}_d(t)$ corrente direta do estator em p.u.; \bar{X}_d é a reatância do eixo direto do estator; \bar{X}'_d é a reatância transitória do eixo em quadratura do estator; $\bar{X}_q(t)$ é a reatância do eixo em quadratura do estator; T_{do} constante de tempo do eixo direto da bobina aberta; $\bar{E}_{fd}(t)$ tensão de excitação do rotor do gerador; T_A Constante de tempo do regulador automático de tensão; K_A ganho do regulador automático de tensão; $\bar{V}_s(t)$ é a tensão de amortecimento gerada pelo ESP; $\bar{V}_{ref}(t)$ é a referência de tensão do regulador automático de tensão; $\bar{V}_t(t)$ é a tensão terminal do gerador; θ é o ângulo da tensão terminal.

A tensão de armadura que representa a componente do eixo direto, V_d , a componente do eixo de quadratura, V_q , referentes ao estator, podem ser escritas, conforme apresenta a equação (2.7):

$$\begin{aligned} V_d &= V_t \text{sen}(\delta - \theta) \\ V_q &= V_t \text{cos}(\delta - \theta) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Como consequência a tensão no terminal da máquina síncrona, $V_t(t)$, é calculada por meio da relação 2.8:

$$V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.8)$$

Para a realização do projeto dos controladores apresentados por este trabalho levou-se em consideração o modelo do SMIB, o qual deve ser investigado em um determinado ponto de operação em equilíbrio, este ponto por sua vez é calculado via fluxo de potência, objetivando determinar as condições iniciais, para determinar o modelo linearizado do SMIB.

O modelo do SMIB será utilizado para realizar o projeto de um controlador que possibilite o aumento do torque de amortecimento do sistema, consequentemente promova uma melhoria na estabilidade. A estabilidade pode ser definida como a capacidade de

um sistema dinâmico se acomodar em um ponto de equilíbrio, após a ocorrência de uma perturbação, de modo que esta possua três formas: estabilidade local, estabilidade finita e global. A estabilidade local garante a estabilidade apenas nas proximidades de um determinado ponto de equilíbrio, a estabilidade regional garante a estabilidade em um região R finita, enquanto a estabilidade global apresenta uma região de estabilidade R infinita (Kundur, 1994).

Devido as não-linearidades dos sistemas elétricos de potência, dificilmente a estabilidade global será buscada para esse tipo de sistema, como consequência são utilizadas maneiras de encontrar sua estabilidade local ou finita (Kundur, 1994). Para SEPs, a estabilidade é tida como a capacidade de todas as máquinas suportarem pequenas mudanças ou impactos de carga, mantendo o seu sincronismo (Paul M. Anderson, 2002).

Para SEPs em geral, a instabilidade angular ou perda de sincronismo, poderá ocorrer de duas forma, por meio da falta de torque de amortecimento, conforme apresentado na Figura 2.2a), ou por meio de falta de torque sincronizante, conforme apresentado na Figura 2.2b) (Kundur, 1994; Ayres Junior, 2014).

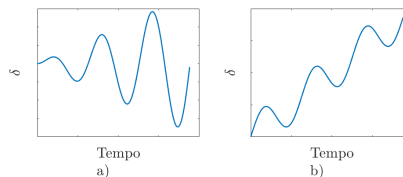


Figura 2.2: Perda de sincronismo por falta de a) torque de amortecimento b) torque sincronizante.

Fonte: Adaptado de Paul M. Anderson (2002)

O ESP projetado deverá atuar de forma a aumentar o torque de amortecimento para amortecer as oscilações eletromecânicas do SEP, conforme apresentado na Figura 2.2a). Para o projeto dos ESPs utilizados neste trabalho, será utilizado o modelo linearizado de Heffron-Phillips obtido para os pontos de operações desejados.

2.1.1 Modelo de Heffron-Phillips

O modelo linearizado de Heffron-Phillips consiste em representar o comportamento dinâmico do SMIB ao entorno de um determinado ponto de operação. Deste modo, lineariza-se as equações (2.1)-(2.7) ao em torno de um determinado ponto de equilíbrio. A linearização resultará no modelo de quarta ordem que pode ser representado pelas equa-

ções de estados apresentadas em (2.9)-(2.10) e o diagrama de blocos pode ser representado por meio da Figura 2.3, onde as constantes K_1 - K_6 , são calculadas por meio do uso das condições iniciais e construtivas do SMIB (Peter W. Sauer, 1998).

Para realizar o amortecimento das oscilações eletromecânicas o ESP foi adicionado na malha de controle suplementar do regulador automático de tensão (RAT) da máquina (Chow et al., 2018; Kundur, 1994). A metodologia convencional de controle utiliza o sistema $GEP(s)$, destacado por meio do contorno azul na Figura 2.3, para realizar o projeto do $ESP(s)$. Este sistema está diretamente relacionado com a dinâmica da máquina síncrona e os subsistemas externos conectados ao SEP (Chow et al., 2018; Ayres Junior, 2014).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}'_{fd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 \\ \frac{-K_1}{2H} & -\frac{D\omega_0}{2H} & 0 & \frac{-K_2}{2H} \\ \frac{-K_4}{T_{do}} & 0 & \frac{-1}{K_3 T_{do}} & \frac{1}{T_{do}} \\ \frac{-K_A K_5}{T_A} & 0 & \frac{-K_A K_6}{T_A} & \frac{-1}{T_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E'_{fd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \end{bmatrix} (\Delta V_{ref} + V_s) \quad (2.9)$$

$$\Delta P_e = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & K_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \omega \\ \Delta E'_q \\ \Delta E'_{fd} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

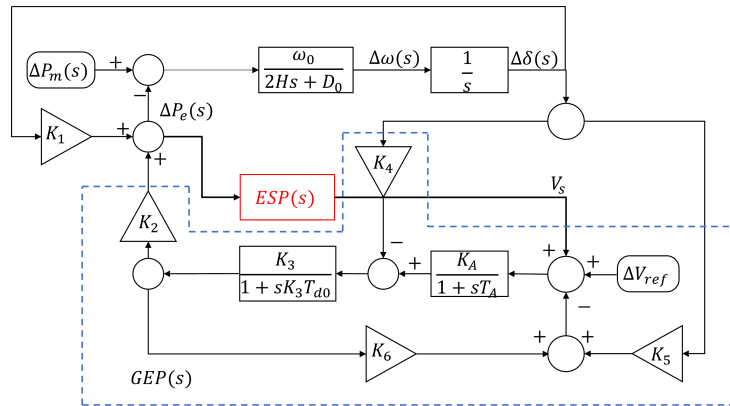


Figura 2.3: Modelo linearizado de Heffron-Phillips.
Fonte: Adaptado de Chow et al. (2018).

As constantes do modelo linearizado podem ser calculados conforme seguem as equa-

ções (2.11)-(2.17) (Kundur, 1994; Ayres Junior, 2014; Chow et al., 2018).

$$\Delta = R_e^2 + (X_e + X_q)(X_e + X_q) \quad (2.11)$$

$$K_1 = \frac{1}{\Delta} \left[\begin{array}{l} I_q^0 V_\infty (X_d - X_q) \{ (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0) - R_e \text{cos}(\delta^0) \} \\ + V_\infty \{ I_d^0 (X_d - X_q) - E_d^{0'} \} \{ (X_d + X_e) \text{cos}(\delta^0) + R_e \text{sen}(\delta^0) \} \end{array} \right] \quad (2.12)$$

$$K_2 = \frac{1}{\Delta} [I_q^0 \Delta - I_q^0 (X_d - X_q)(X_q + X_e) - R_e (X_d - X_q) I_d^0 + R_e E_q^{0'}] \quad (2.13)$$

$$K_3^{-1} = 1 + \frac{(X_d + X_d')(X_q + X_e)}{\Delta} \quad (2.14)$$

$$K_4 = \frac{V_\infty (X_d - X_d')}{\Delta} [(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0) - R_e \text{cos}(\delta^0)] \quad (2.15)$$

$$K_5 = \frac{1}{\Delta} \left[\begin{array}{l} \frac{V_d^0}{V_t} X_q \{ R_e V_\infty \text{sen}(\delta^0) + V_\infty \text{cos}(\delta^0) (X_d + X_e) \} \\ + \frac{V_q^0}{V_t} \{ X_d' (R_e V_\infty \text{cos}(\delta^0) - V_\infty (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0)) \} \end{array} \right] \quad (2.16)$$

$$K_6 = \frac{1}{\Delta} \left\{ \frac{V_d^0}{V_t} X_d' (X_q + X_e) \right\} + \frac{V_q^0}{V_t} \quad (2.17)$$

2.1.2 Estabilizador de sistemas elétricos de potência (ESP)

Para evitar a perda de estabilidade ocasionadas por oscilações eletromecânicas, decorrentes de diversos eventos, como curto-circuitos, adição de carga e perda de linha. O ESP é utilizado em uma malha de controle suplementar a de regulação de tensão para amortecer as oscilações eletromecânicas e melhorar o desempenho do sistema elétrico de potência, de modo a aumentar o torque de amortecimento (Ayres Junior, 2014; Chow et al., 2018; Kundur, 1994).

O amortecimento de oscilações eletromecânicas pode ser dividido em três etapas. O primeiro consiste em um filtro *Washout* com a função de eliminar o valor médio da saída e enviar apenas a sua variação para o segundo estágio, este por sua vez possui a função de amortecer as oscilações eletromecânicas e melhorar a estabilidade do sistema elétrico,

por fim, a última etapa é responsável por limitar ação de controle do ESP (Ayres Junior, 2014; Ray et al., 2018b). A Figura 2.4 apresenta o esquema contendo todas as etapas para o desenvolvimento do ESP.



Figura 2.4: Estágios do estabilizador de sistemas elétricos de potência.
Fonte: Adaptado de (Ayres Junior, 2014).

O filtro *Washout* é composto por um filtro passa faixa com frequências de corte adequadas, possibilitando apenas a passagem da oscilação eletromecânica que almeja-se amortecer. Neste trabalho, o sinal de entrada será a potência elétrica que irá passar pelo filtro *Washout*, portanto apenas as oscilações da potência passarão para o próximo estágio visando a atuação do ESP.

2.2 Projeto de ESP baseado em resposta em frequência

A potência elétrica é selecionada como entrada do ESP atuante na malha de controle suplementar, inserido na malha de regulação de tensão. No trabalho Chow et al. (2018) é apresentado uma metodologia para o projeto de reguladores ESPs baseados na variação da velocidade angular, enquanto em Ayres Junior (2014), essa metodologia é adaptada para variação de potência elétrica. Deste modo, pode-se utilizar a análise da resposta em frequência do sistema para aumentar as margens de estabilidade do SMIB, assim como aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema. Para isso, o modelo de Heffron-Phillips apresentado na Figura 2.3, pode ser reescrito como representado na Figura 2.5 e a sua função de transferência é apresentada na equação (2.19), que leva em consideração os ganhos calculados para o modelo linearizado, no entanto como os ganhos K_4 e K_5 estão relacionados com $\Delta\delta$ então podem ser desconsiderados (Ayres Junior, 2014).

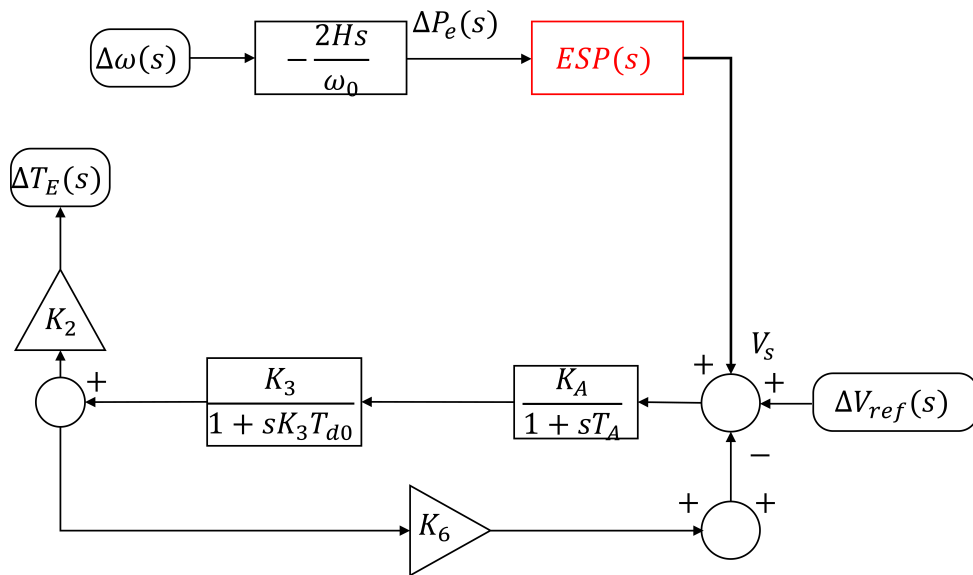


Figura 2.5: Modelo de $GEP(s)G(s)ESP(s)$.
Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014).

Considerando o modelo linearizado do SMIB, torna-se possível dividi-lo em 3 partes, sendo estes: $G(s)$, $GEP(s)$ e $ESP(s)$. O sistema $G(s)$ é apresentado na equação (2.18) e está relacionado com a inércia das massas girantes, o sistema $GEP(s)$ é apresentado na equação (2.19) e representa a dinâmica elétrica do gerador, por fim, o sistema $ESP(s)$ representa o estabilizador de sistema elétrico de potência, o qual pode ser descrito por meio da equação (2.20), este controlador é projetado objetivando amortecer as oscilações eletromecânicas do SEP (Ayres Junior, 2014).

$$G(s) = \frac{-2Hs}{\omega_0} \quad (2.18)$$

$$GEP(s) = \frac{K_2 K_3 K_A}{K_A K_3 K_6 + (1 + sK_3 T_{d0})(1 + sT_A)} \quad (2.19)$$

$$ESP(s) = K_{esp} \left(\frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} \right)^n \quad (2.20)$$

A relação apresentada na equação (2.21) mostra a variação do torque elétrico do sistema em função da variação de potência elétrica do gerador:

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta \omega(s)} = G(s)GEP(s)ESP(s) \quad (2.21)$$

Para realizar o projeto do ESP, é necessário determinar a frequência natural de osci-

lação dos módulos mecânicos do SMIB. Dessa forma, é preciso encontrar a relação entre o torque elétrico e a variação do ângulo de potência da máquina, $\Delta\delta(t)$, quando o torque mecânico, $\bar{T}_m(t)$, é constante, tal como é apresentada na Figura 2.6 e a função de transferência é apresentada na equação (2.22).

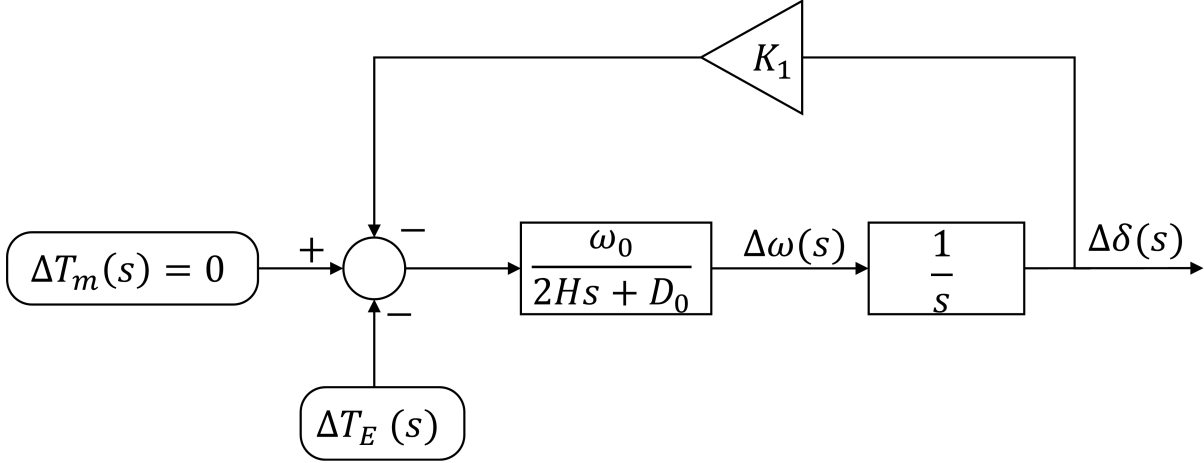


Figura 2.6: Relação potência ângulo.
Fonte: Adaptado de Chow et al. (2018).

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_e(s)} = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_s} s^2 + D_0 s + K_1} \quad (2.22)$$

Como normalmente o atrito viscoso da máquina é muito baixo, ele pode ser desprezado e a função de transferência da equação (2.22) pode ser reescrita de acordo com a função de transferência da equação (2.22) com frequência natural de oscilação, ω_n , apresentada em (2.24) (Chow et al., 2018).

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta T_e(s)} = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_s} s^2 + K_1} \quad (2.23)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1 \omega_s}{2H}} \quad (2.24)$$

Após obter a frequência natural de oscilação, é necessário determinar o ângulo do $GEP(s)$, $G(s)$ e ajustar a fase do $ESP(s)$ para que a relação apresentada em (2.25) seja atendida. Desse modo, o valor do zero, T_1 , a ordem, n , devem escolhidos de maneira que $T_1 > T_2$.

$$\angle ESP(s)|_{s=j\omega_n} + \angle G(s)|_{s=j\omega_n} + \angle GEP(s)|_{s=j\omega_n} = 0 \quad (2.25)$$

Para determinar o ganho, K_{ESP} , do $ESP(s)$ é necessário definir a função de transferência, $ESP'(s)$, apresentado na função de transferência da equação (2.26) e determinar o ganho K_{ESP} .

$$ESP'(s) = \left(\frac{s + T_1}{s + T_2} \right)^n \quad (2.26)$$

O ganho K_{ESP} será determinado a partir do ganho necessário para que o sistema possua a constante de amortecimento, ζ_d , desejada. O ganho necessário, D_{ESP} , é obtida por meio da relação apresentada na equação (2.27) e o ganho K_{ESP} será obtido por meios da relação apresentada na equação (2.28) (Chow et al., 2018).

$$D_{ESP} = 2\zeta\omega_n \frac{2H}{\omega_s} \quad (2.27)$$

$$K_{ESP} = \frac{D_{ESP}}{|GEP(j\omega_n)||ESP'(j\omega_n)||G(j\omega_n)|} \quad (2.28)$$

O projeto do ESP convencional pode ser sintetizado em um algoritmo, conforme apresentado no fluxograma da Figura 2.7. Nele, o primeiro passo é determinar a frequência natural de oscilação dos módulos mecânicos apresentados na Figura 2.6, ω_n , para então selecionar a ordem, n , do ESP e o zero, T_1 , determinar o polo, T_2 , esses termos são utilizados para obter o $ESP'(s)$, utilizado após a escolha da constante de amortecimento da máquina, ζ_d , para determinar o ganho K_{ESP} do $ESP(j\omega)$. Para isso utiliza-se a relação apresentada na equação (2.25). Além disso, é importante salientar que não deve-se selecionar valores elevados para a constante de amortecimentos, durante o projeto desse ESP, pois o sistema poderá ser desestabilizado (Peter W. Sauer, 1998).

Depois de determinar os parâmetros do ESP, ele pode ser testado em simulações para determinar a eficácia do controlador. Caso as oscilações sejam amortecidas, o que irá diminuir o máximo pico de oscilação e o tempo de acomodação do sistema elétrico ou se o sistema for estabilizado, o controlador pode ser tido como satisfatório, caso contrário as condições de projetos podem ser flexibilizadas para que um novo ESP possa ser projetado.

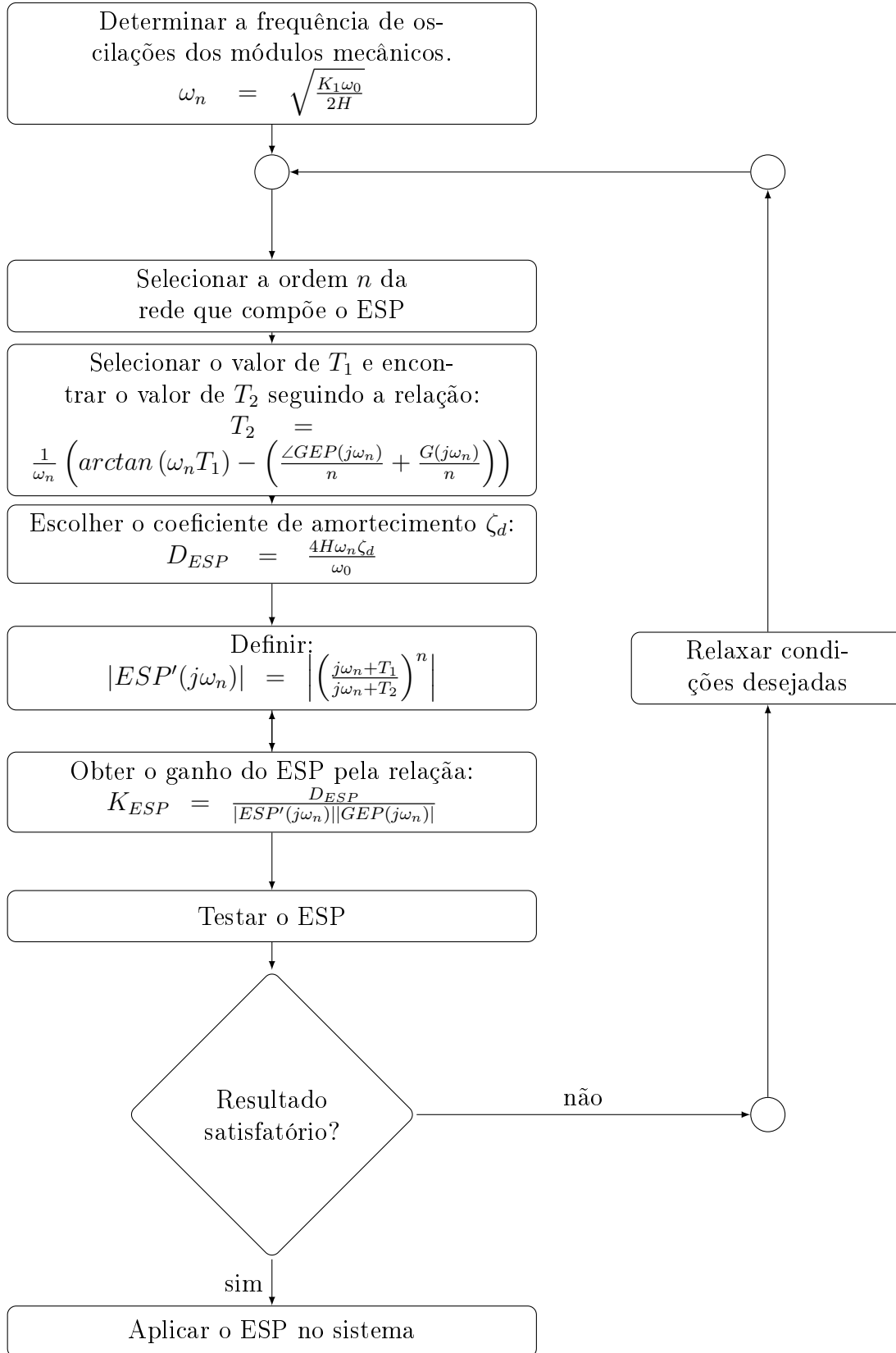


Figura 2.7: Fluxograma mostrando os passos do projeto convencional de ESP.
 Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014).

2.3 Método de projeto do ESP baseado em alocação de polos

O método de projeto baseado em alocação de polos consiste em determinar os parâmetros do controlador, por meio de igualdades polinomiais entre o polinômio desejado que representa a dinâmica desejada e o polinômio característico do SMIB em malha fechada. Para aplicar a metodologia de projeto de controle baseado em alocação de polos ao sistema SMIB linearizado, conforme apresentado nas equações 2.9 - 2.10 deve-se determinar a função de transferência da planta, conforme é apresentada na equação (2.29).

$$G(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0} \quad (2.29)$$

onde,

$$a_2 = -2HK_2K_3K_a / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.30)$$

$$a_1 = (K_1K_2K_3K_A T_{do}\omega_0 - DK_2K_3K_a\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.31)$$

$$a_0 = (K_1K_2K_A\omega_0 - K_1K_2K_3K_A\omega_0 - K_2^2K_3K_4K_A\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.32)$$

$$b_3 = (-2HT_A - 2HK_3T_{do} - DK_3T_A T_{do}\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.33)$$

$$b_2 = (-2H - DT_A\omega_0 - 2HK_3K_6K_A - DK_3T_{do}\omega_0 - K_1K_3T_A T_{do}\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.34)$$

$$b_1 = (-D\omega_0 - K_1T_A\omega_0 - K_1K_3T_{do}\omega_0 - DK_3K_6K_A\omega_0 + K_2K_3K_5K_A T_{do}\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.35)$$

$$b_0 = (K_1\omega_0 + K_2K_5K_A\omega_0 - K_1K_3K_6K_A\omega_0 - K_2K_3K_4K_6K_A\omega_0) / (-2HK_3T_A T_{do}) \quad (2.36)$$

A configuração do sistema com ESP adicionado na malha de controle suplementar é apresentado na Figura 2.8. A função de transferência do ESP é apresentada na equação (2.37), esta por sua vez é uma função de transferência de terceira ordem, de modo que possibilite a alocação dos polos nos pontos desejados do plano complexo, a relação que apresenta o controlador de ordem mínima é apresentado em (D. Landau, 2006) e aplicada por (Nogueira et al., 2014).

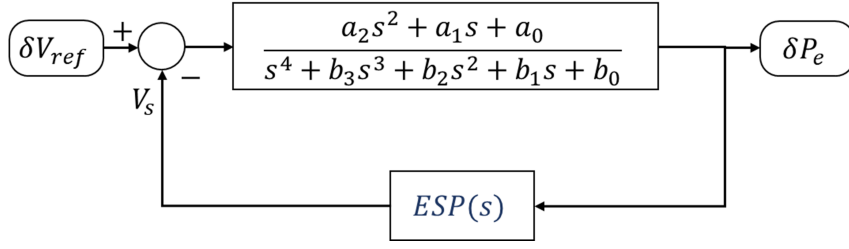


Figura 2.8: Modelo para obtenção do ESP por meio da alocação de polos.

$$ESP(s) = \frac{c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s^1 + c_0}{s^3 + d_2s^2 + d_1s^1 + d_0} \quad (2.37)$$

$$\frac{\Delta P_e(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{r_5s^5 + r_4s^4 + r_3s^3 + r_2s^2 + r_1s + r_0}{s^7 + f_6s^6 + f_5s^5 + f_4s^4 + f_3s^3 + f_2s^2 + f_1s + f_0} \quad (2.38)$$

onde,

$$r_5 = a_2 \quad (2.39)$$

$$r_4 = a_2d_2 + a_1 \quad (2.40)$$

$$r_3 = a_1d_2 + a_2d_1 + a_0 \quad (2.41)$$

$$r_2 = a_0d_2 + a_1d_1 + a_2d_0 \quad (2.42)$$

$$r_1 = a_0d_1 + a_1d_0 \quad (2.43)$$

$$r_0 = a_0d_0 \quad (2.44)$$

$$f_6 = d_2 + b_3 \quad (2.45)$$

$$f_5 = b_3d_2 + d_1 + a_2c_3 + b_2 \quad (2.46)$$

$$f_4 = b_2d_2 + b_3d_1 + d_0 + a_1c_3 + a_2c_2 + b_1 \quad (2.47)$$

$$f_3 = b_1d_2 + b_2d_1 + b_3d_0 + a_0c_3 + a_1c_2 + a_2c_1 + b_0 \quad (2.48)$$

$$f_2 = b_0d_2 + b_1d_1 + b_2d_0 + a_0c_2 + a_1c_1 + a_2c_0 \quad (2.49)$$

$$f_1 = b_0d_1 + b_1d_0 + a_0c_1 + a_1c_0 \quad (2.50)$$

$$f_0 = b_0d_0 + a_0c_0 \quad (2.51)$$

Objetivando produzir um determinado comportamento do sistema em malha fechada, deve-se selecionar o polinômio característico desejado, este por sua vez deve possuir a mesma ordem do polinômio característico do sistema realimentado, deste modo utilizou-se cinco polos auxiliares, os quais observando as condições de dominância desejada, no entanto se considerar valores muito elevados de afastamento dos polos dominantes, irão produzir elevados valores de ganhos, o que não é desejável para a implementação do controlador. A equação apresentada em (2.52) representa o polinômio característico com coeficiente de amortecimento, ζ_d , frequência de oscilação natural desejada, ω_{dn} , e os polos auxiliares, esta equação resultará na equação (2.53) (Nogueira et al., 2014; D. Landau, 2006).

$$p(s) = (s^2 + 2\zeta_d\omega_{nd}s + \omega_{nd}^2)(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5) \quad (2.52)$$

$$p(s) = s^7 + q_6s^6 + q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0 \quad (2.53)$$

Deve-se realizar a igualdade dos coeficientes dos polinômios entre polinômio característico do sistema em malha fechada, conforme apresentado na equação (2.38) com o polinômio desejado que representa a dinâmica desejada para o SMIB, conforme apresentado na equação (2.53). Como resultado, será encontrado o sistema linear de equações apresentados em (2.54).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_3 & 1 & 0 & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ b_2 & b_3 & 1 & a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ b_1 & b_2 & b_3 & a_0 & a_1 & a_2 & 0 \\ b_0 & b_1 & b_2 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 \\ 0 & b_0 & b_1 & 0 & 0 & a_0 & a_1 \\ 0 & 0 & b_0 & 0 & 0 & 0 & a_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_2 \\ d_1 \\ d_0 \\ c_3 \\ c_2 \\ c_1 \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_6 - b_3 \\ q_5 - b_2 \\ q_4 - b_1 \\ q_3 - b_0 \\ q_2 \\ q_1 \\ q_0 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

2.4 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, foi apresentada a definição de estabilidade para sistemas elétricos de potência, os modelos da máquina conectada ao barramento infinito (SMIB), o modelo não-linear e o linearizado de Heffron-Phillips, além disso, foi apresentada a metodologia

de controle convencional e a metodologia que utiliza a alocação de polos para realizar o projeto do ESP. Essas metodologias servirão de base para avaliar o desempenho do ESP de realimentação de saída dinâmica realizado por meio de LMI.

Capítulo 3

Arquitetura e projeto do ESP baseado em LMI

Os controladores ESPs deste trabalho serão projetados para três diferentes pontos de operações. Este controladores estarão interligados, através de uma rede *fuzzy* do tipo Takagi-Sugeno que irá interligar os controladores e determinar seus parâmetros, através da potência elétrica da máquina.

O ESP foi implementado em uma malha de controle suplementar, sendo adicionado na malha de regulação de tensão. Foram implementados controladores para três pontos de operações com potência elétrica elétricas distintas, potência baixa, $P_e(t) = 0,3$ p.u., potência média, $P_e(t) = 0,5$ p.u. e potência alta $P_e(t) = 0,7$ p.u..

O sistema de regras *fuzzy* foi utilizado para ponderar os parâmetros do ESP a medida que a potência elétrica do SMIB se altera. A alteração dos parâmetros do controlador durante o funcionamento do SMIB possui o objetivo de melhorar o desempenho do sistema elétrico em diferentes pontos de operação do SEP.

3.1 Projeto de Realimentação Dinâmica Baseado em LMI para Alocação Regional de Polos Considerando a norma H_2 e H_∞

Considere que o SMIB pode ser representado por meio de uma função de transferência, G_{SMIB} que é realimentada por meio de um controlador com realimentação de saída

dinâmica $C(s)$. A Figura 3.1 apresenta o SMIB realimentado.

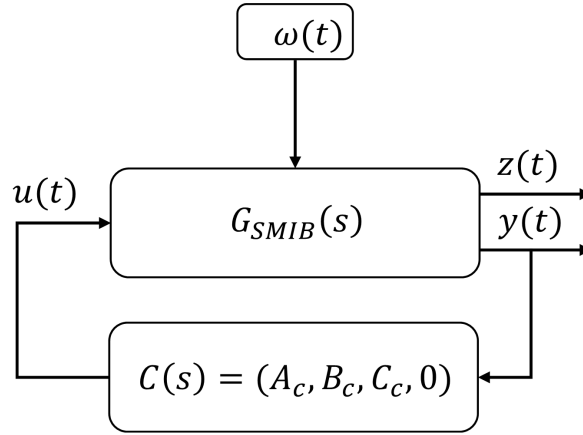


Figura 3.1: Sistema de realimentação dinâmica aplicado ao sistema SMIB.

onde, $\omega(t)$ é a entrada de perturbação dada como a variação de referência da tensão terminal, $V_{ref}(t)$, do gerador, $z(t)$ será o esforço de controle e será utilizado para minimizar a norma- H_2 e $y(t)$ é a variação da potência elétrica, $\Delta P_e(t)$, utilizada para realizar a alocação dos polos em uma determinada região e minimizar a relação de norma- H_∞ com relação a entrada de perturbação $\omega(t)$. Para esse sistema dinâmico, o controlador e o sistema SMIB podem ser descritos pelas equações de estados apresentadas nas equações (3.1) e (3.2).

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_c(t) &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c(t) \\ \mathbf{y}_c(t) &= \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \omega \\ u \end{bmatrix}\tag{3.2}$$

Quando a realimentação de saída dinâmica é realizada conforme foi apresentado na Figura 3.1, um sistema em espaço de estado expandido é encontrado. Esse sistema dinâmico para o SMIB é apresentado é apresentado na equação (3.3).

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_c \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_c \\ \omega \end{bmatrix}\tag{3.3}$$

onde,

$$\begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B_2 C_c \\ B_c C_2 & A_c \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} C_1 & D_{12} C_c \end{bmatrix} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.2 Alocação regional de polos

O projeto de controle baseado em LMI, pode ser utilizado para delimitar uma determinada região no plano complexo, de modo que possibilite projetar um controlador que garanta que os polos em malha fechada do sistema encontrem-se dentro de regiões previamente delimitadas. Na metodologia de realimentação dinâmica o controlador deve possuir ordem idêntica a do SMIB, deste modo, o controlador é representado em espaços de estados com parâmetros definidos por meio do uso de LMIs (Kang-Zhi Liu, 2016). Para isso, é utilizada a representação em espaço de estados com realimentação de saída dinâmica apresentada na equação (3.3), que deve ser aplicado ao teorema generalizado de Lyapunov (Kang-Zhi Liu, 2016; Wei e Park, 2017; Befekadu e Erlich, 2005; Badri e Sojoodi, 2019). O teorema generalizado de Laypunov é definido como, dada uma região $\mathbb{D} = \mathbb{D}_{(L,M)}$ a região de uma LMI, ela será definida pela função característica apresentada na equação (3.5), a matriz A_k será D estável, se somente se, existir uma matriz simétrica positiva definida, P , tal que a relação da equação 3.6 seja atendida (Yu, 2013).

$$F_{\mathbb{D}} = L + sM + \bar{s}M^T \quad (3.5)$$

$$R_d(A_k, P) = L \otimes P + M \otimes (A_k P) + M^T (A_k P)^T < 0 \quad (3.6)$$

Para a obtenção de um sistema de LMIs será necessário uma série de transformações de variáveis, dada as matrizes da planta a ser controlada como $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$ e $C \in R^{p \times n}$, então deverão ser encontradas matrizes quaisquer $\mathbb{A} \in R^{n \times n}$, $\mathbb{B} \in R^{m \times n}$ e $\mathbb{C} \in R^{n \times p}$ e matrizes simétrica $X \in R^{n \times n}$ e $Y \in R^{n \times n}$ que satisfazem as inequações apresentadas em (3.7) e (3.8) Kang-Zhi Liu (2016).

$$L \otimes \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} + M \otimes \begin{bmatrix} AX + B_2 C & A \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B} C_2 \end{bmatrix} + M^T \otimes \begin{bmatrix} AX + B_2 C & A \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B} C_2 \end{bmatrix}^T < 0 \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (3.8)$$

onde, \mathbb{A} , \mathbb{B} , \mathbb{C} são apresentadas nas equações (3.9), (3.10) e (3.11), com as variáveis auxiliares H e N sendo obtidas por meio da relação apresentada na equação (3.12):

$$\mathbb{A} = NA_cH^T + NB_cC_2X + YB_2C_cM^T + Y(A)X \quad (3.9)$$

$$\mathbb{B} = NB_c \quad (3.10)$$

$$\mathbb{C} = C_cH^T \quad (3.11)$$

$$HN^T = I - XY \quad (3.12)$$

Objetivando projetar o controlador, pode-se utilizar as relações apresentadas nas equações (3.13)-(3.15) para obter as matrizes do controlador.

$$C_c = (\mathbb{C})(H^{-1})^T \quad (3.13)$$

$$B_c = N^{-1}(\mathbb{B}) \quad (3.14)$$

$$A_C = N^{-1}(\mathbb{A} - NB_cC_2X - YB_2C_cH^T - Y(A)X)(H^{-1})^T \quad (3.15)$$

A região desejada para a localização dos polos no plano complexo é apresentada na Figura 3.2. Qualquer controlador que aloque os polos nessa região será tido como satisfatório e as LMIs apresentadas nas equações (3.7) - (3.8) serão satisfeitas.

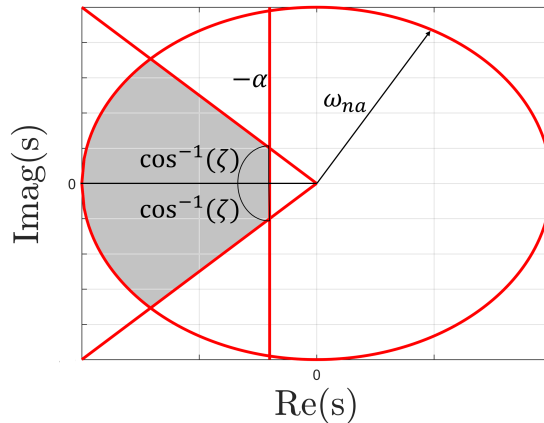


Figura 3.2: Região desejada para os polos do SMIB.

A área desejada do plano complexo é composta pela interseção de três diferentes regiões. A primeira é a faixa α , responsável por delimitar os valores máximos da parte real dos autovalores do sistema com sua representação dada na equação (3.16), a segunda delimita os valores mínimos do coeficiente de amortecimento, ζ , por fim, a terceira região corresponde a um círculo que delimita a máxima frequência dos modos de oscilação pouco amortecidos, ω_{na} , dada pela equação (3.18), para maiores detalhes consultar (Yu, 2013).

$$L = 2\alpha \quad M = 1 \quad (3.16)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{0} \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \text{sen}\zeta & \text{cos}\zeta \\ -\text{cos}\zeta & \text{sen}\zeta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\omega_{na} & 0 \\ 0 & -\omega_{na} \end{bmatrix} \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Para que os polos do sistema estejam dentro da região delimitada em cinza na Figura 3.2, as LMIs (3.7) e (3.8) devem ser satisfeitas simultaneamente, quando as matrizes L e M assumem os valores apresentados nas relações apresentadas pelas equações (3.16) - (3.18). O modelo linearizado de Heffron-Phillips, conforme apresentado na equação (2.9), será utilizado para o projeto do ESP, baseado em realimentação dinâmica e LMI. A potência elétrica, P_e , será mantida como a saída do sistema e sua variação, ΔP_e , é utilizada como entrada do ESP.

3.3 Controle H_2

As especificações para a resposta transitória dos sistemas obtidos a partir da região de alocação dos polos, são de grande importância, mas uma outra característica que poderá ser explorada é a relação da norma- H_2 . Essa grandeza pondera a influência de uma entrada com relação a uma determinada saída, de modo que quanto menor a norma- H_2 menor será a influência. Para isso, é necessário primeiro calcular a norma- H_2 para a matriz de função de transferência apresentada na equação (3.19) que é dada pela relação (3.20) (Yu, 2013; Kang-Zhi Liu, 2016; Chen et al., 1998).

$$G(s) = (A, B, C, D) \quad (3.19)$$

$$\|G\|_2 := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Tr} [G^*(j\omega)G(j\omega)] d\omega} \quad (3.20)$$

Se as condições iniciais da matriz de função de transferência forem nulas e se for aplicada uma entrada do tipo impulso, a norma- H_2 poderá ser obtida pelo teorema de Parseval aplicado a saída, $g(t)$, da matriz de função de transferência.

$$\|G\|_2 = \sqrt{\int_0^{\infty} \text{Tr} [g(t)g^T(t)] dt} \quad (3.21)$$

3.3.1 Cálculo da Norma- H_2

Considerando a matriz A estável para a matriz de função de transferência $G(s) = (A, B, C, 0)$, de modo que a transformada inversa de Laplace da resposta ao impulso pode ser escrita conforme apresenta a equação (3.22). A relação apresentada na equação (3.21) ao ser aplicada na equação (3.22) resultará na equação (3.23) (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$g(t) = \mathcal{L}^{-1}(G) = \begin{cases} Ce^{At}B, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\|G\|_2^2 = \int_0^{\infty} \text{Tr} (g(t)g^T(t)) dt = \int_0^{\infty} \text{Tr} (Ce^{At}BB^Te^{A^T t}C^T) dt \quad (3.23)$$

O Gramminiano de controlabilidade, L_c , pode ser definido como a relação apresentada na equação (3.24):

$$L_c = \int_0^{\infty} e^{At}BB^Te^{A^T t} dt \quad (3.24)$$

onde, o quadrado da norma- H_2 é apresentado na equação (3.25), e a equação de Lyapunov apresentada na equação (3.26):

$$\|G\|_2^2 = \text{Tr} (B^T L_c B) \quad (3.25)$$

$$AL_c + L_c A^T + BB^T = 0 \quad (3.26)$$

De forma dual para o Gramminiano de observabilidade, L_o , será obtida a relação (3.27) para a norma- H_2 e a equação de Lyapunov na equação (3.28) (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$\|G\|_2^2 = Tr(CL_oC^T) \quad (3.27)$$

$$AL_o + L_oA^T + C^TC = 0 \quad (3.28)$$

Agora considerando que $G(s)$ é estável e $\|G\|_2 < \gamma$ então existirá um $\epsilon > 0$, suficientemente pequeno para que a relação apresentada na equação (3.29) seja verdadeira,

$$\left\| \begin{bmatrix} C \\ \sqrt{\epsilon}I \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} B \right\|_2 < \gamma \quad (3.29)$$

Ao aplicar o sistema conforme apresentado na equação (3.29) com a matriz C aumentada na equação de Lyapunov apresentada na equação (3.27), o resultado será o apresentado por meio da equação (3.30). Dessa forma, somente se A for estável, existirão matrizes, $X = X^T$ definidas positivas onde a relação apresentada em (3.30) será verdadeira e atenderá a relação apresentada na equação (3.31) (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$XA + A^TX + C^TC = -\epsilon I < 0 \quad (3.30)$$

$$Tr(B^TXB) < \gamma^2 \quad (3.31)$$

Considerando uma variável $W = W^T$ que obedece a relação (3.32) e a variável δ apresentada na equação (3.33), de modo que $\epsilon < \delta/n$, onde n é a dimensão de X que é aplicado na relação (3.34).

$$W - B^TXB > 0 \quad (3.32)$$

$$\delta = \gamma^2 - Tr(B^TXB) \quad (3.33)$$

$$W = \epsilon I + B^TXB \quad (3.34)$$

Ao aplicar o traço em (3.34) a equação (3.35) é obtida:

$$Tr(W) = n\epsilon + Tr(B^T X B) = n\epsilon + \gamma^2 - \delta = \gamma^2 - n \left(\frac{\delta}{n} - \epsilon \right) < \gamma^2 \quad (3.35)$$

Ao aplicar o complemento de Schur nas equações (3.30) e (3.32), juntamente com o resultado obtido pela equação (3.35) e aplicar em um sistema estável com norma- H_2 finita, existirá as matrizes $X = X^T$ e $W = W^T$ que satisfarão as desigualdades (3.36)-(3.38).

$$\begin{bmatrix} XA + A^T X & C^T \\ C & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (3.36)$$

$$\begin{bmatrix} W & B^T X \\ XB & X \end{bmatrix} > 0 \quad (3.37)$$

$$Tr(W) < \gamma^2 \quad (3.38)$$

3.3.2 controle H_2

Considere o SMIB, conforme apresentado pela equação (3.2). Nesse sistema, a saída minimizada, $z(t)$, que corresponde ao esforço de controle para a variação da tensão de referência. Para minimizar a relação de norma- H_2 é necessário minimizar o traço da variável $W \in R^{m \times m}$, onde $B_1 \in R^{n \times p}$.

Ao aplicar o sistema apresentado na equação (3.3) e aplicá-lo nas LMIs apresentadas nas equações (3.36)-(3.38), as inequações matriciais apresentadas nas equações (3.39) - (3.41) podem ser obtidas (Yu, 2013; Kang-Zhi Liu, 2016; Chen et al., 1998).

$$\begin{bmatrix} AX + B_2 C & A & 0 \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_2 & 0 \\ D_{12} C & 0 & \frac{-1}{2} I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} AX + B_2 C & A & 0 \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_2 & 0 \\ D_{12} C & 0 & \frac{-1}{2} I \end{bmatrix}^T < 0 \quad (3.39)$$

$$\begin{bmatrix} W & B_1^T & B_1^T Y \\ B_1 & X & I \\ Y B_1 & I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (3.40)$$

$$Tr(W) < \gamma^2 \quad (3.41)$$

Para encontrar o controlador ótimo com relação a norma- H_2 é necessário minimizar γ^2 sujeito as LMI apresentada nas equações (3.39) - (3.41).

3.4 Controle H_∞

A norma H_∞ para um sistema estável, $G(s)$, com entrada, $u(t)$, e saída, $y(t)$, pode ser obtida pela relação (3.42) (Yu, 2013; Kang-Zhi Liu, 2016):

$$\|G\|_\infty = \sup_{\|u\|_2} \frac{\|y\|_2}{\|u\|_2} \quad (3.42)$$

onde, $\|y\|_2/\|u\|_2$ é uma razão entre as raízes quadrada da energia dos sinais de entrada e saída do sistema. Em suma, a relação apresentada em (3.42) é o supremo das razões entre todas entradas limitadas com a saída limitada e sendo equivalente a H_∞ ou norma $\|G(s)\|_\infty$. Em outras palavras para minimizar a atuação de uma entrada em uma determinada variável basta fazer com que $\|G(s)\|_\infty$ tenda a zero.

Devido as limitações de desempenho da planta, como saturação do atuador ou limitações físicas da planta, basta fazer com que $\|G(s)\|$ seja inferior a uma constante ρ . Para isso, pode se utilizar a magnitude no domínio da frequência para a função $G(s)$, conforme é apresentado na equação (3.43). Essa relação pode ser interpretada como a máxima amplitude da resposta na frequência do sistema para uma entrada de um impulso unitário (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$\|G\|_\infty = \sup_{\omega} |G(j\omega)| < \gamma \quad (3.43)$$

Um controlador que limita a norma- H_∞ para uma entrada, $\omega(t)$, e saída, $y(t)$, pode ser obtido por meio das LMIs apresentadas nas equações (3.44) - (3.45), onde ρ representa o maior valor da norma- H_∞ que o sistema pode possuir com o controlador obtido a partir das LMIs (Kang-Zhi Liu, 2016).

$$He \left(\begin{bmatrix} AX + B_2C & A & B_1 & 0 \\ \mathbb{A} & YA + \mathbb{B}C_2 & YB_1 + \mathbb{B}D_{12} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\rho}{2}I & 0 \\ C_1X + D_{12}C & C_1 & 0 & -\frac{\rho}{2}I \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (3.44)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (3.45)$$

Para obter o menor valor possível de norma- H_∞ , será necessário minimizar ρ sujeito as inequações (3.44) - (3.45). Dessa forma é possível obter o controlador com a menor relação de norma- H_∞ .

3.5 Controle com múltiplos objetivos utilizando LMI

O controlador projetado será o resultado da interseção do projeto para alocação regional do polos e minimização da norma- H_2 considerando a norma- H_∞ . Para isso, as variáveis \mathbb{A} , \mathbb{B} , \mathbb{C} , X e Y devem ser as mesmas para resolução das três metodologias de controle apresentadas. Portanto, o projeto irá buscar a minimização em relação as normas, mas dentro da região desejada (Yu, 2013).

As relações de normas apresentadas serão aplicadas em duas variáveis do SMIB. A primeira será o esforço de controle do ESP que será otimizado por meio de H_2 , a segundo é dada pela saída de variação de potência que é otimizada por meio da relação de H_∞ . Dessa maneira, no projeto do ESP, buscou-se o controlador que apresenta o melhor desempenho com o mínimo de esforço, além de considerar os polos do sistema em malha fechada alocados dentro da região previamente delimitada.

Para alcançar esse objetivo, o ESP projetado deverá minimizar a variável β apresentada em (3.46). Esta relação de minimização, estará sujeita ao conjunto daquelas LMIs que limitam a região do plano complexo para alocação dos polos e das LMIs definidas pelas relações de normas apresentadas.

$$\beta = a\gamma^2 + b\rho \quad (3.46)$$

onde, a e b são variáveis de ponderação que dão pesos as normas que serão minimi-

zadas. Neste trabalho, essas variáveis tiveram valores iguais a unidade, mas se $a = 0$, o problema se resume a minimização de norma- H_∞ ou quando $b = 0$ o problema será de minimização de norma- H_2 , com os polos dentro da região delimitada, conforme apresentado na Figura 3.2.

3.6 Redes de controladores locais utilizando sistemas fuzzy Takagi-Sugeno

Os conjuntos *fuzzy* ou nebulosos, em português, são considerados como uma generalização dos conjuntos ordinários, os quais são aplicados em situações onde não existe uma fronteira concreta que os separem, então é utilizada a pertinência para indicar o quanto determinado elemento se identifica com determinado conjunto (Wang, 1997).

A função $\mu_A(x)$ determina o grau de pertinência do elemento x ao conjunto A , sendo definida como função de pertinência e seu valor sempre estará no interior do intervalo $[0 \ 1]$. O conjunto ordinário é um exemplo básico de conjunto *fuzzy*, onde a função de pertinência poderá assumir apenas dois valores, unitário se o elemento x pertencer ao conjunto A ou nulo caso contrário. A equação (3.47) apresenta esse conjunto do tipo *singleton* (Wang, 1997).

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } x \in A \\ 0 & \text{se } x \notin A \end{cases} \quad (3.47)$$

A classificação de proximidade é uma aplicação e exemplo básico da teoria de conjuntos *fuzzy*. Esse tipo de classificação é bastante subjetiva e varia bastante, por exemplo, considere os conjunto de números reais próximos de 10. Ele poderá ser definido conforme apresentado na equação (3.48) Silva (2011).

$$A = \{x \in \mathbb{R} : x \text{ é próximo de } 10\} \quad (3.48)$$

Neste caso não seria razoável definir 8 ou até mesmo 10,02 como números próximos de 10, pois não foi definida a proximidade necessária para que um número seja considerado próximo, a única afirmação razoável seria dizer que 10,02 é mais próximo de 10 do que o número 8.

Uma forma de definirmos a proximidade é por meio de uma função de pertinência.

Essa função pode ser obtidas por meio do conhecimento de especialista ou por meio de algoritmos de aprendizagem (Sambariya e Prasad, 2015). Para a proximidade com o número 10 a função de pertinência pode ser definida conforme é apresentada na equação (3.49), onde a é um escalar maior que 0 e defini a abertura da curva de função de pertinência.

$$\mu_A(x) = \frac{1}{\exp(a|10 - x|)} \quad (3.49)$$

A Figura 3.3(a) apresenta a pertinência para proximidade dos números reais de 0 a 20 para $a = 0,5$, a Figura 3.3(b) apresenta a pertinência para $a = 2$ e a Figura 3.3(c) para $a = 1$. No primeiro caso, a função de pertinência decai lentamente a medida que se afasta do número 10, no segundo o decaimento ocorre de forma mais brusca e no terceiro ocorre o meio termo entre o primeiro e o segundo caso. Embora sejam diferentes, todas essas funções determinam a proximidade de um número com o número 10, mas a curva que melhor descreverá a proximidade irá depender da aplicação e deve ser obtida por meio de um especialista, ou em alguns casos por meio de algoritmos de aprendizagem.

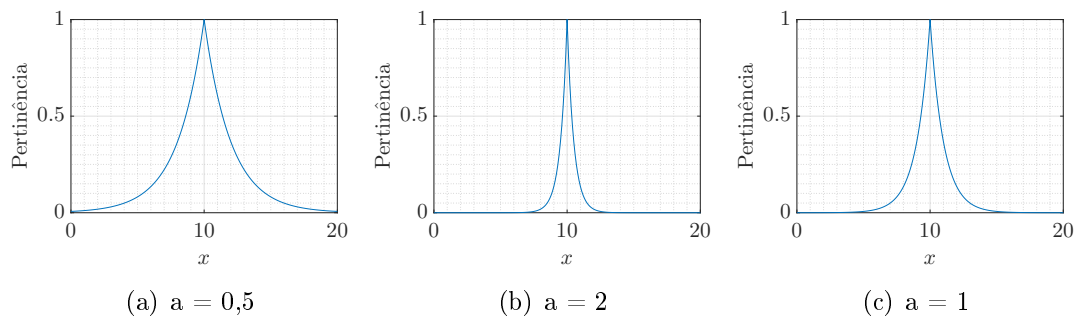


Figura 3.3: Função de pertinência para diferentes valores de a .

3.6.1 Modelo locais entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno

O processo *fuzzy* pode ser dividido em quatro componentes principais, sendo eles: fuzzificação, base de regras, máquina de inferência e defuzzificação. Na Fuzzificação as variáveis "crisp" são convertidas em conjuntos *fuzzy* por meio das funções de pertinências, a base de regras pode ser considerada como o núcleo do sistema *fuzzy*, ela é composta por um conjuntos de preposições se-então que desenvolvem as variáveis linguística, a máquina de inferência *fuzzy* traduz para forma matemática a base de regras *fuzzy*, para isso, são utilizadas as t-normas, s-normas e regras de inferência para obter uma saída *fuzzy* que será convertida em uma saída crisp por meio da defuzzificação. (Sambariya e Prasad, 2013;

Silva, 2011). A Figura 3.4 exemplifica um sistema *fuzzy* do tipo Mandani.

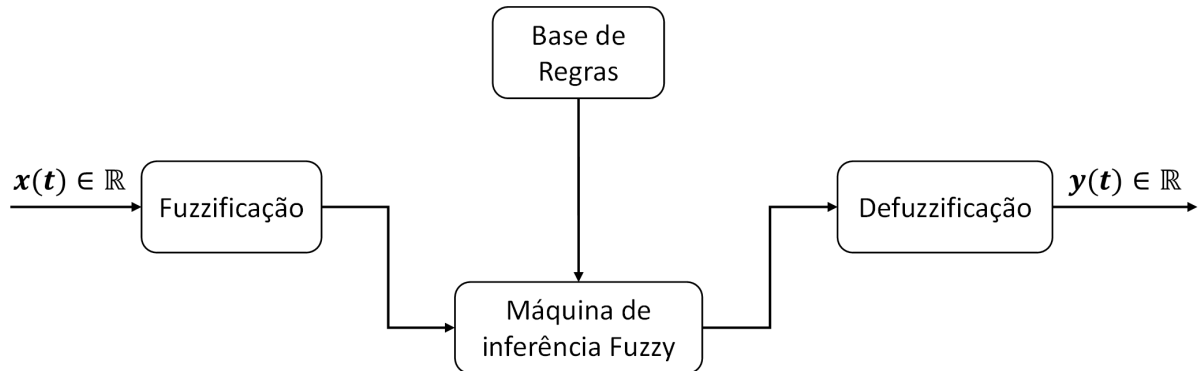


Figura 3.4: Processo *fuzzy*.

Fonte: Adaptado de Sambariya e Prasad (2013).

O modelo *fuzzy* utilizado neste trabalho é similar ao apresentado em (Luan e Ban, 2019) denominado como *fuzzy input-output model*, que pode ser traduzido como modelo entrada-saída *fuzzy*. Suas regras para um modelo dinâmico descrito em espaço de estado é apresentado na regra 1.

Regra 1. Se $v_1(t)$ é M_i^1 e \dots e $v_g(t)$ é M_i^g , ENTÃO

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = A_i x_i + B_i u(t) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) + D_i u(t) \end{cases}$$

onde $x_i(t) = [x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^{n_i}]$ são os estados no i -ésimo sistema, $i = 1, 2, 3, \dots, r$, r é o número de regras, $v_g(t)$ são as variáveis de inferência, M_i^g são os conjuntos *fuzzy*, n_i é a ordem do i -ésimo sistema local: A_i , B_i , C_i e D_i . Sendo μ_i^g a função de pertinência de M_i^g , a saída do controlador *fuzzy* será:

$$\kappa_i = \prod_{j=1}^g \mu_j^{n_j}(x_j) \quad (3.50)$$

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \kappa_i y^i}{\sum_{i=1}^r \kappa_n} \quad (3.51)$$

3.6.2 Rede de controladores locais utilizando modelo entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno

O ESP projetado neste trabalho que foi aplicado ao SMIB é ilustrado na Figura 3.5. Este por sua vez utiliza o modelo entrada-saída *fuzzy* com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno,

para os ESPs projetados em três diferentes pontos de operação: o $ESP_{03}(s)$ para o ponto de operação de 0,3 p.u. de potência ativa, o $ESP_{05}(s)$ para o ponto de operação de 0,5 p.u. e o $ESP_{07}(s)$ projetado para o ponto de operação de 0,7 p.u. de potência ativa com as respectivas saídas $y_{03}(t)$, $y_{05}(t)$ e $y_{07}(t)$. A saída dos controladores serão ponderadas pelas regras *fuzzy* inferidas a partir do sinal de potência elétrica, $P_e(t)$.

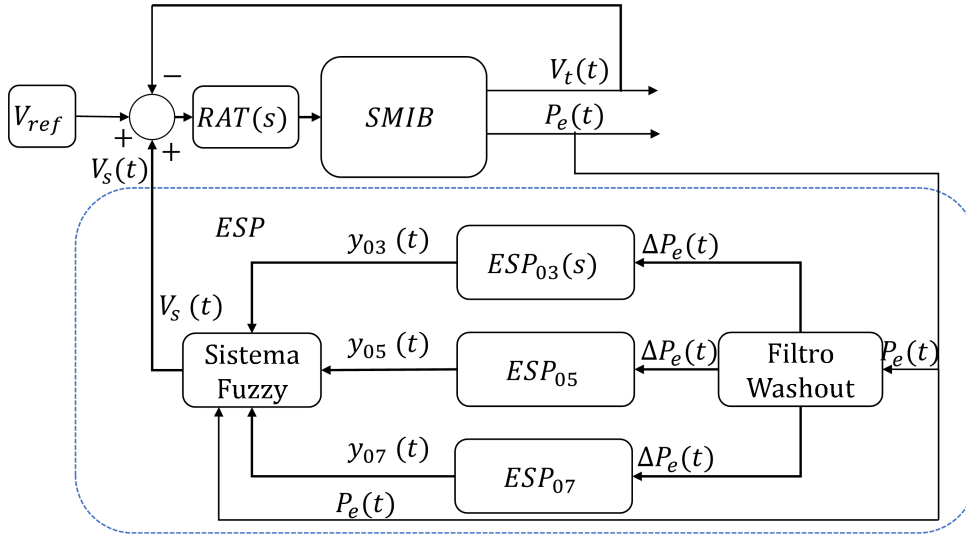


Figura 3.5: ESP modelo de entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno.

Os ESPs projetados nos diferentes pontos de operações são interligados por um conjunto de regras *fuzzy* do tipo Takagi-Sugeno que pondera as atuações dos controladores, para que o desempenho do SMIB seja mantido em diferentes circunstâncias. O conjunto de Regras 2 apresenta as regras que ponderam as atuações dos ESPs e a Figura 3.6 apresenta a função de pertinência para cada conjunto.

Regra 2. Se P_e é baixa então $V_s^1(t) = y_{03}(t)$

Se P_e é média então $V_s^2(t) = y_{05}(t)$

Se P_e é alta então $V_s^3(t) = y_{07}(t)$

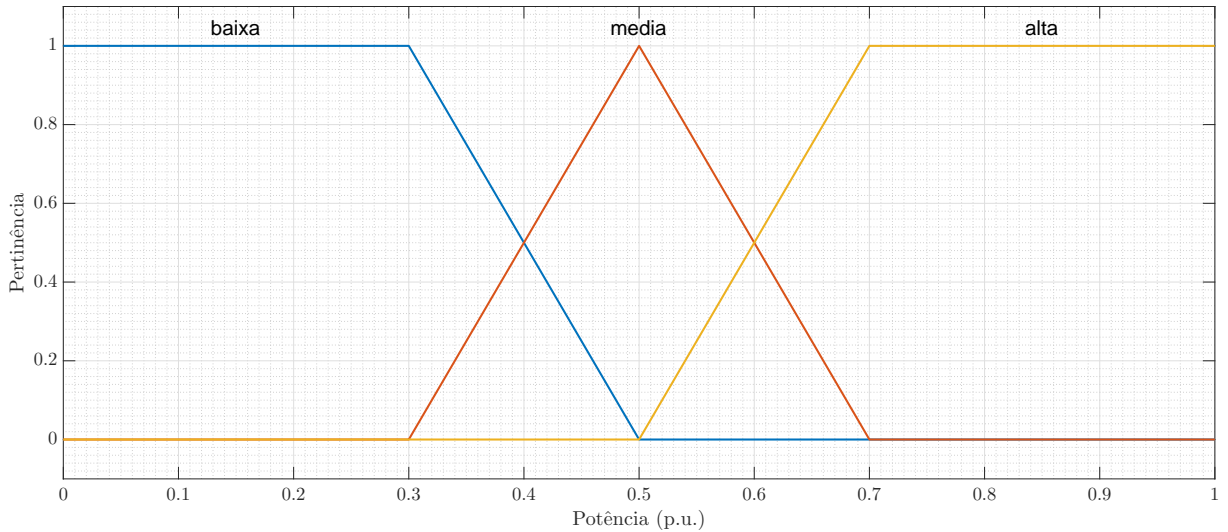


Figura 3.6: Função de Pertinência do controlador ESP.

O ESP convencional foi projetado para os três pontos de operações indicados. Para isso, foram utilizadas as seguintes especificações de projeto: $T_1 = 0,30$ e coeficiente de amortecimento $\zeta_d = 0,25$.

De forma similar, o ESP que utiliza a metodologia de alocação de polos foi obtido para os três pontos de operações. Para isso, as especificações do polinômio característico são apresentadas na equação (3.52).

$$p_c(s) = (s^2 + 2\zeta_d\omega_n s + \omega_n^2)(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5) \quad (3.52)$$

onde, $\zeta_d = 0,5$ é o coeficiente de amortecimento, $\omega_n = K_1\omega_0/(2H)$ é a frequência natural de oscilação do sistema SMIB no ponto de operação do projeto e p_1, p_2, p_3, p_4, p_5 são os polos auxiliares que foram escolhidos de forma que não fossem dominantes.

O controlador com realimentação dinâmica de saída, foi concebido através de controladores que minimizam a soma das norma- H_2 e H_∞ , de modo que alocaram os polos dos modelos locais nas seguintes regiões: $\zeta_d = 0,3$, $\alpha = 0,5$ para que as constantes de tempo do sistema sejam inferiores a vinte segundos e a frequência natural dos modos de oscilações pouco amortecidos escolhidos foram de $\omega_{na} = 200$.

Além dos controladores *fuzzy*, foi utilizado um controlador de cada metodologia projetado para o ponto de operação de 0,5 de potência ativa, para determinar se modelo de entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno melhoraram o desempenho do controlador, quando comparado as metodologias clássicas.

Os parâmetros dos controladores projetados e da planta utilizada em cada ponto de operação, são apresentados no Anexo A.

3.7 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, o controlador de realimentação dinâmica em conjunto com LMI foi apresentado. Nele foram proposta três tipos de parâmetros: alocação regional de polos, otimização da norma- H_2 e otimização da norma- H_∞ . Essa metodologia é utilizada para determinar um controlador com as melhores características de desempenho e o menor esforço de controle. Além disso, foi apresentada e desenvolvida a rede de controladores de modelos locais *fuzzy* que foi aplicado em conjuntos com a metodologia convencional, alocação de polos e controlador de realimentação dinâmica. Este modelo *fuzzy* foi utilizado para manter o desempenho dinâmico da planta em diversos pontos de operação e foi testado através de simulações.

Tabela 4.1: Parâmetros do sistema elétrico de potência.
 Fonte: Adaptado de Ayres Junior (2014)

Nome	Parâmetro	Valor
Velocidade Síncrona	ω_0	377 rad/s
Tensão Terminal	V_t	1,04 p.u.
Tensão de barramento infinito	V_∞	1,0
Resistência da Linha	R_l	0,049 p.u.
Reatância da linha	X_l	0,197p.u.
Resistência dos transformadores	R_t	0
Reatância dos transformadores	X_t	0,08 p.u.
Ganho do RAT	K_a	2,67
Constante de tempo do RAT	T_a	0,0975 s
Constante de Amortecimento Natural	D_0	0,01 N/m
Tempo de Inércia	H	3,861 s
Reatância de Eixo de q	X_q	0,693 p.u.
Reatância de Eixo de d	X_d	1.058 p.u.
Reatância transitória de eixo de q	X'_d	0,169 p.u.
Constante de tempo transitória	T'_{do}	0,4133

4.1.1 Descrição dos testes realizados

Os testes foram realizados em oito diferentes pontos de operações de potência elétrica ativa que iniciavam na potência elétrica de 0,1 p.u. e eram incrementados 0,1 p.u. em cada teste. Inicialmente o sistema estava em repouso com os valores de tensão terminal e tensão no barramento infinito iguais as apresentadas na Tabela 4.1.

Foram realizados três testes para determinar o desempenho das metodologias de projeto de ESP investigadas. O primeiro teste realizado foi o fechamento do disjuntor e como consequência a inserção de uma linha de transmissão no sistema. O segundo teste consistiu em aplicar o degrau de 0,1 p.u. na referência de tensão do RAT, enquanto o disjuntor estava aberto. O terceiro teste é o aumento da potência mecânica fornecida ao gerador síncrono.

O primeiro teste é utilizado para analisar o comportamento do SMIB quando ocorre uma perturbação diferente da qual o ESP foi projetado. Neste teste, o sistema está inicialmente em repouso, mas no tempo de 1 s a perturbação considerada é a inserção de uma linha de transmissão.

O segundo teste tem o objetivo de aferir o desempenho do controlador para o tipo de perturbação a qual as relações das normas H_2 e H_∞ foram minimizadas. Neste teste, a potência mecânica entregue pela máquina primária é dada como constante e o sistema

está em equilíbrio, até que ocorra a perturbação do tipo degrau com amplitude de 0,1 p.u. de tensão de referência no tempo de 1 s.

O terceiro teste é utilizado para determinar o amortecimento das oscilações eletromecânicas quando a potência mecânica fornecida ao gerador é incrementada. Nesta etapa, ocorrerá o incremento de 0,05 p.u. de potência ativa o que irá aumentar a potência elétrica fornecida pelo gerador, como consequência, ocorrerão oscilações eletromecânica.

A análise de desempenho das metodologias de controle para o projeto do ESP do controlador será desenvolvida de forma quantitativa, por meio, de índices de desempenho, pico das oscilações e o tempo de acomodação, o último será o tempo decorrido entre o pico da oscilação e o momento em que o valor absoluto da saída for inferior a 2% do ponto de operação inicial de potência elétrica.

4.1.2 Índices de Desempenho

A análise do desempenho dos ESPs pode ser realizada por meio da integral quadrática do erro (IQE), bem como pela integral do erro absoluto ponderada no tempo (IEAT) (Schultz e Rideout, 2013; Graham e Lathrop, 2013). Esta utiliza a multiplicação pelo tempo para diminuir o efeito inicial da perturbação que eleva o índice IQE. O cálculo de IQE é apresentado na equação (4.1) e o IEAT na equação (4.2).

$$IQE = \int_{t_0}^t \Delta P_e^2(t) dt \quad (4.1)$$

$$IEAT = \int_{t_0}^t t |\Delta P_e(t)| dt \quad (4.2)$$

A integral quadrática do sinal de controle (IQSC) e a integral do sinal de controle absoluto ponderado pelo tempo (ISCAT) são índices semelhantes ao IQE e IEAT, respectivamente, mas aplicados ao sinal de controle. Esses índices medem o esforço que o controlador exige do atuador por uma relação direta de proporcionalidade, ou seja, quanto maior o índice, maior será o esforço do controlador. A equação (4.3) apresenta o cálculo do IQSC e a (4.4) ISCAT.

$$IQSC = \int_{t_0}^t u^2(t) dt \quad (4.3)$$

$$ISCAT = \int_{t_0}^t t|u(t)|dt \quad (4.4)$$

4.2 Resposta do SMIB para a inserção de linha de transmissão

As Figuras 4.2-4.3 apresentam a resposta do SMIB, quando operando nos pontos de operação de 0,4 e 0,6 p.u. de potência ativa, para o acionamento do disjuntor. Este teste, adicionou uma linha de transmissão ao sistema que ocasionou oscilações de potência ativa. O controladores ESPs analisados são o ESP de modelos locais com realimentação dinâmica, (**ESP-MLRD**), O ESP realimentação dinâmica para o ponto de operação de potência elétrica de 0,5 p.u., (**ESP-RDPE05**), O ESP de modelos locais com a metodologia convencional de projeto, (**ESP-MLCONV**), O ESP convencional para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência elétrica, (**ESP-CONVPE05**), o ESP de modelo locais com alocação polinomial de polos, (**ESP-MLAP**), O ESP com alocação alocação polinomial de polos para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência elétrica, (**ESP-APPE05**) e o sistema funcionando sem o ESP **S/ESP**.

No teste para o ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa apresentado na Figura 4.2 e no ponto de operação de 0,6 p.u. de potência ativa na Figura 4.3, o controlador ESP-RDPE05 foi aquele com menor pico de oscilação, iguais a 0,0804 p.u. e 0,123 p.u., respectivamente. O ESP-MLRD obteve desempenho próximo com os picos de oscilações iguais a 0,0806 p.u. e 0,124 p.u., nos pontos de operação de 0,4 p.u. e 0,6 p.u. de potência ativa.

Com relação ao tempo de acomodação, o ESP-MLRD foi o que obteve os menores valores para os pontos de 0,4 e 0,6 p.u. de potência ativa iguais a 0,62 segundos para ambos os pontos de operações. Enquanto os ESPs baseados na metodologia de alocação polinomial de polos foram os ESPs com o tempo de acomodação inferior ao dos baseados na metodologia convencional, mas com o máximo pico de variação maior.

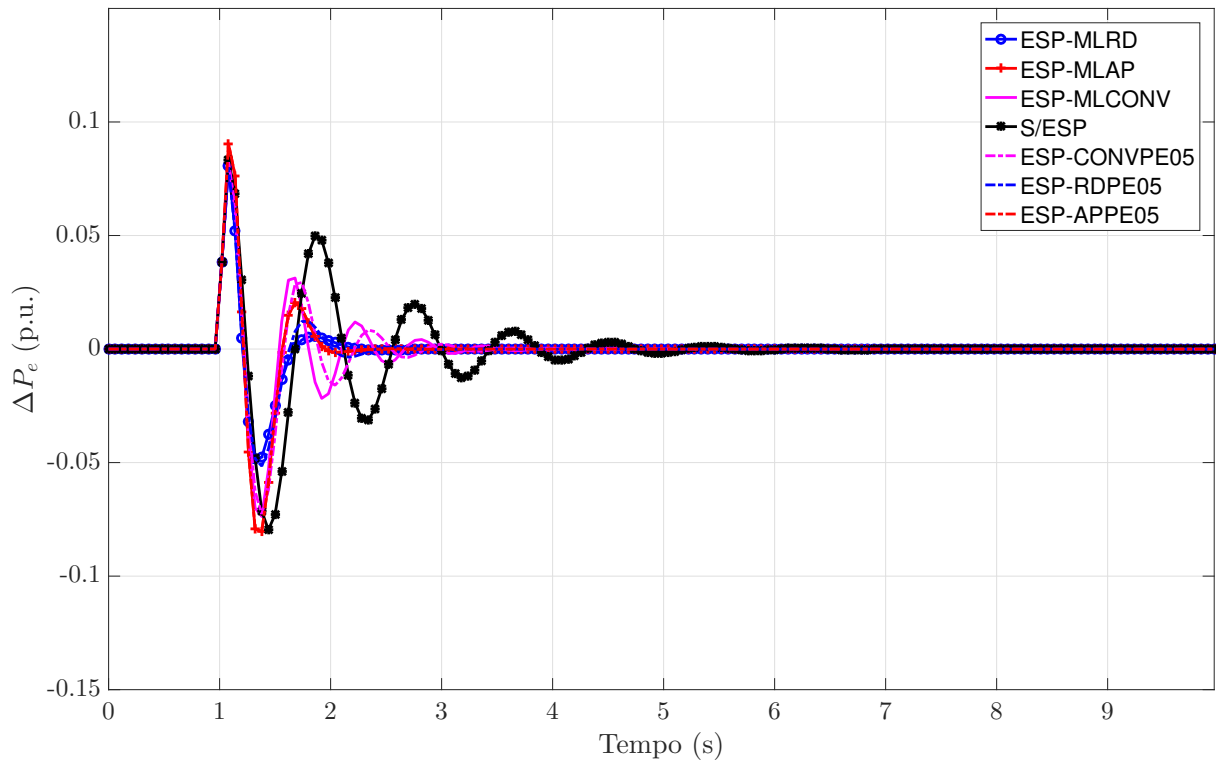


Figura 4.2: Variação da potência devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,4p.u. de potência ativa.

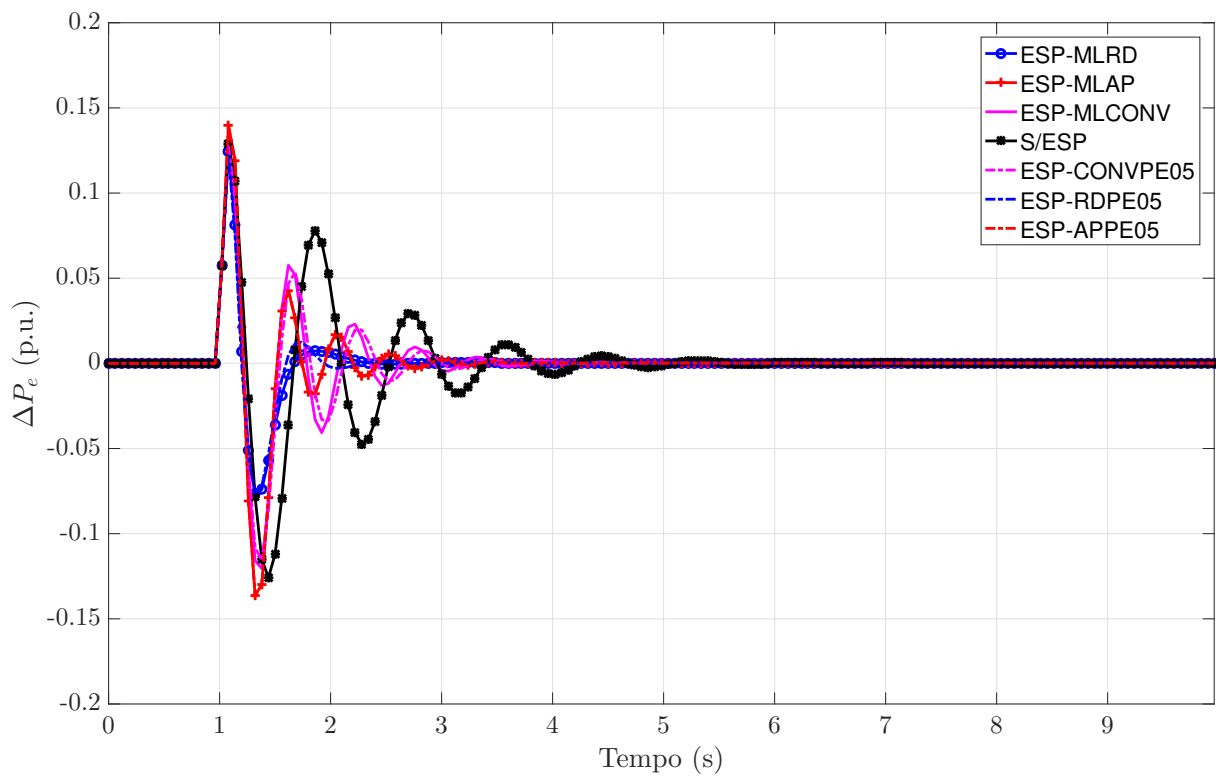


Figura 4.3: Variação da potência devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,6p.u. de potência ativa.

Estes dois teste foram realizados para analisar o comportamento do SMIB para uma situação de perturbação a qual os ESP-MLRD e ESP-RDPE05 não foram otimizados. Como resultado, esses controladores obtiveram desempenho superior ao demais, uma vez que eles obtiveram os menores picos de oscilação e ainda amorteceram o sistema de forma mais veloz para os pontos de operações explicitados nos gráficos da Figura 4.2 e Figura 4.3.

A Figura 4.4 apresenta de forma gráfica os picos de oscilação e os tempos de acomodação para os controladores testados nos oito pontos de operações. Nela pode ser observado que o ESP-MLRD e ESP-RDPE05 apresentam tempo de acomodação bastantes próximos, o mesmo ocorre para o ESP-MLCONV e ESP-CONVPE05. O ESP-MLAP possui tempo de acomodação semelhante a ESP-APPE05 e foram os controladores com os maiores picos, que superaram inclusive o sistema SMIB sem ESP (S/ESP).

De forma geral, os controladores ESPs baseados na alocação polinomial de polos foram os controladores que apresentaram desempenho dinâmico inferior devido os elevados picos de oscilações que foram superiores ao da planta funcionando sem o ESP. Dessa forma, a potência fornecida pelo SMIB ao SEP pode ser limitada devido as oscilações eletromecânicas poderem gerar a perda de sincronismos da máquina.

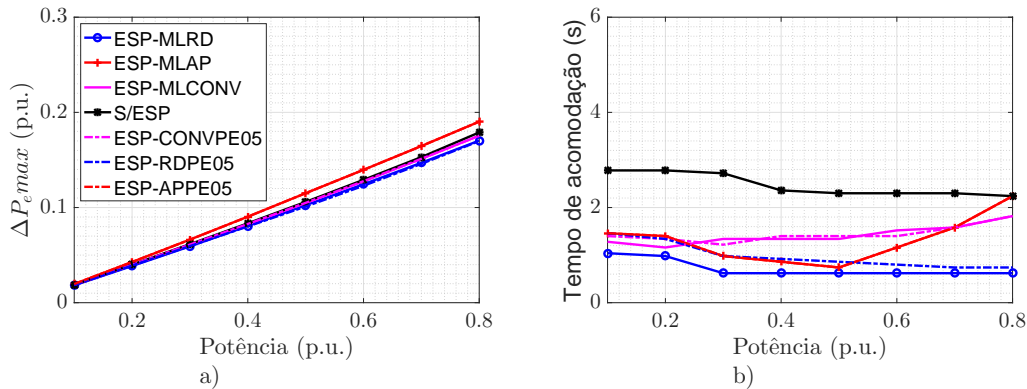


Figura 4.4: a) Máximo pico e b) tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o fechamento do disjuntor.

Os gráfico de esforço de controle são apresentados na Figura 4.5 e Figura 4.6 para os pontos de operação de 0,4 e 0,6 p.u. de potência ativa, respectivamente. Nos testes apresentados, o ESP-CONVPE05 é aquele que obteve os menores picos de esforço de controle, iguais a 0,11 e 0,17 p.u. para os pontos 0,4 e 0,6 p.u de potência ativa, respectivamente. O controlador de realimentação dinâmica, EPS-MLRD, foi o segundo

controlador com os menores picos de esforços de controle, que foram iguais a 0,16 e 0,19 p.u. de potência ativa, para os pontos de 0,4 e 0,6 p.u. de potência ativa, respectivamente.

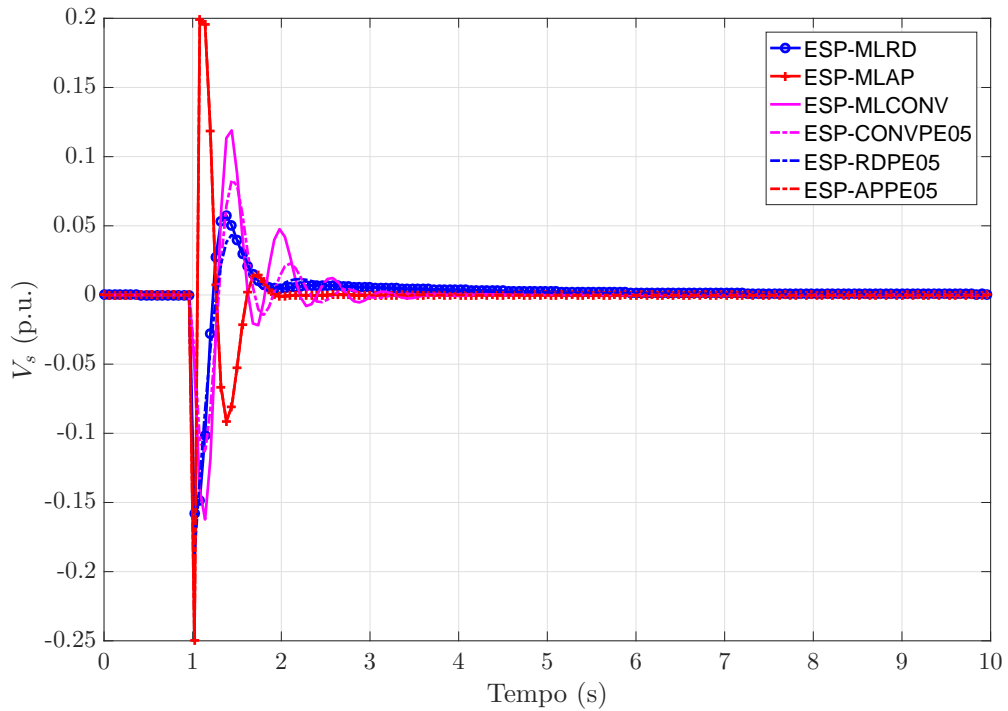


Figura 4.5: Esforço de controle devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa.

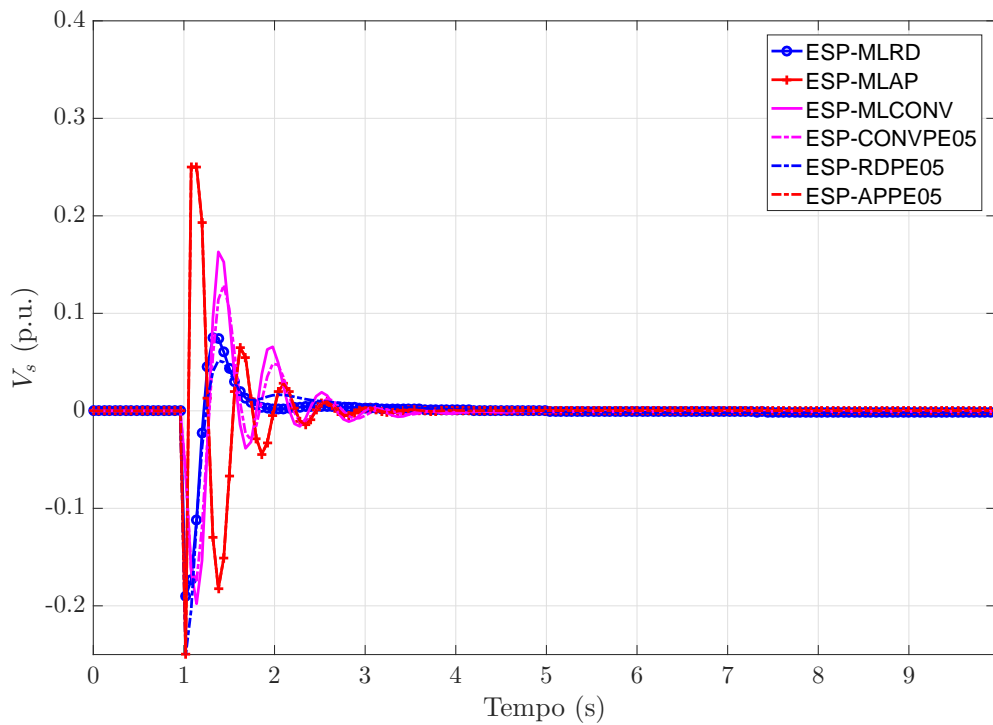


Figura 4.6: Esforço de controle devido ao acionamento do disjuntor com o SMIB funcionando no ponto de operação de 0,6 p.u. de potência ativa.

A análise do esforço de controle é importante para determinar o quanto o ESP está interferindo na malha de regulação automática de tensão, devido ele estar em uma malha de controle suplementar a ela. Como a tensão em um sistema de potência está fortemente acoplada com a potência reativa da planta, elevados esforços de controle do ESP podem aumentar ou diminuir de forma indesejada a potência reativa fornecida pelo SMIB. Dessa forma, é desejado que o amortecimento de oscilações seja realizado com o mínimo de esforço de controle possível.

A Figura 4.7 apresenta os picos de esforços de controle para os oito pontos de operações. O ESP-CONVPE05 é o ESP que apresentou os menores picos de esforço de controle em todos os teste de inserção da linha de transmissão. O ESP-MLRD apresentou o segundo menor pico de esforço de controle nos pontos de operação de 0,4; 0,5 e 0,6 p.u. de potência ativa. O ESP-RDPE05 apresentou o segundo menor pico de esforço de controle nos pontos operacionais de 0,1; 0,2 e 0,3 p.u. de potência ativa. O ESP-MLCONV obteve o segundo menor pico de oscilação no ponto de operação de 0,8 p.u. de potência ativa.

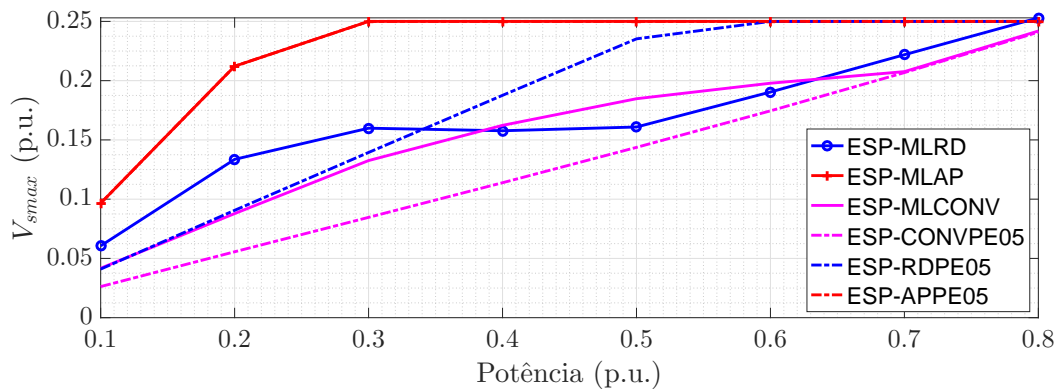


Figura 4.7: Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o acionamento do disjuntor.

Dessa maneira, o gráfico da Figura 4.7 mostra que os controladores ESPs baseados na alocação polinomial de polos e o ESP-RDPE05 foram aqueles que obtiveram os maiores esforços de controle e saturaram em diversos pontos de operação. Dessa forma, eles podem influenciar de forma demasiada a malha de regulação automática de tensão. Como consequência, esses controladores ESPs podem fazer com que a tensão no terminal do gerador síncrono aumente ou diminua de forma considerável e altere a potência reativa fornecida pelo gerador.

Por fim, o ESP-MLRD e os ESPs baseado na metodologia convencional de projeto foram os controladores com os menores picos de controle, sendo que o ESP-MLRD saturou no teste realizado no ponto de operação de 0,8 p.u. de potência ativa. Com isso, esses controladores tendem a obter o melhor desempenho com a influência moderada na malha de regulação de tensão. Todos os resultados obtidos nos testes estão sumarizados na Tabela 4.2, Tabela 4.3 e Tabela 4.4.

Tabela 4.2: Tempo de acomodação do SMIB

	Tempo de acomodação (s)						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	1,04	1,46	1,28	1,40	1,46	1,46	2,78
0,2	0,98	1,34	1,16	1,34	1,40	1,40	2,78
0,3	0,62	0,98	1,34	1,22	0,98	0,98	2,72
0,4	0,62	0,92	1,34	1,40	0,86	0,86	2,36
0,5	0,62	0,86	1,34	1,40	0,74	0,74	2,30
0,6	0,62	0,80	1,52	1,40	1,16	1,16	2,30
0,7	0,62	0,74	1,58	1,58	1,58	1,58	2,30
0,88	0,62	0,74	1,82	1,82	2,24	2,24	2,24

Tabela 4.3: Máxima variação de potência do SMIB

	Máxima Variação de Potência (p.u.)						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0183	0,0184	0,0186	0,0187	0,0196	0,0196	0,0187
0,2	0,0385	0,0390	0,0397	0,0398	0,0428	0,0428	0,0400
0,3	0,0592	0,0595	0,0609	0,0611	0,0663	0,0663	0,0615
0,4	0,0806	0,0801	0,0825	0,0827	0,0904	0,0904	0,0834
0,5	0,1024	0,1010	0,1048	0,1049	0,1151	0,1151	0,1059
0,6	0,1245	0,1229	0,1277	0,1277	0,1396	0,1396	0,1291
0,7	0,1471	0,1459	0,1512	0,1512	0,1646	0,1646	0,1530
0,8	0,1703	0,1698	0,1755	0,1755	0,1903	0,1903	0,1789

Tabela 4.4: Picos do sinal de controle dos ESPs

	Pico do sinal de controle (p.u.)					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	0,0606001	0,0409865	0,0417204	0,0262391	0,0965708	0,0965694
0,2	0,1335883	0,0905886	0,0878267	0,0556062	0,2121703	0,2121710
0,3	0,1598847	0,1394158	0,1325720	0,0846538	0,2500000	0,2500000
0,4	0,1577290	0,1876142	0,1622874	0,1138689	0,2500000	0,2500000
0,5	0,1608891	0,2352736	0,1847501	0,1436960	0,2500000	0,2500000
0,6	0,1903985	0,2500000	0,1978312	0,1745324	0,2500000	0,2500000
0,7	0,2218841	0,2500000	0,2076217	0,2067971	0,2500000	0,2500000
0,8	0,2500000	0,2500000	0,2418864	0,2409259	0,2500000	0,2500000

4.2.1 Índices de desempenho dos ESPs para o teste de inserção de linha de transmissão

Foram calculados quatro índices de desempenho para realizar as análises quantitativas dos ESPs, como explicitado na Seção 4.1.2. Os índices de desempenhos relacionados à oscilação do SEP foram calculados utilizando a variação da potência elétrica, ΔP_e , como variável a ser analisada.

O IQE é apresentado na Figura 4.8a) e o IEAT é apresentado na Figura 4.8b). O ESP-MLRD apresentou os melhores índices de desempenho nos pontos de operação de 0,1; 0,2; 0,3 e 0,4 p.u. de potência. O ESP-RDPE05 obteve os melhores índices para os pontos de operação de 0,5; 0,6; 0,7 e 0,8 p.u. de potência ativa. O ESP-MLCONV e ESP-CONVPE05 apresentaram desempenho similares entre si, e inferiores aos ESP obtidos por meio da realimentação dinâmica. O ESP-MLAP foi aquele que obteve os maiores índices de desempenho e foi inferior ao SMIB funcionando sem um ESP nos pontos de operação de 0,7 e 0,8 p.u. de potência ativa.

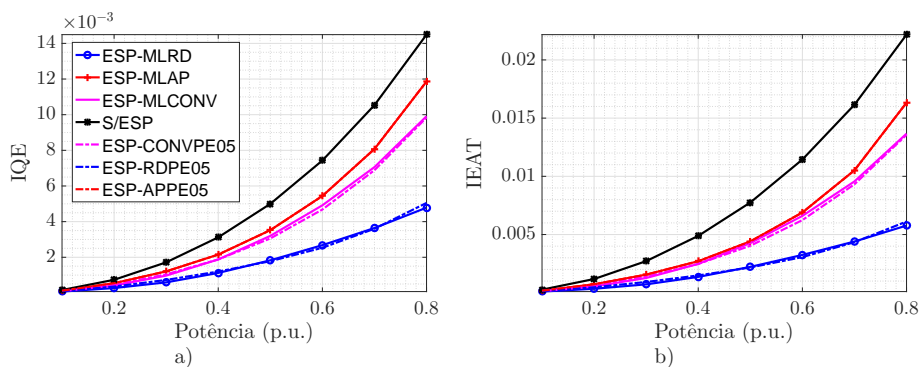


Figura 4.8: Índice a) IQE e b) IEAT para o teste acionamento do disjuntor.

Esses índices analisam de forma estatística a dinâmica da planta controlada, o IQE utiliza o mesmo peso para a variação do sistema no tempo. Dessa forma, a dinâmica sub-transitória possui maior influência nesse índice, por ter os maiores valores de variação de potência elétrica. O IEAT utiliza o tempo para ponderar a variação de potência elétrica. Com isso, a variação ocorrida devido a dinâmica sub-transitória possui menor peso e a dinâmica transitória e permanente da planta possui maior influência nesse índice.

Como esperado os ESPs baseados em LMI obtiveram os melhores índices, pois possuem os menores picos de oscilação e tempo de acomodação similar ou inferiores aos dos outros controladores ESPs. Devido o pico de oscilação possuir maior influência no IQE, por

ocorrer na resposta sub-transitória, e o tempo de acomodação possuir influência no IEAT por determinar a duração da resposta transitória do SMIB.

O IQSC e o ISCAT são os equivalentes aplicados ao esforço de controle do IQE e IEAT, respectivamente. Na Figura 4.9a) são apresentados os índices IQSC para todos os pontos de operação e o ISCAT é apresentado na Figura 4.9b). Para esses índices, o ESP-MLRD e ESP-RDPE05 são os ESPs que apresentam os melhores valores, sendo o ESP-MLRD superior nos pontos de operação de 0,5; 0,6; 0,7 e 0,8 p.u. de potência ativa e o ESP-RDPE05 é superior nos pontos de 0,1; 0,2; 0,3 e 0,4 p.u. de potência ativa. Os controladores ESP-CONVPE05 obteve resultados próximos aos do ESP-RDPE05 e foi superior ao ESP-MLRD nos pontos de operação de 0,1; 0,2; 0,3 e 0,4 p.u. de potência ativa.

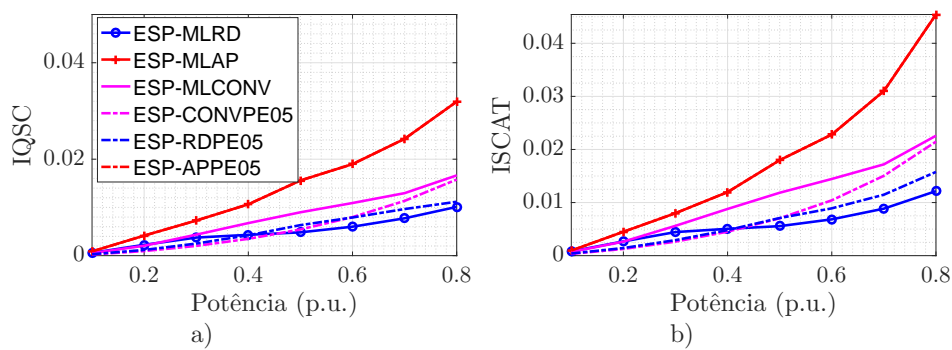


Figura 4.9: Índice a) IQSC e b) ISCAT para o teste acionamento do disjuntor.

O índices de desempenho IQSC e ISCAT mostram que os ESPs baseado em LMI obtiveram os melhores índices de esforço de controle, mesmo saturando em alguns pontos de operações. Dessa forma, esse controladores foram aqueles que necessitaram de menores esforço de controle para amortecer as oscilações eletromecânicas e como consequência influenciaram menos na malha de regulação de tensão. O índices de desempenho utilizado nesta seção são apresentados na Tabela 4.5, Tabela 4.6, Tabela 4.7 e Tabela 4.8.

Tabela 4.5: Índice de Desempenho IQE

	IQE						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0000763	0,0000949	0,0000979	0,0001121	0,0001261	0,0001261	0,0001640
0,2	0,0002741	0,0003570	0,0004112	0,0004650	0,0005453	0,0005453	0,0007370
0,3	0,0005931	0,0007284	0,0009717	0,0010414	0,0012090	0,0012090	0,0017158
0,4	0,0011222	0,0011995	0,0018772	0,0018796	0,0021514	0,0021515	0,0031196
0,5	0,0018301	0,0017808	0,0031994	0,0030561	0,0035216	0,0035216	0,0049972
0,6	0,0026800	0,0025345	0,0049159	0,0046787	0,0054397	0,0054396	0,0074310
0,7	0,0036421	0,0036006	0,0070583	0,0068845	0,0080753	0,0080754	0,0105367
0,8	0,0047840	0,0050493	0,0099135	0,0098364	0,0118615	0,0118621	0,0144906

Tabela 4.6: Índice de Desempenho IEAT

	IEAT						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0000996	0,0001300	0,0001304	0,0001558	0,0001758	0,0001758	0,0002647
0,2	0,0003407	0,0004666	0,0005352	0,0006254	0,0007252	0,0007252	0,0011786
0,3	0,0007200	0,0009222	0,0012664	0,0013779	0,0015534	0,0015534	0,0027147
0,4	0,0013608	0,0014851	0,0024749	0,0024740	0,0027067	0,0027067	0,0048842
0,5	0,0022206	0,0021709	0,0042676	0,0040359	0,0044082	0,0044082	0,0077520
0,6	0,0032469	0,0030612	0,0066006	0,0062393	0,0068928	0,0068927	0,0114442
0,7	0,0043990	0,0043418	0,0095617	0,0093174	0,0105168	0,0105169	0,0161507
0,8	0,0057707	0,0061152	0,0136652	0,0135633	0,0163235	0,0163245	0,0221717

Tabela 4.7: Índice de Desempenho IQSC

	IQSC						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	
0,1	0,0007994	0,0004055	0,0006996	0,0003328	0,0009558	0,0009558	
0,2	0,0026843	0,0014349	0,0026407	0,0012602	0,0044926	0,0044926	
0,3	0,0044412	0,0029258	0,0056159	0,0026410	0,0080015	0,0080013	
0,4	0,0050553	0,0048129	0,0087964	0,0045172	0,0119695	0,0119696	
0,5	0,0055555	0,0070849	0,0118484	0,0070335	0,0179875	0,0179873	
0,6	0,0068396	0,0089084	0,0144462	0,0104231	0,0228103	0,0228093	
0,7	0,0088529	0,0114774	0,0171950	0,0150432	0,0310083	0,0310097	
0,8	0,0121557	0,0157698	0,0225858	0,0214714	0,0454171	0,0454221	

Tabela 4.8: Índice de Desempenho ISCAT

	ISCAT						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	
0,1	0,0005797	0,0002991	0,0005242	0,0002397	0,0008740	0,0008740	
0,2	0,0022460	0,0011820	0,0020457	0,0009451	0,0041490	0,0041490	
0,3	0,0037479	0,0025053	0,0043510	0,0020205	0,0072776	0,0072775	
0,4	0,0043176	0,0042227	0,0067509	0,0034857	0,0106456	0,0106457	
0,5	0,0048306	0,0063309	0,0089906	0,0054291	0,0155883	0,0155881	
0,6	0,0060021	0,0079131	0,0109136	0,0079893	0,0189787	0,0189780	
0,7	0,0077457	0,0096621	0,0129608	0,0113556	0,0242185	0,0242194	
0,8	0,0101082	0,0111777	0,0166372	0,0157804	0,0319378	0,0319400	

4.3 Resposta do SMIB Para o Degrau de 0,1 p.u. na Referência de Tensão

Neste teste é implementada uma perturbação do tipo degrau com amplitude de 0,1 na referência de tensão. A minimização da somas das normas- H_2 e norma- H_∞ foi aplicada para esse tipo de perturbações, portanto, é esperado que os ESPs ESP-MLRD e o ESP-RDPE05 sejam os controladores que obtenham o melhor desempenho com o mínimo de esforço de controle. A Figura 4.10 e a Figura 4.11 apresentam a resposta da planta

para esse tipo de perturbação. Elas apresentam os ESP-MLRD e ESP-RDPE05 como os controladores que obtiveram os menores picos de oscilações, sendo estes, respectivamente, iguais a 0,0155 p.u. e 0,0162 p.u. no ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa e 0,0217 p.u. e 0,208 p.u. no ponto de operação 0,6 p.u. potência ativa. Com relação ao tempo de acomodação, os menores valores foram obtidos pelos ESP-MLCONV que foi 0,80 s no ponto de operação de 0,4 p.u. e o ESP-CONVPE05 com o tempo de acomodação igual a 0,74 s no ponto de operação de 0,6 p.u. de potência ativas.

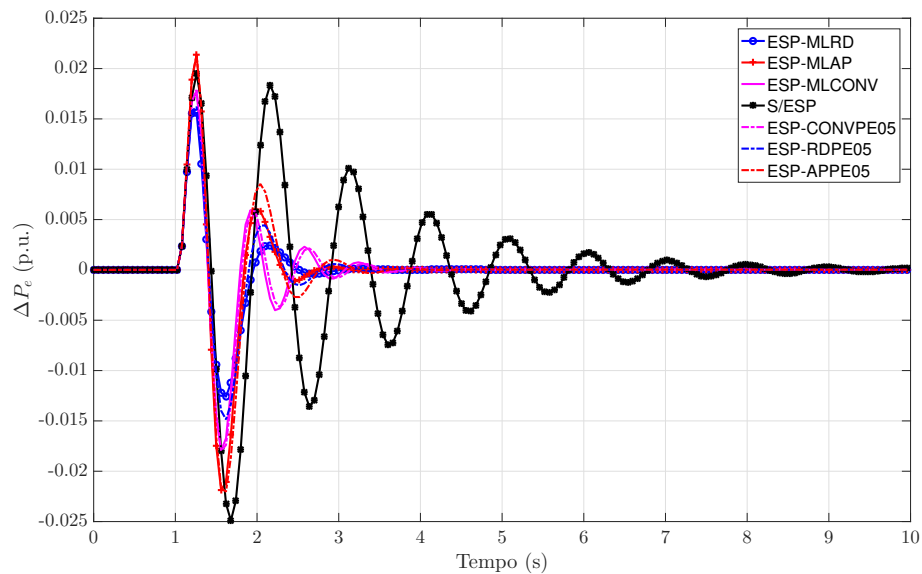


Figura 4.10: Variação da potência devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.4p.u. de potência ativa.

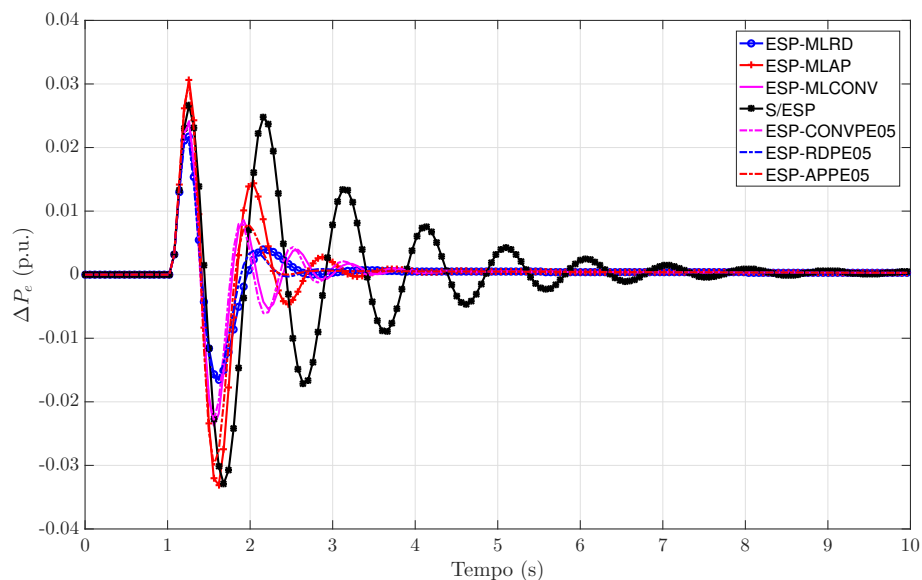


Figura 4.11: Variação da potência devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.6p.u. de potência ativa.

O menores picos de oscilações obtidos pelo controlador ESPs baseados na metodologia realimentação dinâmica são decorrentes da minimização da norma- H_∞ que possui o objetivo de minimizar a variação de potência elétrica ocasionada pela variação de tensão de referência, além disso, o tempo de acomodação desses controladores ESPs são similares ao do ESP convencional, que o obteve os menores tempo de acomodação.

Um breve resumo do desempenho dinâmico dos teste nos demais pontos de operações são apresentados no gráfico da 4.12. Conforme a Figura 4.12a), os controladores ESPs baseados na realimentação dinâmica são aqueles com os menores picos de oscilação de potência elétrica, com ESP-RDPE05 superior ao ESP-MLRD nos pontos acima de 0,5 *p.u.* de potência ativa. Isto pode ter ocorrido devido o aumento do amortecimento do sistema que utiliza aquele controlador, enquanto para o ESP-MLRD o amortecimento do sistema não se altera com a mesma intensidade, devido o ponderação da atuação do controlador ocasionada pela rede *fuzzy*. Além disso, Os ESPs que utilizam as técnicas baseadas em LMI e os ESPs baseados na metodologia convencional obtiveram os menores tempos de acomodação. Conforme é apresentado no gráfico da Figura 4.12b).

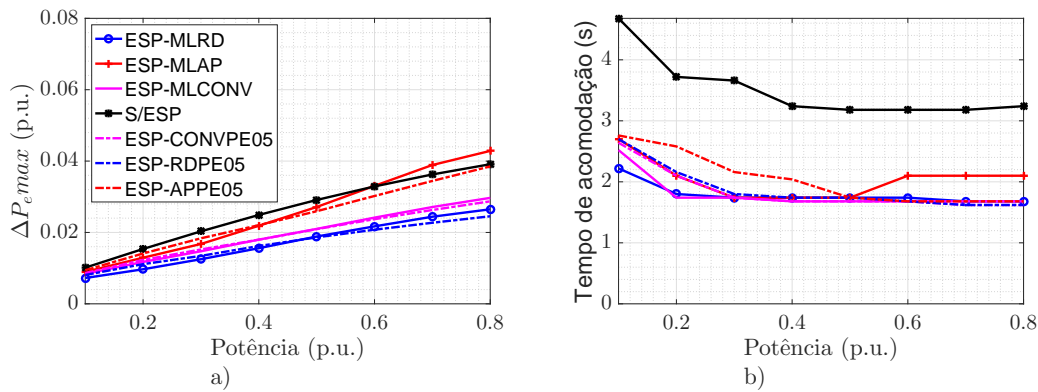


Figura 4.12: a) Máximo pico e b) tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o degrau na referência.

A Figura 4.13 e a Figura 4.14 apresentam o esforço de controle devido a perturbações na referência de tensão para os pontos de operação de 0,4 e 0,6 *p.u.* de potência ativa, respectivamente. Neste teste, O ESP-APPE05 foi o controlador que obteve os menores picos de esforço de controle, igual a 0,0318 *p.u.* para realizar o amortecimentos das oscilações eletromecânicas no ponto de operação 0,4 *p.u.* de potência ativa e o ESP-MLAP obteve o menor pico, igual a 0,0336 *p.u.* no ponto de operação de 0,6 *p.u.* de potência ativa.

A Figura 4.15 apresenta os picos do esforço de controle para os testes realizados nos oito pontos de operações e para todos os ESPs utilizados. Esta figura mostra que o ESP-APPE05 obteve os menores picos de esforço de controle para o pontos de operação de 0,1; 0,2; 0,3 e 0,4 p.u. de potência ativa e O ESP-MLAP obteve os menores picos para os pontos de operação de 0,5; 0,6; 0,7 e 0,8 p.u. de potência ativa.

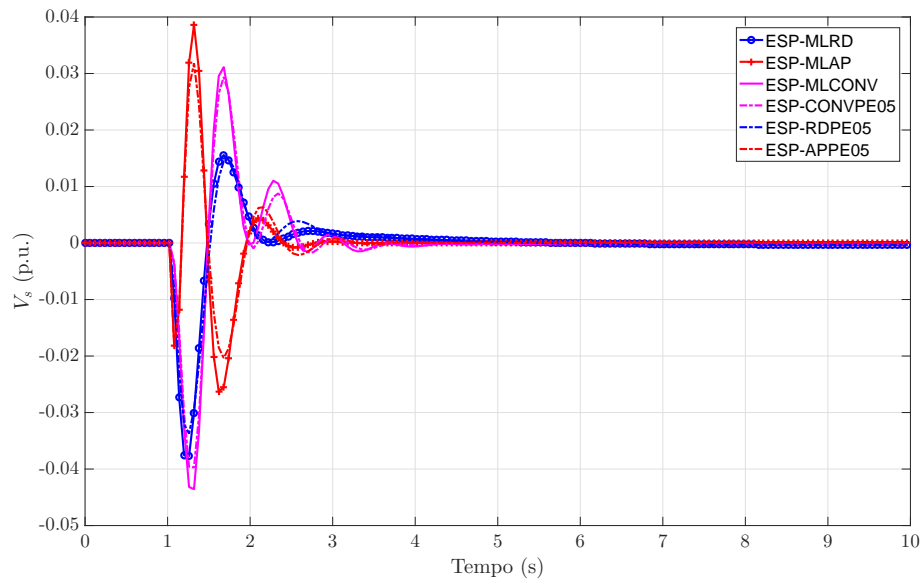


Figura 4.13: Esforço de controle devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.4p.u. de potência ativa.

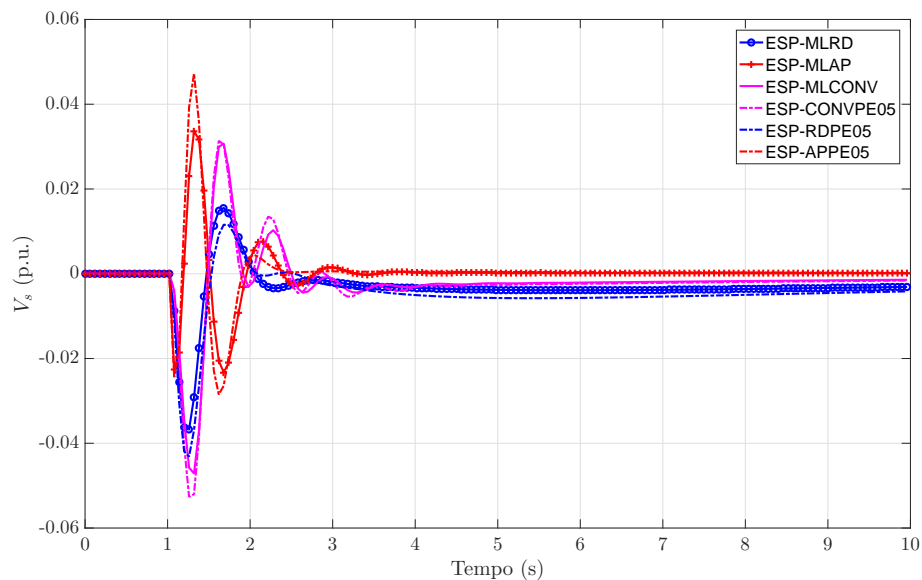


Figura 4.14: Esforço de controle devido um degrau de 0.1p.u. na referência de tensão para o ponto de operação 0.6p.u. de potência ativa.

Os ESPs que utilizaram a alocação polinomial de polos foram os controladores que obtiveram os menores picos de esforço de controle, porém eles obtiveram o pior desempenho

dinâmico, com relação ao tempo de acomodação e o máximo pico de variação de potência. Além disso, nenhum controlador saturou e os valores da tensão, V_s , ficaram muito abaixo de 0,1 p.u. para todos os ESPs. Dessa forma, o baixo pico de esforço de controle não torna a técnica baseada em alocação polinomial a mais eficaz para o projeto do controlador.

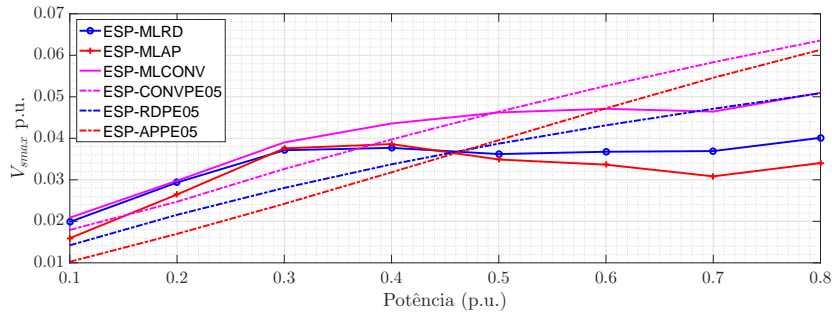


Figura 4.15: Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o degrau na referência.

Os resultados obtidos nos testes estão sumarizados na Tabela 4.9, Tabela 4.10 e Tabela 4.11. Estas tabelas apresentam os valores numéricos expostos no gráficos anteriores.

Tabela 4.9: Tempo de acomodação do SMIB

	Tempo de acomodação (s)						S/ESP
	LMI		Convencional		Alocação de polos		
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	
0,1	1,28	1,76	1,58	1,70	1,76	1,82	3,74
0,2	0,86	1,22	0,80	1,16	1,16	1,64	2,78
0,3	0,80	0,86	0,80	0,80	0,80	1,22	2,72
0,4	0,80	0,80	0,74	0,74	0,80	1,10	2,30
0,6	0,80	0,80	0,74	0,74	0,80	0,80	2,24
0,6	0,80	0,74	0,74	0,74	1,16	0,74	2,24
0,7	0,74	0,68	0,74	0,68	1,16	0,74	2,24
0,8	0,74	0,68	0,74	0,68	1,16	0,74	2,30

Tabela 4.10: Máxima variação de potência do SMIB

	Máxima Variação de Potência (p.u.)						S/ESP
	LMI		Convencional		Alocação de polos		
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	
0,1	0,0072	0,0081	0,0084	0,0086	0,0090	0,0094	0,0101
0,2	0,0097	0,0111	0,0117	0,0123	0,0129	0,0141	0,0154
0,3	0,0125	0,0134	0,0147	0,0152	0,0168	0,0184	0,0203
0,4	0,0156	0,0162	0,0180	0,0180	0,0219	0,0220	0,0249
0,6	0,0189	0,0186	0,0210	0,0209	0,0271	0,0259	0,0291
0,6	0,0217	0,0208	0,0242	0,0237	0,0331	0,0302	0,0329
0,7	0,0244	0,0227	0,0271	0,0263	0,0389	0,0344	0,0363
0,8	0,0265	0,0245	0,0297	0,0287	0,0429	0,0385	0,0391

Tabela 4.11: Picos do sinal de controle dos ESPs

	Pico do sinal de controle (p.u.)					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	0,0199	0,0142	0,0209	0,0179	0,0159	0,0103
0,2	0,0294	0,0216	0,0298	0,0247	0,0265	0,0170
0,3	0,0371	0,0281	0,0390	0,0326	0,0376	0,0242
0,4	0,0377	0,0337	0,0436	0,0397	0,0386	0,0318
0,6	0,0362	0,0387	0,0462	0,0464	0,0349	0,0396
0,6	0,0368	0,0431	0,0471	0,0526	0,0336	0,0472
0,7	0,0369	0,0471	0,0464	0,0583	0,0308	0,0546
0,8	0,0401	0,0509	0,0510	0,0636	0,0340	0,0613

4.3.1 Índices de desempenho para a variação do tipo degrau com amplitude 0,1 p.u. na referência de tensão

A Figura 4.16 apresenta os gráficos do IQE e do IEAT dos ESPs para o teste de distúrbio na referência de tensão. Para os teste realizados, os ESP-MLRD e ESP-RDPE05 obtiveram os melhores desempenhos de acordo com o IQE apresentado na Figura 4.16a) e o IEAT apresentado na Figura 4.16b). O ESP-MLCONV e ESP-CONVPE05 obtiveram índices de desempenho inferiores aos dos controladores baseados na técnica de realimentação dinâmica, mas superiores aos dos controladores baseados na metodologia de alocação de polos.

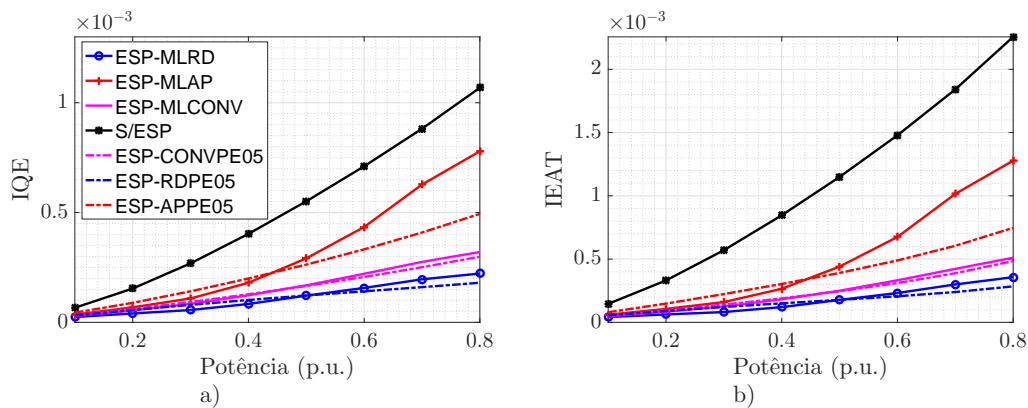


Figura 4.16: Índice a) IQE e b) IEAT para o degrau na referência.

Os índices de desempenho IQE e IEAT enfatizaram os resultados da resposta dinâmica da planta apresentados. Os controladores ESPs baseados em LMI foram aqueles que obtiveram os melhores desempenhos dinâmicos, como esperado, uma vez que a minimização da norma- H_∞ foi realizada para minimizar a variação de potência, mesmo que levando em consideração a região de desempenho desejada e a minimização da norma- H_2 para o

esforço de controle.

A Figura 4.17 apresenta o IQSC e o ISCAT para o teste de distúrbio na referência de tensão. Para esses índices, o ESP-RDPE05 apresentou um aumento do gasto energético para os pontos de operação acima de 0,5 p.u. de potência ativa e chegou a ser o controlador com o pior índice nos pontos de operação de 0,7 e 0,8 p.u. de potência ativa, isso ocorreu devido a otimização ter sido realizada apenas para as proximidades do ponto de operação de 0,5 p.u. de potência ativa, acima de desse ponto de operação o controlador ESP-RDPE05 aumentou o amortecimento, como pode ser visto no gráfico da Figura 4.16 e aumentou o esforço de controle como apresentado na Figura 4.17.

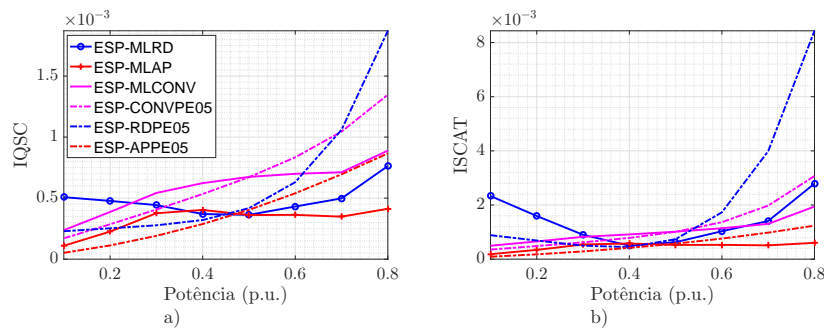


Figura 4.17: Índice a) IQSC e b) ISCAT para o degrau na referência.

Por fim, os ESPs baseados na metodologia de alocação polinomial de polos foram os controladores com os menores índices IQSC e ISCAT, mas eles apresentaram os maiores índices desempenho com relação a variação de potência. Dessa forma, o controlador ESP-MLRD foi o controlador com melhor equilíbrio entre o esforço de controle e a variação de potência elétrica, pois ele é o ESP que mais amorteceu as oscilações eletromecânicas e com o esforço de controle similar ao demais controladores. O índices de desempenho utilizado nesta seção são apresentados na Tabela 4.12, Tabela 4.13, Tabela 4.14 e Tabela 4.15.

Tabela 4.12: Índice de Desempenho IQE

	IQE						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0000244	0,0000314	0,0000289	0,0000319	0,0000353	0,0000439	0,0000664
0,2	0,0000405	0,0000560	0,0000544	0,0000605	0,0000685	0,0000889	0,0001540
0,3	0,0000561	0,0000798	0,0000843	0,0000927	0,0001088	0,0001414	0,0002687
0,4	0,0000837	0,0001019	0,0001231	0,0001278	0,0001800	0,0001995	0,0004029
0,5	0,0001217	0,0001223	0,0001685	0,0001657	0,0002913	0,0002630	0,0005512
0,6	0,0001568	0,0001414	0,0002211	0,0002067	0,0004343	0,0003324	0,0007106
0,7	0,0001959	0,0001603	0,0002751	0,0002511	0,0006274	0,0004090	0,0008816
0,8	0,0002223	0,0001804	0,0003203	0,0002991	0,0007790	0,0004940	0,0010683

Tabela 4.13: Índice de Desempenho IEAT

	IEAT						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,00004181	0,00005560	0,00004857	0,00005465	0,00006038	0,00007978	0,00014581
0,2	0,00006251	0,00009028	0,00008405	0,00009539	0,00010645	0,00014834	0,00033136
0,3	0,00008160	0,00012187	0,00012547	0,00014011	0,00016025	0,00022319	0,00057032
0,4	0,00012042	0,00015052	0,00018183	0,00018952	0,00026533	0,00030338	0,00084625
0,5	0,00017723	0,00017773	0,00024999	0,00024546	0,00044099	0,00039081	0,00114953
0,6	0,00023190	0,00020612	0,00033246	0,00031056	0,00067502	0,00048931	0,00147867
0,7	0,00029956	0,00023967	0,00042267	0,00038830	0,00101546	0,00060499	0,00184128
0,8	0,00035708	0,00028442	0,00051072	0,00048449	0,00127811	0,00074704	0,00225639

Tabela 4.14: Índice de Desempenho IQSC

	IQSC					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	0,0005079	0,0002288	0,0002375	0,0001709	0,0001098	0,0000520
0,2	0,0004773	0,0002529	0,0003867	0,0002857	0,0002260	0,0001125
0,3	0,0004428	0,0002773	0,0005425	0,0004069	0,0003763	0,0001911
0,4	0,0003698	0,0003205	0,0006229	0,0005336	0,0004033	0,0002878
0,5	0,0003631	0,0004178	0,0006740	0,0006718	0,0003616	0,0004038
0,6	0,0004313	0,0006307	0,0006991	0,0008343	0,0003629	0,0005398
0,7	0,0004978	0,0010602	0,0007119	0,0010448	0,0003484	0,0006952
0,8	0,0007630	0,0018711	0,0008889	0,0013470	0,0004127	0,0008662

Tabela 4.15: Índice de Desempenho ISCAT

	ISCAT					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	0,0023324	0,0008859	0,0004958	0,0003533	0,0001845	0,0000895
0,2	0,0015944	0,0006882	0,0006548	0,0004847	0,0003429	0,0001782
0,3	0,0009011	0,0004991	0,0008243	0,0006222	0,0005426	0,0002869
0,4	0,0004996	0,0004453	0,0009142	0,0007844	0,0005799	0,0004173
0,5	0,0006290	0,0007386	0,0010160	0,0010094	0,0005247	0,0005733
0,6	0,0010318	0,0017305	0,0011410	0,0013665	0,0005293	0,0007597
0,7	0,0014098	0,0039897	0,0013046	0,0019786	0,0005098	0,0009806
0,8	0,0027922	0,0084357	0,0019430	0,0030710	0,0006033	0,0012375

4.4 Resposta do SMIB Para o Degrau de 0,05 p.u. de incremento de potência mecânica

Neste teste é implementado uma perturbação do tipo degrau com amplitude de 0,05 p.u. de potência mecânica que será entregue ao gerador. A minimização da soma das normas H_2 e H_∞ não foi aplicada para esse tipo de perturbações e o incremento de potência mecânica irá gerar o incremento de potência ativa entregue pelo gerador. Dessa forma, serão analisados os desempenhos obtidos pelos amortecedores ESP.

A Figura 4.18 e a Figura 4.19 apresentam as respostas da planta para esse tipo de perturbação. Elas apresentam os ESP-MLRD e ESP-MLCONV como os controladores a obterem os menores picos de variação de potência ativa, respectivamente, iguais a 0,0564 p.u. e 0,0572 p.u. no ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa e foram 0,0538 p.u. e 0,0614 p.u. no ponto de operação 0,6 p.u. de potência ativa. Os menores tempos de acomodação foram obtidos pelo ESP-APPE05 que foram iguais a 18,02 e 13,76 segundos para os pontos de operação de 0,4 e 0,6 p.u. de potência ativa, respectivamente.

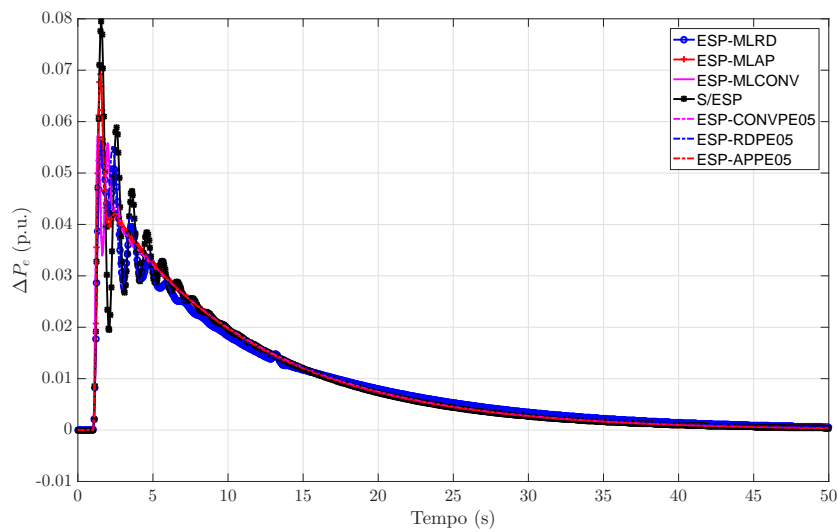


Figura 4.18: Variação da potência elétrica devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,4p.u. de potência ativa.

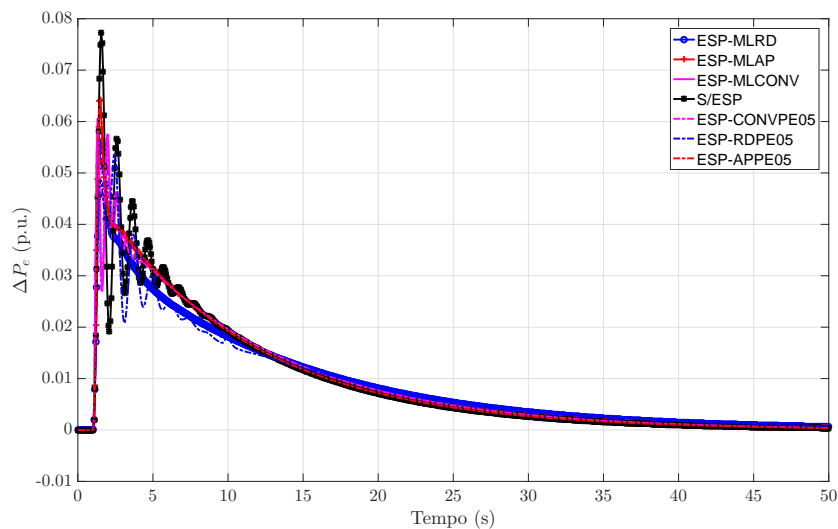


Figura 4.19: Variação da potência elétrica devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,6p.u. de potência ativa.

A Figura 4.20 apresenta uma visão geral dos teste de incremento de potência mecânica. A Figura 4.20a) apresenta o pico das oscilações nos oito pontos de operações, neles os ESP-MLRD e o ESP-RDPE05 foram os controladores que obtiveram os menores picos e tempo de acomodação. Conforme é apresentado no gráfico da Figura 4.20b).

A principal diferença deste teste com os demais é o fato da variação de potência elétrica não ser em sua maioria devida a oscilações eletromecânicas, mas também da adição na média da potência elétrica. Neste caso, além das oscilações eletromecânicas, existe a mudança do valor médio da potência que não é filtrada completamente pelo filtro *whasout*. Com isso, mesmo com os picos de variação de potência elétrica apresentados no gráfico da Figura 4.20a) menores que o do teste de inserção de linha de transmissão apresentados no gráfico da Figura 4.12a), o esforço de controle será maior. Esse fenômeno fez os controladores baseados na metodologia convencional e os baseados em LMI obterem elevados esforços de controle e chegarem a saturar em alguns pontos de operação.

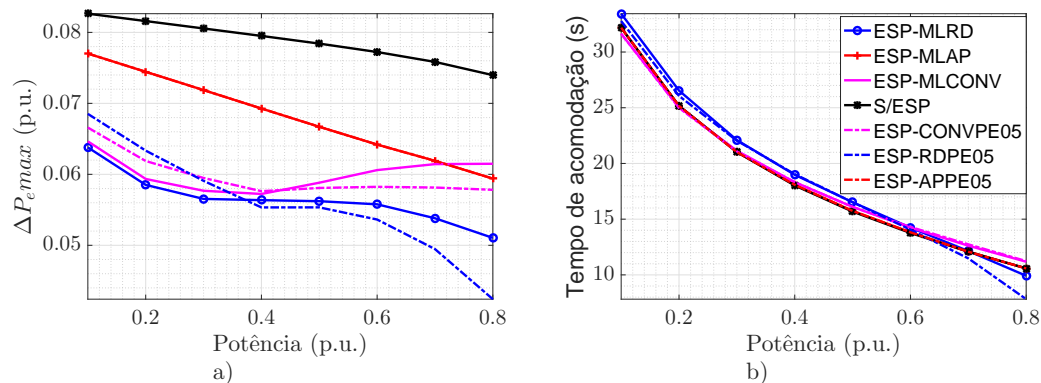


Figura 4.20: a) Máximo pico e b) tempo de acomodação de oscilações para os oito pontos de operações para o incremento de potência mecânica.

A Figura 4.21 apresenta o esforço de controle para a teste no ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa. Neste gráfico é possível observa que os controladores baseados em LMI e o ESP-MLCONVPE05 saturaram. Por outro lado, os ESPs baseados na alocação polinomial de polos foram os controladores que obtiveram os menores esforços de controle e com os melhores tempo de acomodação, conforme apresentado no gráfico da Figura 4.20b), mas com os maiores picos de variação de potência elétrica.

O gráfico da Figura 4.22 apresenta o comportamento similar ao apresentado pelo teste no ponto de operação de 0,4 p.u. de potência ativa. Os ESPs baseado na alocação polinomial obtiveram os menores esforços de controle e é possível observar uma inversão

de fase que ocorreu devido o projeto e a implementação desse controle ter sido realizada em uma malha de controle suplementar que utilizava a realimentação negativa, nos demais ESPs a realimentação é positiva.

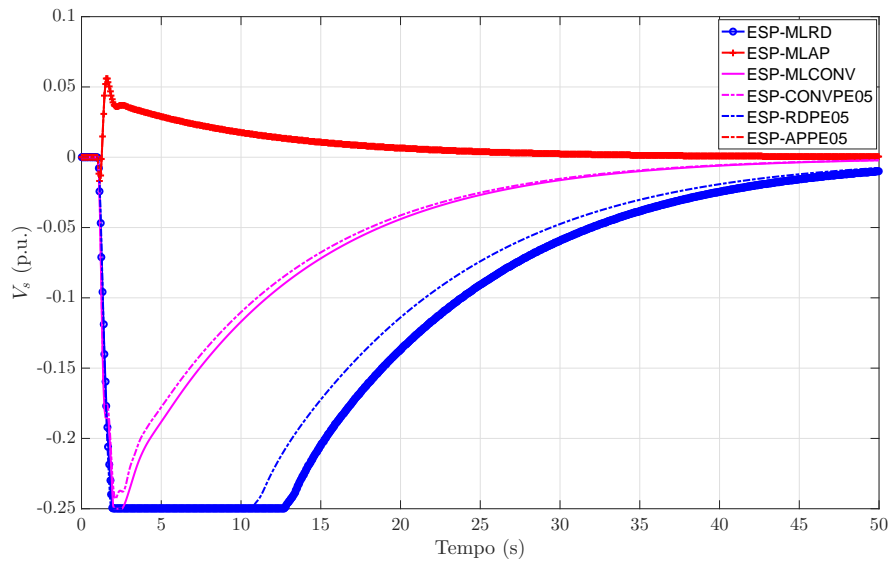


Figura 4.21: Esforço de controle devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,4p.u. de potência ativa.

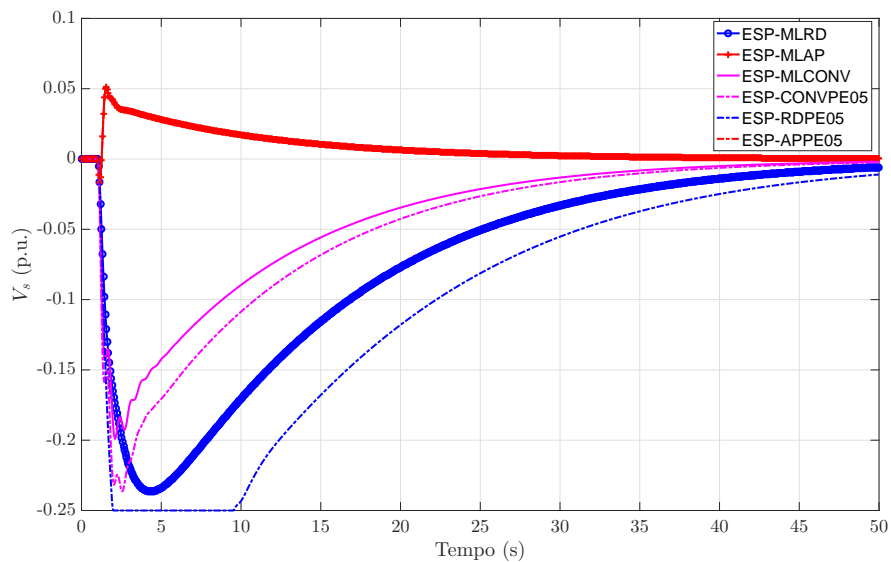


Figura 4.22: Esforço de controle devido um degrau de 0,05p.u. de potência mecânica para o ponto de operação 0,6p.u. de potência ativa.

A Figura 4.23 apresenta os picos do esforço de controle para os testes realizados nos oitos pontos de operação e para todos os ESPs utilizados. Essa figura mostra que os

ESPs que utilizaram alocação polinomial de polos foram os controladores que obtiveram os menores picos de esforço de controle.

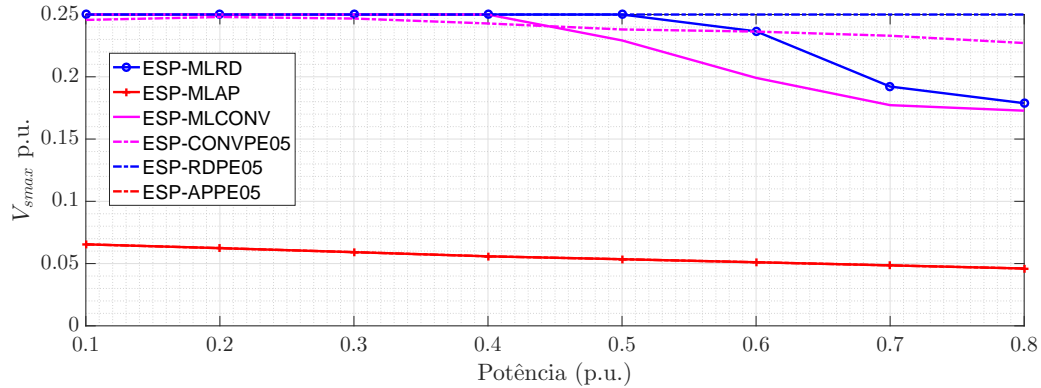


Figura 4.23: Máximo esforço de controle para os oito pontos de operação devido o degrau na referência.

O esforço de controle realizados pelos controladores ESPs baseados em LMI e metodologia convencional saturaram em diversos pontos de operação. Isso ocorreu devido a ineficácia filtro *washout* quando ocorrem variações do valor médio de potência ativa. Os resultados obtidos nos testes estão sumarizados na Tabela 4.16, Tabela 4.17 e Tabela 4.18.

Tabela 4.16: Tempo de acomodação do SMIB

	Tempo de acomodação (s)						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	33,4400	32,7800	31,6400	31,6400	32,1800	32,1800	32,1800
0,2	26,5400	26,0600	25,0400	24,9800	25,1600	25,1600	25,1600
0,3	22,1000	22,0400	21,1400	21,0800	21,0200	21,0200	21,0200
0,4	18,9800	19,0400	18,3200	18,3200	18,0800	18,0800	18,0200
0,5	16,5200	16,5200	16,1000	16,1000	15,7400	15,7400	15,6800
0,6	14,2400	14,0600	14,2400	14,3000	13,8200	13,8200	13,7600
0,7	12,1400	11,4800	12,6200	12,7400	12,0800	12,0800	12,0800
0,8	9,9200	7,8200	11,1800	11,2400	10,5800	10,5800	10,5800

Tabela 4.17: Máxima variação de potência do SMIB

	Máxima Variação de Potência (p.u.)						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0637946	0,0685175	0,0646471	0,0665918	0,0770187	0,0770186	0,0826344
0,2	0,0585136	0,0633424	0,0593490	0,0618774	0,0744477	0,0744477	0,0815945
0,3	0,0565374	0,0590838	0,0576853	0,0594867	0,0718719	0,0718718	0,0805529
0,4	0,0563625	0,0553374	0,0572334	0,0576262	0,0692725	0,0692723	0,0795033
0,5	0,0562148	0,0553460	0,0588204	0,0580795	0,0667039	0,0667025	0,0784199
0,6	0,0557757	0,0536304	0,0605970	0,0582400	0,0641942	0,0641935	0,0772332
0,7	0,0538104	0,0494650	0,0614393	0,0581396	0,0619020	0,0619002	0,0758396
0,8	0,0510462	0,0424101	0,0614880	0,0578184	0,0593965	0,0593974	0,0739765

Tabela 4.18: Picos do sinal de controle dos ESPs

	Pico do sinal de controle (p.u.)					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	0,2500	0,2500	0,2500	0,2457	0,0654	0,0654
0,2	0,2500	0,2500	0,2500	0,2480	0,0624	0,0624
0,3	0,2500	0,2500	0,2500	0,2468	0,0592	0,0592
0,4	0,2500	0,2500	0,2500	0,2428	0,0558	0,0558
0,5	0,2500	0,2500	0,2292	0,2380	0,0535	0,0535
0,6	0,2365	0,2500	0,1991	0,2363	0,0511	0,0511
0,7	0,1922	0,2500	0,1772	0,2330	0,0486	0,0486
0,8	0,1788	0,2500	0,1728	0,2271	0,0460	0,0460

4.4.1 Índices de desempenho para o degrau de 0,05 p.u. de incremento de potência mecânica

A Figura 4.24 apresenta o IQE e o IEAT dos ESP para o teste de incremento de potência mecânica. Para os teste realizados, os ESP-MLRD e ESP-RDPE05 obtiveram os melhores desempenhos de acordo com o IEQ apresentado na Figura 4.24a) e o IEAT apresentado na Figura 4.16b), enquanto os ESPs obtidos por meio da metodologia convencional e de alocação polinomial de polos obtiveram desempenhos semelhantes, de acordo com esse índices.

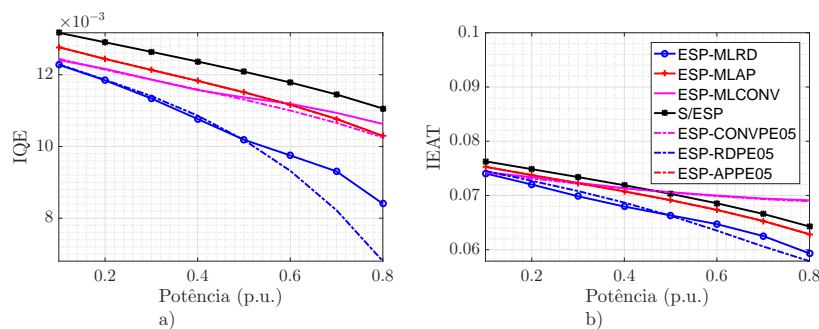


Figura 4.24: Índice a) IQE e b) IEAT para o degrau na referência.

Os controladores baseados em LMI foram aqueles que obtiveram os melhores resultados com relação ao índices de desempenho IQE e IEAT. Pois obtiveram os menores picos de oscilação com o tempo de acomodação similar aos demais controladores. Porém, o desempenho necessitou de elevado esforço de controle o que fez esses controladores ESPs obterem os maiores índices relacionados ao esforço de controle.

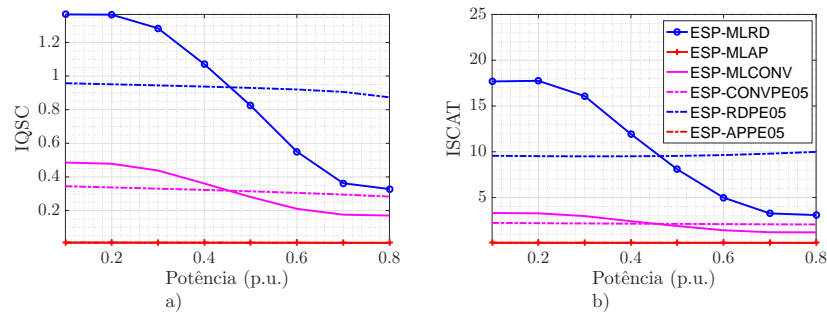


Figura 4.25: Índice a) IQSC e b) ISCAT para o degrau na referência.

A Figura 4.25 apresenta o IQSC e o ISCAT para o teste de incremento de potência mecânica. Para esses índices, os ESPs obtidos por meio da alocação polinomial de polos foram aqueles que obtiveram os melhores índices de desempenho em todos os pontos de operação. Por outro lado, o ESP **ESP-MLRD** e o **ESP-RDPE05** foram os amortecedores de oscilações eletromecânica que obtiveram os maiores índices de desempenho, como consequência os maiores de esforços de controle. Dessa forma, os controladores baseados em LMI podem interferir demasiadamente na malha de regulação de tensão quando houverem incrementos da potência elétrica. Os índices de desempenho utilizados nesta seção são apresentados na Tabela 4.19, Tabela 4.20, Tabela 4.21 e Tabela 4.22.

Tabela 4.19: Índice de Desempenho IQE

	IQE						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,0122793	0,0122912	0,0124104	0,0124465	0,0127695	0,0127695	0,0131713
0,2	0,0118435	0,0118589	0,0121637	0,0121406	0,0124406	0,0124406	0,0129052
0,3	0,0113365	0,0114045	0,0118653	0,0118626	0,0121338	0,0121338	0,0126390
0,4	0,0107660	0,0108606	0,0115715	0,0115902	0,0118292	0,0118292	0,0123682
0,5	0,0101870	0,0101815	0,0113689	0,0113084	0,0115113	0,0115112	0,0120868
0,6	0,0097501	0,0093222	0,0111900	0,0110027	0,0111638	0,0111638	0,0117850
0,7	0,0093061	0,0082216	0,0109377	0,0106574	0,0107673	0,0107673	0,0114501
0,8	0,0084037	0,0068023	0,0106285	0,0102535	0,0102936	0,0102936	0,0110586

Tabela 4.20: Índice de Desempenho IEAT

	IEAT						
	LMI		Convencional		Alocação de polos		S/ESP
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05	S/ESP
0,1	0,07406673	0,07452090	0,07430088	0,07422770	0,07528631	0,07528630	0,07629572
0,2	0,07201900	0,07270436	0,07337040	0,07313267	0,07376073	0,07376074	0,07485172
0,3	0,06985857	0,07081525	0,07233248	0,07217649	0,07227426	0,07227422	0,07339467
0,4	0,06795580	0,06868843	0,07134594	0,07132130	0,07075138	0,07075129	0,07188987
0,5	0,06633228	0,06625645	0,07060257	0,07055704	0,06913101	0,06913091	0,07029801
0,6	0,06471837	0,06352066	0,06998883	0,06998649	0,06734207	0,06734201	0,06856059
0,7	0,06252833	0,06060196	0,06943725	0,06933081	0,06529470	0,06529473	0,06659949
0,8	0,05932764	0,05789565	0,06911176	0,06894020	0,06285476	0,06285477	0,06428721

Tabela 4.21: Índice de Desempenho IQSC

	IQSC					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	1,3666921	0,9576551	0,4855846	0,3444728	0,0098341	0,0098341
0,2	1,3653403	0,9511913	0,4784397	0,3374278	0,0095714	0,0095714
0,3	1,2845126	0,9445500	0,4381405	0,3302578	0,0093303	0,0093304
0,4	1,0707726	0,9375633	0,3611825	0,3226857	0,0090938	0,0090940
0,5	0,8248585	0,9298198	0,2806790	0,3144774	0,0088485	0,0088485
0,6	0,5505879	0,9202975	0,2104209	0,3053662	0,0085808	0,0085808
0,7	0,3625835	0,9059070	0,1754191	0,2950400	0,0082752	0,0082751
0,8	0,3277369	0,8737431	0,1701429	0,2830921	0,0079087	0,0079086

Tabela 4.22: Índice de Desempenho ISCAT

	ISCAT					
	LMI		Convencional		Alocação de polos	
	ESP-MLRD	ESP-RDPE05	ESP-MLCONV	ESP-CONVPE05	ESP-MLAP	ESP-APPE05
0,1	17,6806690	9,5596514	3,3128975	2,2300744	0,0596444	0,0596446
0,2	17,7503539	9,5180545	3,2733248	2,1990421	0,0584139	0,0584129
0,3	16,0735491	9,4980760	2,9724797	2,1704313	0,0572214	0,0572218
0,4	11,9291638	9,5045978	2,4122410	2,1437324	0,0560066	0,0560090
0,5	8,0800629	9,5462733	1,8854613	2,1189081	0,0547165	0,0547178
0,6	4,9869644	9,6368502	1,4259411	2,0961777	0,0532930	0,0532940
0,7	3,2645415	9,7921839	1,2059936	2,0762841	0,0516650	0,0516651
0,8	3,0844508	9,9858058	1,1987743	2,0608076	0,0497235	0,0497212

4.5 Amortecimento dos ESPs

Os coeficientes de amortecimento dos controladores ESPs são apresentados nesta seção para determinar a capacidade do sistema realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas devidos as perturbações apresentadas nos testes realizados.

4.5.1 Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado na metodologia convencional

O ESP baseado na metodologia convencional foi o controlador com desempenho intermediário quando comparado com as outra duas metodologias aplicadas. Os polos obtidos pelo sistema amortecido por esses controladores são apresentados no gráfico da Figura 4.26, onde a reta destacada em preto delimita o menor coeficiente de amortecimento que foi de 0,316, obtido pelo controlador ESP projetado para o ponto de operação de 0,5 p.u. de potência ativa.

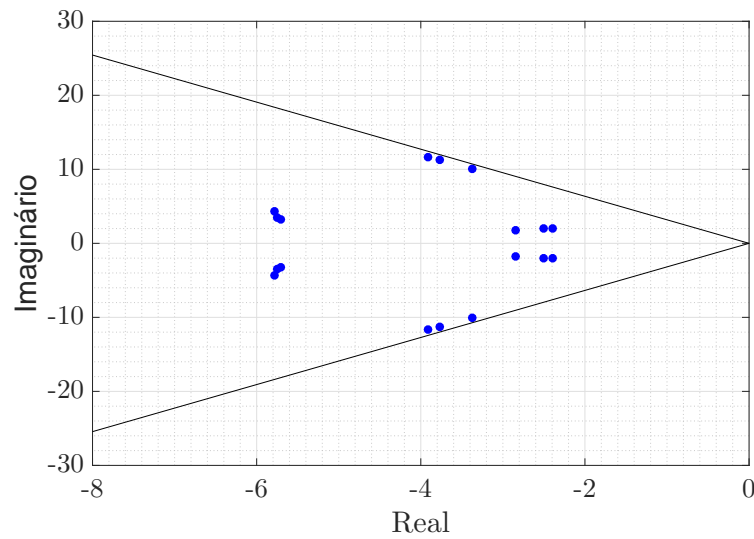


Figura 4.26: Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados na metodologia convencional nos pontos de alta, média e baixa potência.

Os valores dos polos e suas características são apresentados na Tabela 4.23, os coeficientes de amortecimento próximos a 0,3 garantem o amortecimento das oscilações eletromecânicas com a manutenção do torque sincronizante do sistema.

Tabela 4.23: Polos do sistema amortecido pelo ESP convencional nos pontos projetados.

ESP_{03}			ESP_{05}			ESP_{07}		
ω_n	ζ	Polos	ω_n	ζ	Polos	ω_n	ζ	Polos
3,357	0,848	$-2,846 + 1,781i$	3,181	0,7866	$-2,502 + 1,964i$	3,104	0,772	$-2,398 + 1,9714i$
3,357	0,848	$-2,846 - 1,781i$	3,181	0,787	$-2,502 - 1,964i$	3,104	0,772	$-2,398 - 1,971i$
7,231	0,800	$-5,786 + 4,337i$	6,732	0,853	$-5,744 + 3,511i$	6,556	0,870	$-5,702 + 3,234i$
7,231	0,800	$-5,786 - 4,337i$	6,732	0,853	$-5,744 - 3,511i$	6,556	0,870	$-5,702 - 3,234i$
10,659	0,317	$-3,378 + 10,110i$	11,903	0,316	$-3,764 + 11,292i$	12,289	0,318	$-3,911 + 11,650i$
10,659	0,317	$-3,378 - 10,110i$	11,902	0,316	$-3,764 - 11,292i$	12,289	0,318	$-3,911 - 11,650i$

4.5.2 Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado na alocação polinomial de polos

Os ESPs baseados na metodologia de alocação polinomial de polos foram os controladores que obtiveram desempenho dinâmico inferior aos demais, mesmo ao apresentar menores esforços de controle em diversos testes. Os polos desse sistema são apresentados no gráfico da Figura 4.27, onde os polos dominantes do sistema possuem os coeficientes de amortecimento iguais a 0,5, conforme foi determinado durante o projeto do controlador.

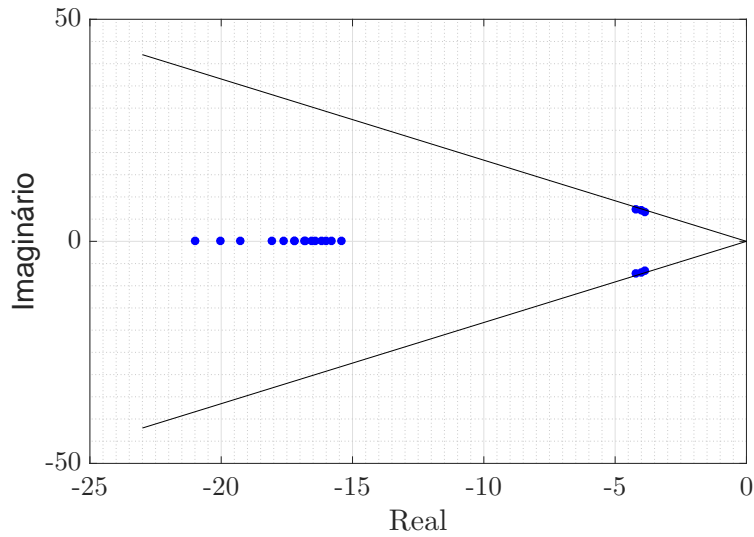


Figura 4.27: Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados na alocação polinomial de polos nos pontos de alta, média e baixa potência.

Os polos e suas características são apresentados na Tabela 4.24, embora sejam buscados os mesmos requisitos em todos os pontos de operação, ocorrem diferenças entre esses polos devido a variação de frequência de oscilação natural do sistema. Conforme pode ser observado nas repostas dinâmicas apresentadas, mesmo com maiores coeficientes de amortecimento o ESP baseado na alocação polinomial de polos obteve o menor desempenho dinâmico, devido o elevado esforço de controle e os elevados picos de oscilações apresentados no testes.

Tabela 4.24: Polos do sistema amortecido pelo ESP convencional nos pontos projetados.

ESP_{03}			ESP_{05}			ESP_{07}		
ω_n	ζ	Polos	ω_n	ζ	Polos	ω_n	ζ	Polos
7,703	0,5	$-3,852 + 6,671i$	8,011	0,5	$-4,005 + 6,937i$	7,703	0,5	$-4,199 + 7,272i$
7,703	0,5	$-3,852 - 6,671i$	8,011	0,5	$-4,005 - 6,937i$	7,703	0,5	$-4,199 - 7,272i$
15,407	1	-15,410	16,021	1	-16,021	15,407	1	-16,795
15,792	1	-15,792	16,422	1	-16,422	15,792	1	-17,215
16,177	1	-16,177	16,822	1	-16,822	16,177	1	-17,635
16,562	1	-16,562	17,223	1	-17,223	16,562	1	-18,055
19,259	1	-19,259	20,027	1	-20,027	19,259	1	-20,994

4.5.3 Constante de amortecimento do sistema amortecido pelo ESP baseado em LMI

Os ESPs obtidos por meio de LMIs em diversos pontos de operação foram os controladores que obtiveram o desempenho dinâmico superior aos demais em diversos teste,

quando o esforço de controle e desempenho dinâmico da planta são levados em consideração. Esse controlador foi projetado para amortecer as oscilações eletromecânicas de forma eficaz e eficiente, pois o esforço de controle foi otimizado. Os polos obtidos nos pontos projetados são apresentados no gráfico da Figura 4.28 as retas destacadas em preto representam o coeficiente de amortecimento mínimo de 0,3 que foi selecionado como uma condição das LMIs.

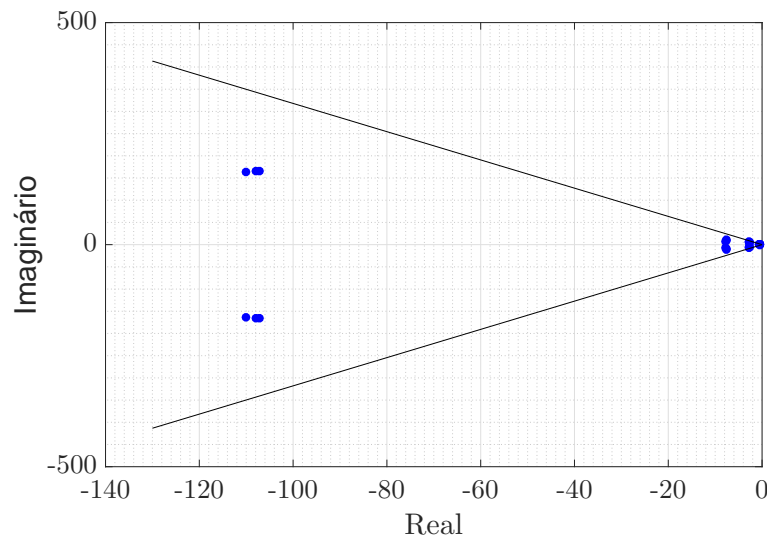


Figura 4.28: Polos do sistema amortecido pelos ESPs baseados em LMI nos pontos de alta, média e baixa potência.

Os polos obtidos com este controlador são apresentados na Tabela 4.25, nela os polos próximos ao eixo possuem coeficiente de amortecimento próximo a 0,4 ou são iguais a 1, dessa forma, esses controladores ESP incrementaram de forma considerável o torque de amortecimento do sistema sem que ocorresse a perda do torque síncrono.

Tabela 4.25: Polos do sistema amortecido pelo ESP encontrado por meio de LMIs nos pontos projetados.

ESP_{03}			ESP_{05}			ESP_{07}		
ω_n	ζ	Polos	ω	ζ	Polos	ω_n	ζ	Polos
0,503	1	-0,503	0,503	1	-0,503	0,539	1	-0,539 + 0,010i
0,589	1	-0,589	0,574	1	-0,574	0,539	1	-0,539 - 0,010i
6,880	0,415	-2,853 + 6,260i	6,204	0,442	-2,744 + 5,564i	5,642	0,463	-2,613 + 5,001i
6,880	0,415	-2,853 - 6,260i	6,204	0,442	-2,744 - 5,564i	5,642	0,463	-2,613 - 5,001i
11,221	0,694	-7,786 + 8,0803i	12,227	0,622	-7,606 + 9,573i	13,148	0,578	-7,601 + 10,729i
11,221	0,694	-7,786 - 8,080i	12,227	0,622	-7,606 - 9,573i	13,14819	0,578	-7,601 - 10,729i
197,749	0,556	-110,025 + 164,314i	197,394	0,547	-107,964 + 165,252i	197,274	0,543	-107,229 + 165,587i
197,749	0,557	-110,025 - 164,314i	197,394	0,5470	-107,964 - 165,252i	197,274	0,544	-107,229 - 165,587i

4.6 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas métricas de análise quantitativa e qualitativa de desempenho das metodologias avaliadas por meio de um ambiente de simulação. Os resultados apresentaram que os controladores obtidos por meio de alocação polinomial de polos foram os que obtiveram os melhores resultados com relação ao esforço de controle, mas eles obtiveram os piores índices com relação ao desempenho da planta. Os melhores índices de desempenhos são apresentados pelos controladores ESP-MLRD e ESP-RDPE05, embora o ESP-RDPE05 tenha obtido desempenho dinâmico similar ao ESP-MLRD, o controlador *fuzzy* foi superior com relação ao esforço de controle.

Capítulo 5

Considerações Finais

O objetivo geral desse trabalho foi desenvolver uma rede de controladores *fuzzy* Takagi-Sugeno para amortecer as oscilações eletromecânicas de forma rápida e com baixo esforço de controle. Esse objetivo foi conquistado por meio do projeto do controlador ESP-MLRD que obteve as respostas com os menores tempo de acomodação e pico de variação de potência com esforço de controle similar ou inferior aos demais controladores ESPs projetados, na maioria dos testes realizados.

Para realizar esse objetivo desenvolve-se o modelo não-linearizado e o modelo linearizado de Heffron-Phillips que foi aplicado em três diferentes pontos de operações. Esse modelo foi utilizado para realizar três objetivos específicos o projeto do ESP convencional, o ESP que utilizou a alocação de polos e o ESP que utilizou as LMI para obter o controlador de realimentação dinâmica com a otimização das normas H_2 e H_∞ .

Os controladores ESPs foram aplicados em um sistema de simulação computacional desenvolvida neste trabalho que possibilitou investigar o desempenho do sistema funcionando com os controladores projetados.

A investigação do desempenho se deu por meio dos índices integrais IQE e IEAT relacionados com a saída da planta e os índices IQSC e ISCAT relacionados com o esforço de controle.

As conquistas desses objetivos possibilitaram chegar as conclusões que os ESPs projetados aumentaram o torque de amortecimento uma vez que as oscilações duraram menos tempo no SMIB com ESP, mas o ESP-MLRD e o ESP-RDPE05 foram aqueles que obtiveram as melhores respostas do sistema. Os índices de controle IQE e IEAT foram menores para esses dois controladores, além disso, esses são os controladores que obtiveram os me-

nores picos de oscilação para todos os testes realizados. Embora o desempenho dinâmicos desses ESPs tenham sido próximos, o ESP *fuzzy* ESP-MLRD foi aquele que obteve os melhores resultados relacionados ao esforço de controle entre esses dois controladores.

OS índices IQSC e ISCAT relacionados com esforço de controle, possuem os menores valores para os ESP-MLAP e ESP-APPE05 obtidos por meio da metodologia de alocação polinomial de polos. Estes controladores também apresentaram os menores picos de esforço de controle, mas eles possuem o pior desempenho dinâmico, como é mostrado pelos picos máximos de oscilação, que em alguns pontos de operações são superiores ao do sistema funcionado sem ESP e pelos índices IQE e IEAT, onde esses controladores possuem os maiores valores para os testes realizados.

Os ESPs obtidos por meio da metodologia convencional de projetos de ESPs foram aqueles que obtiveram desempenho mediano quando comparados com as demais metodologias aplicadas neste trabalho. O ESP-MLCONV e o ESP-CONVPE05 apresentam desempenho superior ao dos controladores obtidos por meio da alocação polinomial de polos, mas são inferiores quando comparados com os controladores com realimentação dinâmica, pois os EPSs convencionais obtiveram índices de desempenho maiores.

De forma geral, os controladores que utilizaram a rede de modelos locais de entrada-saída com sistema *fuzzy* Takagi-Sugueno obtiveram desempenho similares na maioria dos testes ao dos seu equivalente projetado para um único ponto de operação, mas os controladores com a rede *fuzzy* obtiveram melhores resultados relacionados ao esforço de controle.

Em suma, os controladores com rede de modelo local saída-entrada *fuzzy* melhoraram o desempenho do sistema, quando comparados aos seus equivalentes em um ponto de operação ao diminuir o esforço de controle necessário para realizar o amortecimento de oscilações eletromecânicas. Com relação aos controladores projetados o ESP-MLRD foi aquele que obteve o melhor desempenho com o esforço de controle razoável, quando comparado com os demais controladores apresentados. Dessa forma, a metodologia de controle de realimentação dinâmica com projeto baseado em LMIs que aloca os polos em uma região e minimizam a relação entre as normas H_2 e H_∞ se mostrou uma técnica com potencial de melhorar a dinâmica de sistemas elétricos de potência.

5.1 Trabalhos Futuros

Na continuação deste trabalho as metodologias de projeto de ESPs serão implementadas em um sistema de emulação do sistema de hidrogeração conectado a rede. O desenvolvimento desse componente do trabalho foi atrasada devido a necessidades de ações para conter a disseminação da doença pulmonar causada pelo corona vírus, essas ações dificultaram, limitaram e em alguns momentos impossibilitaram o acesso ao campus e aos laboratório. Embora essas ações tenham prejudicado o desenvolvimento desse trabalho, elas foram necessárias para conter o avanço da contaminação em toda comunidade acadêmica. Além disso, outras propostas de desenvolvimento são apresentadas a seguir.

Utilização de algoritmos evolutivos para desenvolver os ESPs de forma a melhorar o desempenho do controlador em diferentes pontos de operações que o SEP pode se encontrar.

Desenvolvimento de amortecedores de oscilações eletromecânicas para o sistema multi-máquina. Devido a sua complexabilidade com relação ao número de variáveis e atrasos no tempo que podem ser ocasionados pelos meio de comunicação utilizados.

Referências Bibliográficas

- Arrifano, N. S., Oliveira, V. A., Ramos, R. A., Bretas, N. G., e Oliveira, R. V. (2007). Fuzzy stabilization of power systems in a co-generation scheme subject to random abrupt variations of operating conditions. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 15(2):384–393.
- Ayres Junior, F. (2014). *Estratégia de Controle de Ordem Fracionária Aplicadas ao amortecimento de Oscilações Eletromecânica em Sistema Elétricos de Potência*. Belém. Dissertação de Mestrado.
- Ayres Junior, F., Costa Junior, C., Medeiros, R., Barra Junior, W., Neves, C., Lenzi, M., e Veroneze, G. (2018). A Fractional Order Power System Stabilizer Applied on a Small-Scale Generation System. *Energies*, 11(8):2052.
- Badri, P. e Sojoodi, M. (2019). Robust stabilisation of fractional-order interval systems via dynamic output feedback: an LMI approach. *International Journal of Systems Science*, 50(9):1718–1730.
- Befekadu, G. K. e Erlich, I. (2005). Robust decentralized structure - Constrained controller design for power systems: An LMI approach. *15th Power Systems Computation Conference, PSCC 2005*.
- Chen, X., Solomon, G., e Zhou, K. (1998). Multiobjective output feedback control. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision e Control*, 2(7):1810–1811.
- Chow, J. H., Pai, M. A., e Sauer, P. W. (2018). *Power system dynamics e stability : with synchrophasor measurement e power system toolbox*. IEEE Press, second edition edition.

- D. Landau, Z. G. (2006). *Digital Control Systems [electronic resource]: Design, Identification e Implementation*. Springer.
- Graham, D. e Lathrop, R. C. (2013). The synthesis of "optimum" transient response: Criteria e standard forms. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications e Industry*, 72(5):273–288.
- Hemmati, R. (2018). Power system stabilizer design based on optimal model reference adaptive system. *Ain Shams Engineering Journal*, 9(2):311–318.
- Kang-Zhi Liu, Y. Y. (2016). *Robust Control: Theory e Applications*. Wiley, 1 edition.
- Kumara, K. e Srinivasan, A. D. (2017). Design of optimal controllers for the power system stabilizer — effect of operating conditions. In *2017 Second International Conference on Electrical, Computer e Communication Technologies (ICECCT)*, pages 1–6.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability e Control (part 1)*. McGraw-Hill Professional.
- Luan, X. e Ban, X. (2019). Synthesis of a Dynamical Output H-infinite Controller for the Fuzzy Input-Output Model. *IEEE Access*, 7:13206–13216.
- Masoud, R., Mehdi, M., e M.Reza, G. (2018). Locpss design for improved power system stabilizer. *Journal of Applied Dynamic Systems e Control*, 1(1):47–54.
- Nogueira, F. G., Barra, W., da Costa, C. T., de Moraes, A. R., Gomes, M. C., e de Lana, J. J. (2014). Design e experimental evaluation tests of a takagi-sugeno power system stabiliser. *IET Generation, Transmission e Distribution*, 8(3):451–462.
- Paul M. Anderson, A. A. F. (2002). *Power System Control e Stability (Ieee Press Power Engineering Series)*. Wiley-IEEE Press, 2 edition.
- Peter W. Sauer, M. A. P. (1998). *Power System Dynamics e Stability*. Prentice Hall, 1st edition.
- Pham, T. N. (2016). Integration of electric vehicles for load frequency output feedback h-infinite control of smart grids. *IET Generation, Transmission e Distribution*, 10:3341–3352(11).

- Ramos, R., Alberto, L., e Bretas, N. (2003). Linear matrix inequality based controller design with feedback linearisation: application to power systems. *Control Theory Appl*, 150.
- Ray, P., Paital, S., Mohanty, A., Eddy, F., e Gooi, H. (2018a). A robust power system stabilizer for enhancement of stability in power system using adaptive fuzzy sliding mode control. *Applied Soft Computing*, 73.
- Ray, P. K., Paital, S. R., Kumar, L., Jha, B., Gairola, S., e Panda, M. K. (2020). Stability improvement in power system integrated with WECS using dolphin echolocation optimized hybrid PID plus FLC-based PSS. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 630:697–708.
- Ray, P. K., Paital, S. R., Mohanty, A., Eddy, F. Y., e Gooi, H. B. (2018b). A robust power system stabilizer for enhancement of stability in power system using adaptive fuzzy sliding mode control. *Applied Soft Computing Journal*, 73:471–481.
- Ray, P. K., Paital, S. R., Mohanty, A., Foo, Y. S., Krishnan, A., Gooi, H. B., e Amaratunga, G. A. (2019). A Hybrid Firefly-Swarm Optimized Fractional Order Interval Type-2 Fuzzy PID-PSS for Transient Stability Improvement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6):6486–6498.
- Sambariya, D. K., Gupta, R., e Prasad, R. (2016). Design of optimal input–output scaling factors based fuzzy PSS using bat algorithm. *Engineering Science e Technology, an International Journal*, 19(2):991–1002.
- Sambariya, D. K. e Prasad, R. (2013). Robust Power system stabilizer design for single machine infinite bus system with different membership functions for fuzzy logic controller. *7th International Conference on Intelligent Systems e Control, ISCO 2013*, pages 13–19.
- Sambariya, D. K. e Prasad, R. (2015). Optimal Tuning of Fuzzy Logic Power System Stabilizer Using Harmony Search Algorithm ∞ . *International Journal of Fuzzy Systems*, 17(3):457–470.
- Schultz, W. C. e Rideout, V. C. (2013). Control system performance measures: Past, present, e future. *IRE Transactions on Automatic Control*, AC-6(1):22–35.

- Shamseldin, M. e Mohamed, M. A. A. G. (2020). Model reference self-tuning fractional order PID control based on for a power system stabilizer Model reference self-tuning fractional order PID control based on for a power system stabilizer. (April):1333–1343.
- Silva, F. F. B. (2011). *Desvendando a Lógica Fuzzy*. Uberlândia. Dissertação de Mestrado.
- Soliman, H. e Shafiq, M. (2015). Robust stabilisation of power systems with random abrupt changes. 9:2159–2166.
- Soliman, H. M. e Metwally, K. A. E. (2017). Robust pole placement for power systems using two-dimensional membership fuzzy constrained controllers. pages 3966–3973.
- Soliman, H. M. e Soliman, M. (2016). Design of Observer-Based Robust Power System Stabilizers. 6(5):1956–1966.
- Wan, Y. (2017). Nonlinear robust control for single-machine infinite-bus power systems with input saturation. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 65(1):3–9.
- Wang, L.-X. (1997). *A Course in Fuzzy Systems e Control*. Upper Saddle River.
- Wei, C. e Park, S. Y. (2017). Dynamic optimal output feedback control of satellite formation reconfiguration based on an LMI approach. *Aerospace Science e Technology*, 63:214–231.
- Yu, Hai-Hua; Duan, G. (2013). *LMIs in control systems : analysis, design e applications*. CRC Press.

Apêndice A

Parâmetro dos ESPs

A.1 Parâmetros dos controladores convencionais

Tabela A.1: Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas convencionais.

ESP	Potência Elétrica (p.u.)	K_{esp}	T1	T2	K
ESP_{03}	0,3	6,6476	0,3000	0,1402	2
ESP_{05}	0,5	5,377	0,3000	0,1411	2
ESP_{07}	0,7	0,0937	0,3000	0,1420	2

A.2 Parâmetros dos controladores obtidos por alocação polinomial de polos

Tabela A.2: Parâmetros dos controladores obtidos por alocação polinomial de polos

ESP	Potência Elétrica (p.u.)	$ESP(s)$
ESP_{03}	0,3	$\frac{-29,75709s^3 + -234,35s^2 + 1076,8s + 24054,8}{s^3 + 73,67313s^2 + 3228,09s + 12830,99}$
ESP_{05}	0,5	$\frac{-28,0212s^3 + -300,5459s^2 - 465,3655s + 12849}{s^3 + 77,2983s^2 + 3967,325s + 17396,6}$
ESP_{07}	0,7	$\frac{-30,6267s^3 + -404,550s^2 + 1915,275s + 4345,29}{s^3 + 81,8634s^2 + 5003,90s + 25141,4}$

A.3 Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas obtidos por LMI

Tabela A.3: Parâmetros do amortecedores de oscilações eletromecânicas.

ESP	Potência Elétrica (p.u.)	A_K	B_K	C_K	D_K
ESP_{03}	0,3	A_{K1}	B_{K1}	C_{K1}	D_{K1}
ESP_{05}	0,5	A_{K2}	B_{K2}	C_{K2}	D_{K2}
ESP_{07}	0,7	A_{K3}	B_{K3}	C_{K3}	D_{K3}

onde:

$$\bullet \quad \begin{aligned} A_{K1} &= \begin{bmatrix} -35,59 & 7,55 & -0,0488 & 0,00161 \\ 392,44 & -85,04 & 0,54 & -0,018 \\ 37711 & -8812 & -34,0533 & 1,313 \\ -3541967 & 828716 & 1631 & -70 \end{bmatrix} & B_{K1} &= \begin{bmatrix} -0,364 \\ 2,677 \\ 360,237 \\ -33956 \end{bmatrix} \\ C_{K1} &= \begin{bmatrix} 44,268 & -10,87 & -2,524 & 0,0898 \end{bmatrix} & D_{K1} &= [0] \end{aligned}$$

$$\bullet \quad \begin{aligned} A_{K2} &= \begin{bmatrix} -28,26 & 7,366 & -0,122 & 0,00481 \\ 340,353 & -90,812 & 1,4976 & -0,0589 \\ 9717 & -2779 & -30,828 & 1,391 \\ -1022389 & 293321 & 1364 & -70,586 \end{bmatrix} & B_{K2} &= \begin{bmatrix} -0,4 \\ 2,977 \\ 119,84 \\ -12742 \end{bmatrix} \\ C_{K2} &= \begin{bmatrix} 35,66 & -10,86 & -3,423 & 0,145 \end{bmatrix} & D_{K2} &= [0] \end{aligned}$$

$$\bullet \quad \begin{aligned} A_{K3} &= \begin{bmatrix} -79,433 & 11,449 & -0,67 & 0,033 \\ 271,859 & -39,942 & 2,309 & -0,115 \\ 5575,573 & -931,114 & -36,358 & 1,981 \\ -413798 & 69822 & 1032 & -63,001 \end{bmatrix} & B_{K3} &= \begin{bmatrix} -0,946 \\ 2,6201 \\ 76,823 \\ -5794,327 \end{bmatrix} \\ C_{K3} &= \begin{bmatrix} 29,879 & -5,459 & -4,234 & 0,221 \end{bmatrix} & D_{K3} &= [0] \end{aligned}$$

Três diferentes sensores foram utilizados no sistema de controle do sistema de geração, o sensor de velocidade, sensor de tensão e o sensor de corrente. O sensor de velocidade foi utilizado para regular a frequência do SEP, os sensores de tensão para a regulação de tensão e os sensores de corrente são utilizados em conjunto com os de tensão para obter a potência elétrica e assim realizar o amortecimento das oscilações eletromecânicas.

B.1 Sistema de emulação de turbina hidráulica

O sistema de emulação foi realizado a partir da reestruturação de uma planta que desenvolvia o comportamento mecânica de uma turbina hidráulica. O sistema de emulação é composto pelo MCC que é acionado por um circuito buck controlado pelo *Arduino Due*, onde foi implementado um controlador de potência que possui como referência a dinâmica hidráulica da turbina hidráulica. A Figura B.2 apresenta o diagrama de blocos que representa o sistema de emulação da turbina hidráulica.

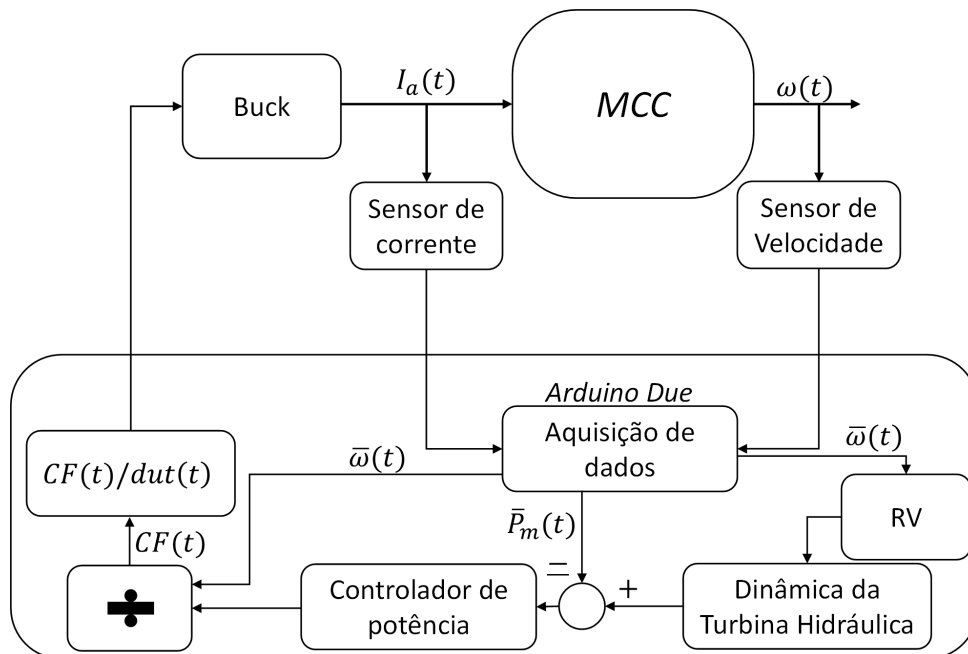


Figura B.2: Diagrama de emulação da máquina primário

O MCC é acionado por meio de um circuito buck comandado pelo controlador de potência implementado no *Arduino*. A potência desenvolvida pelo MCC é obtida por meio da corrente elétrica de armadura e pela velocidade que são obtidas em p.u. dentro do sistema de aquisição de dados implementado no *Arduino Due*. Para que o motor desenvolva a dinâmica da turbina elétrica, a potência mecânica do motor é comparada

com a potência calculada com a representação da dinâmica da turbina hidráulica. O modelo da turbina hidráulica utilizada neste trabalho é o mesmo demonstrado em Kundur (1994) que foi discretizado utilizando o método de Tustin para enfim ser aplicado no *Arduino Due*.

O sensor de velocidade também é utilizada na regulação primária da máquina com o controlador de velocidade aplicado no *firmware* do *Arduino Due*. O regulador de velocidade utilizado possui estatismo permanente para melhorar a estabilidade do sistema quando a máquina for conectada ao barramento infinito.

B.2 Sistema do gerador síncrono

Sistema de controle implementado na máquina secundária foi o regulador automático de tensão e o estabilizador de sistema elétricos de potência. Ambos os controladores foram implementado no *Arduino Due* que comandam um circuito buck responsável por alimentar o enrolamento de campo da unidade geradora. A Figura B.3 apresenta a implementação do sistema de controle da máquina secundária.

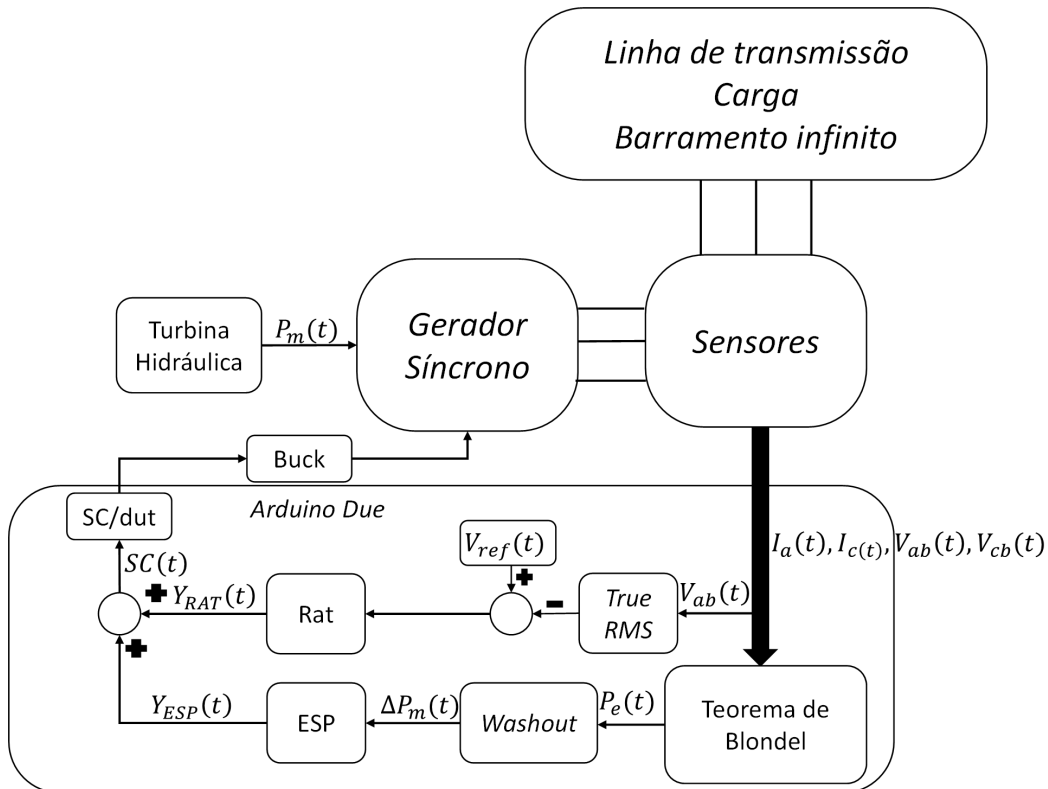


Figura B.3: Diagrama de emulação da máquina secundária

O Gerador foi instalado em estrela não aterrado e o teorema de Blondel foi utilizado

para determinar a potência elétrica fornecida pelo gerador. Quatro grandezas foram medidas diretamente nos terminais da máquina, duas correntes de armaduras, $I_a(t)$ e $I_c(t)$, e duas tensões de linha, V_{ab} e $V_{cb}(t)$.

O valor eficaz da tensão $V_{ab}(t)$ foi utilizado como entrada do regulador de tensão e a potência elétrica, $P_e(t)$, foi utilizada como o sinal de entrada do filtro *whashout* que tinha como saída apenas a variação de potência elétrica entregue ao ESP.

Por fim, a saída do ESP, $Y_{ESP}(t)$, e do RAT, Y_{RAT} , são somadas e enviadas para o bloco *SC/dut* que converte o sinal de controle, $SC(t)$, em um valor de *dutty circle* que comanda o buck responsável por alimentar o enrolamento de campo do gerador.

B.3 Comunicação e interface-homem-máquina (IHM)

A comunicação entre o *Arduino Due* e o computador ocorreu através da porta serial embutida na plataforma de desenvolvimento. A porta serial utilizada foi a conectada a entrada *USB native*, por ela ser muito mais rápida que a porta serial conectada a *programming port*. A Figura B.4 apresenta um esquema de comunicação com o *Arduino Due* e o microcomputador.

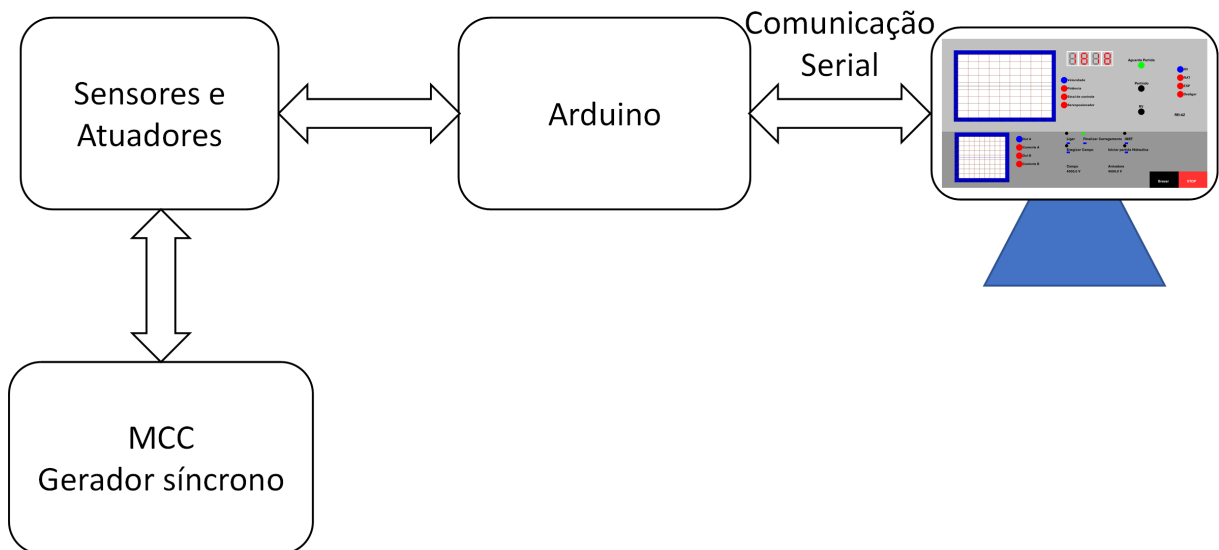


Figura B.4: Diagrama de emulação da comunicação entre o *Arduino Due* e o microcomputador

O papel do computador é se comunicar com *Arduino Due* para mostrar de forma intuitiva as grandezas medidas e o estado do sistema emulação e enviar comandos básicos. O computador envia os comandos para ligar e desligar o sistemas e para realizar os

acionamentos das contadoras que ligam o gerador ao transformador, a cargas e a linha de transmissão conectada ao barramento infinito.

Os controladores, as dinâmicas e a máquina de estados do sistema de emulação estão completamente embutidas no *Arduino Due*. O Arduino é a peça principal do sistema emulação, no que se diz respeito a automação do sistema, ele atua como o controlador e a ponte que conecta o sistema de emulação e a interface.

O número de variáveis apresentados na interface e armazenados no disco rígido do microcomputador são relativamente grandes, dessa forma, apenas uma variável será enviada por vez em um intervalo de 1ms. As variáveis de maior importância em cada etapa do processo são enviadas com maior frequência, se o sistema estiver realizando a partida hidráulica as variáveis de maior importância são a velocidade da turbina e a abertura do distribuidor, se o sistema estiver funcionando de forma isolada as variáveis enviadas ao computador com maior frequência serão a tensão no terminal, potência elétrica e frequência do gerador, se o sistema estiver interligado serão apresentadas a potência elétrica, o sinal de controle do ESP, tensão terminal do gerador e o sinal de controle do regulador de tensão.

Esses dados são apresentados na interface que é dividida em três *frames*. Cada *frame* possui ênfase em uma etapa do sistema de geração e do processo de emulação. O primeiro *frame* é focado na emulação da turbina hidráulica, partida do sistema hidráulico e regulação de velocidade. O segundo *frame* enfatiza a regulação de tensão funcionando de forma isolada. O terceiro *frame* enfatiza o sincronismo e o ESP com o sistema conectado ao barramento infinito.

O primeiro *frame* é apresentado na Figura B.5 neles são explicitados as grandezas elétricas do sistema de emulação e as grandezas relacionadas a turbina hidráulica. Os gráficos na parte superior esquerda apresenta a velocidade da turbina, potência mecânica da turbina, sinal de controle e a abertura do distribuidor e a parte inferior apresenta o *dutty circle* e a corrente do campo e da armadura.

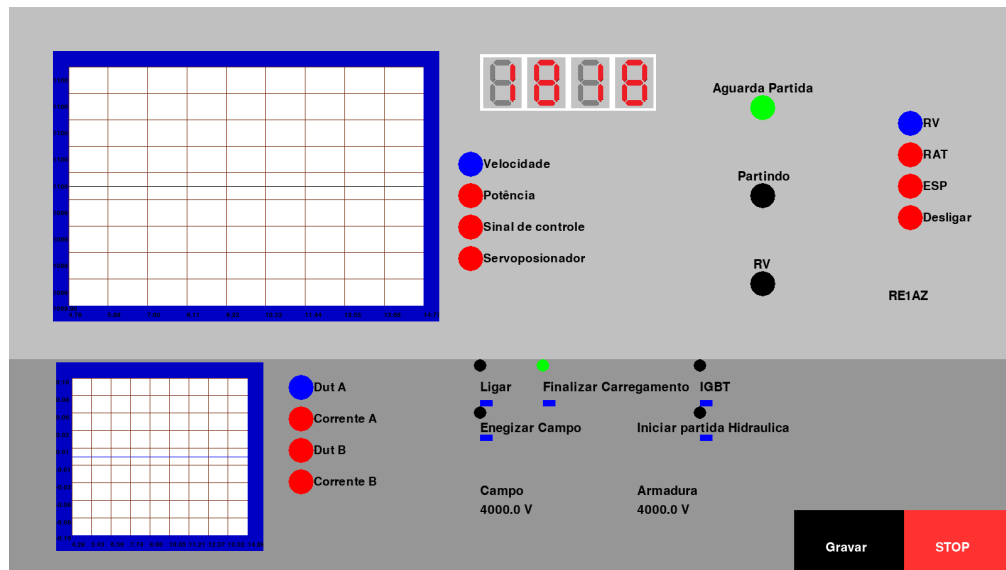


Figura B.5: *Frame* de regulação de velocidade e sistema de emulação

O segundo *frame* é apresentado na Figura B.6 neles são explicitados as grandezas elétricas do gerador. No gráfico na parte superior esquerda apresenta as grandezas relacionadas com a armadura do gerador explicitando a tensão terminal, corrente elétrica da fase A, a potência elétrica do gerador e o sinal de controle do ESP. Na parte inferior são apresentados a tensão de excitação do gerador, a corrente de excitação e a frequência elétrica do gerador. No lado direito inferior estão presentes os botões para adicionar as cargas do banco de lâmpadas e as medidas que elas são adicionadas os círculos azuis ficam amarelos.

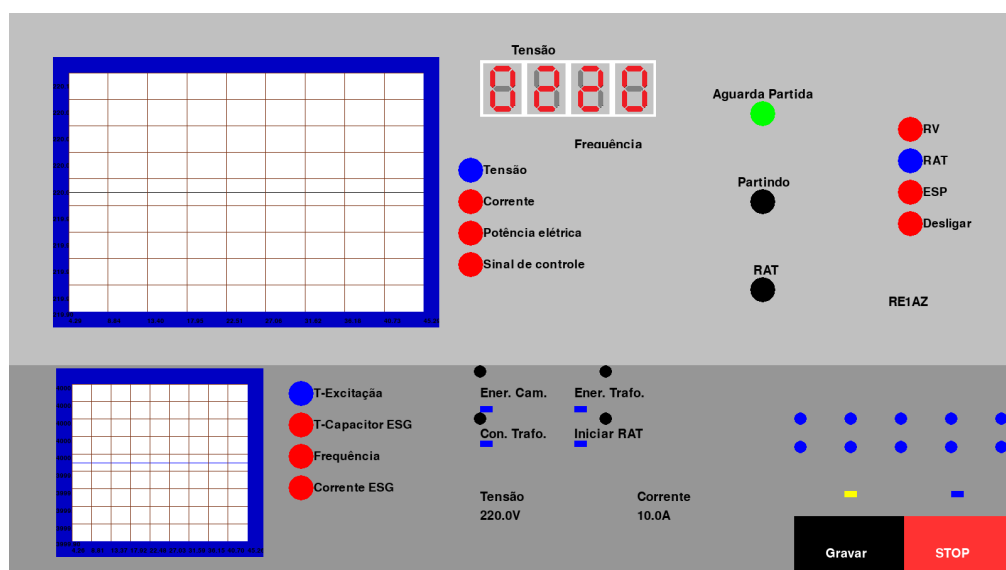


Figura B.6: *Frame* do regulador automático de tensão

O terceiro *frame* é apresentado na Figura B.7 neles são explicitados a grandezas elétrica do gerador durante o processo de sincronismo e conexão com a rede. No gráfico superior esquerdo é apresentado a tensão do gerador, a frequência, o desvio de potência e o sinal de controle do ESP.

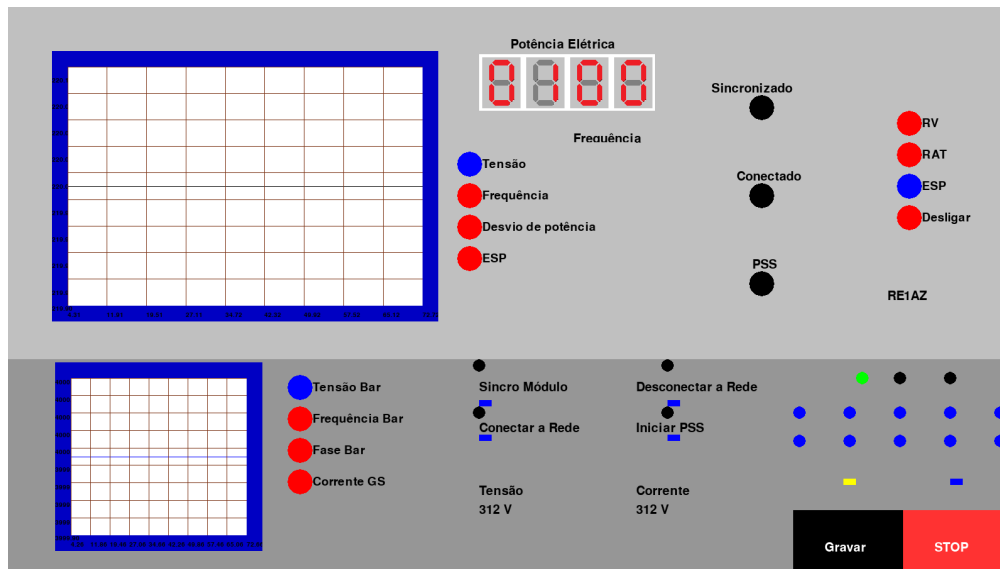


Figura B.7: *Frame* do estabilizador de sistemas elétricos de potência

B.4 Algoritmos do sistema de emulação

Para realizar a emulação do sistema e aplicar os controladores necessários foram tomadas umas séries de passos que consistiam em realizar a partida do circuito elétrico que alimentava o motor, a partida da turbina hidráulica, a inicialização do RAT, conexão com a rede e a inicialização do ESP.

O conjunto de passos utilizados para realizar a partida do sistema de emulação é apresentado na Figura B.8. Nela a primeira ação é iniciar o carregamento dos capacitores que alimentam o enrolamento de campo e armadura do motor de corrente contínua. Quando os capacitores atingem um valor mínimo, o carregamento pode ser finalizado e os circuitos buck podem ser energizados, em seguida, o campo é energizado e o circuito que alimenta a armadura é conectado, por fim, a emulação é iniciada.

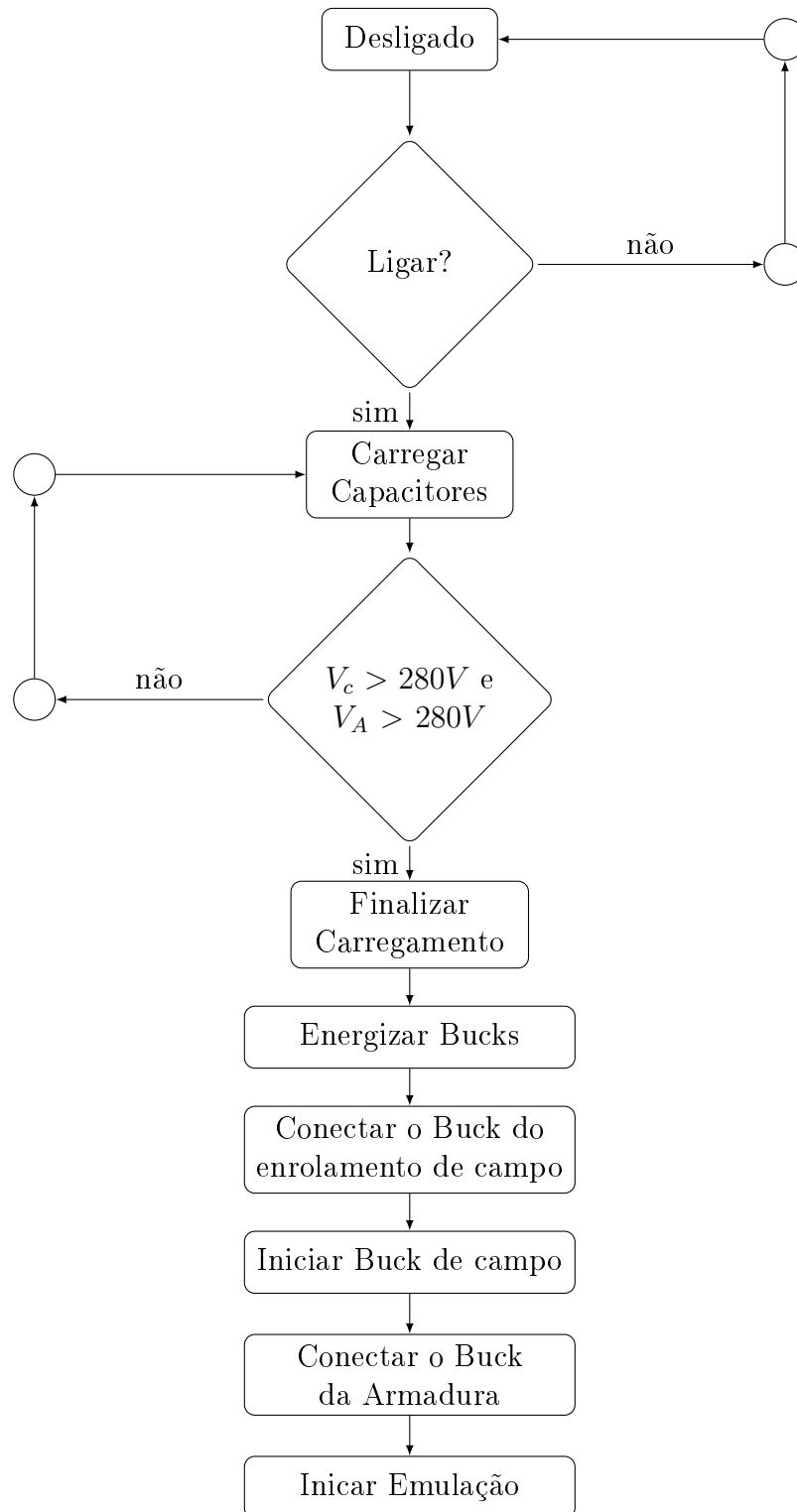


Figura B.8: Algoritmo da partida do sistema emulador.

A partida da máquina primária é realizada no início do processo de emulação que consiste nos passos apresentados no algoritmo da Figura B.9. O primeiro passo consiste em fazer o comando da abertura do distribuidor em 0,20 p.u. até a velocidade da rotação da máquina, $\bar{\omega}(t)$, chegar a 0,8 p.u., neste momento abertura do distribuidor deve ser igual

a 0,15 p.u., até a velocidade de 1 p.u., onde o regulador de velocidade deve ser ativado, por fim, quando o sistema mecânico acomodar o regulador automático de tensão (RAT).

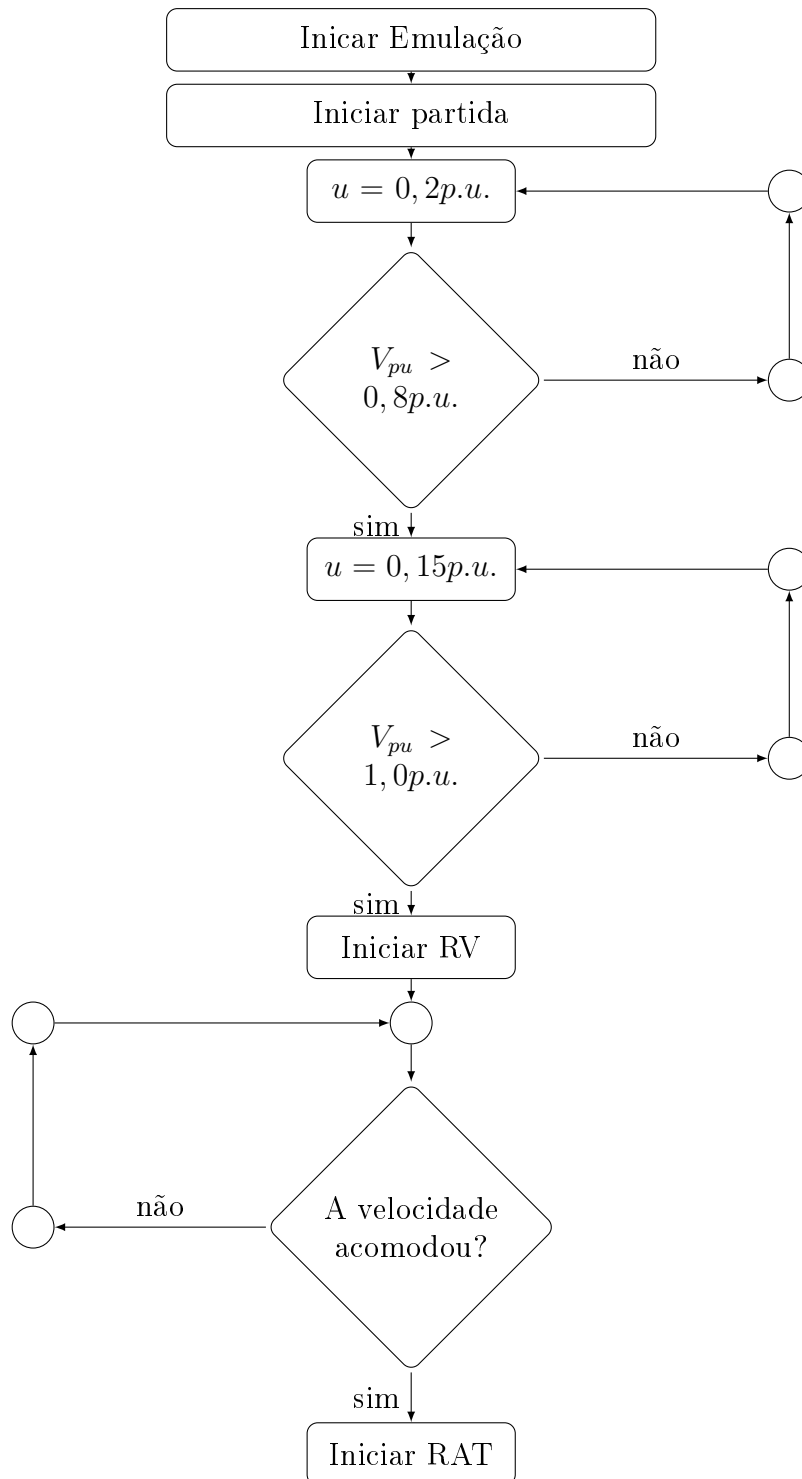


Figura B.9: Partida do sistema hidráulico

Por fim, a tensão do gerador é sincronizado em fase e módulo para que ele seja conectado a linha de transmissão ligada ao barramento infinito. Depois o ESP é acionado para

ser realizado o amortecimento das oscilações eletromecânicas.

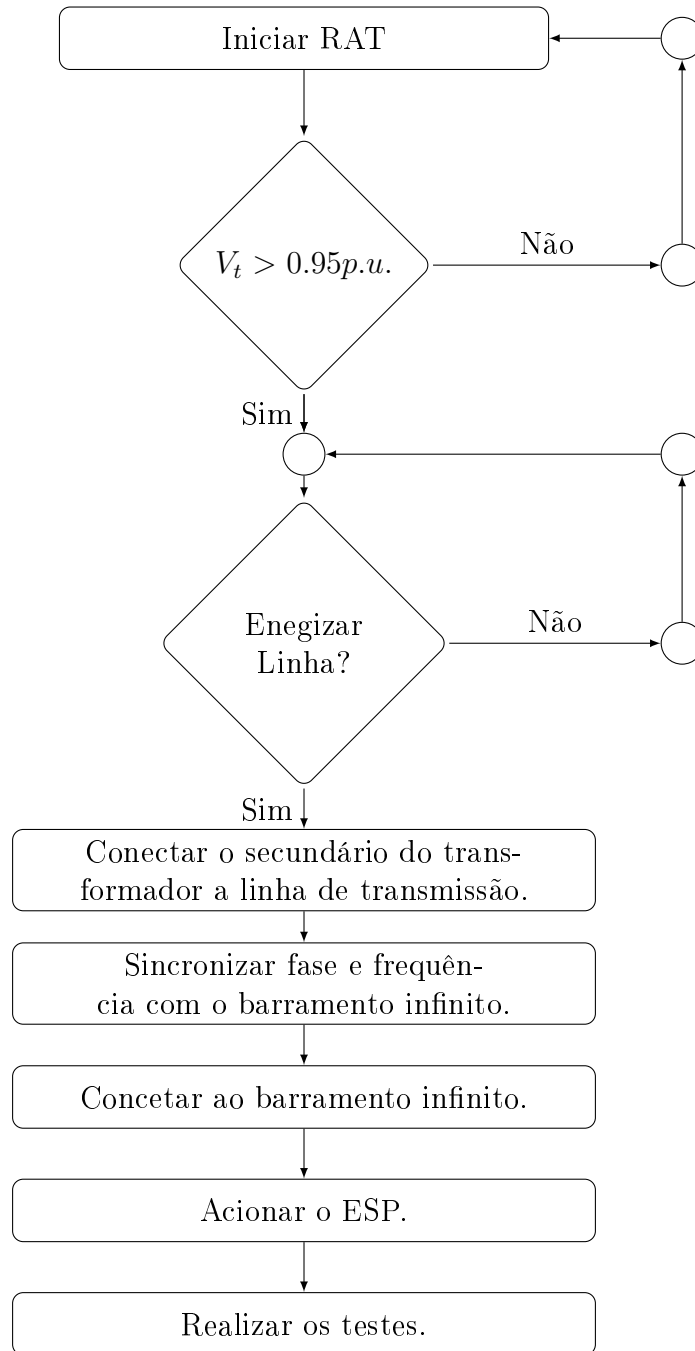


Figura B.10: Sincronismo com a rede e acionamento do ESP

B.5 Ligação elétrica do sistema de emulação

O quadro elétrico do sistema emulador da micromáquina foi dividido em três partes. Na primeira estão localizados os circuitos necessários para o acionamento do motor de corrente contínua e alimentação do enrolamento de campo do gerador, os sensores utilizados neste

projeto estão presentes na segunda parte do quadro e na terceira parte estão conectados os circuitos alimentados pelo gerador síncrono.

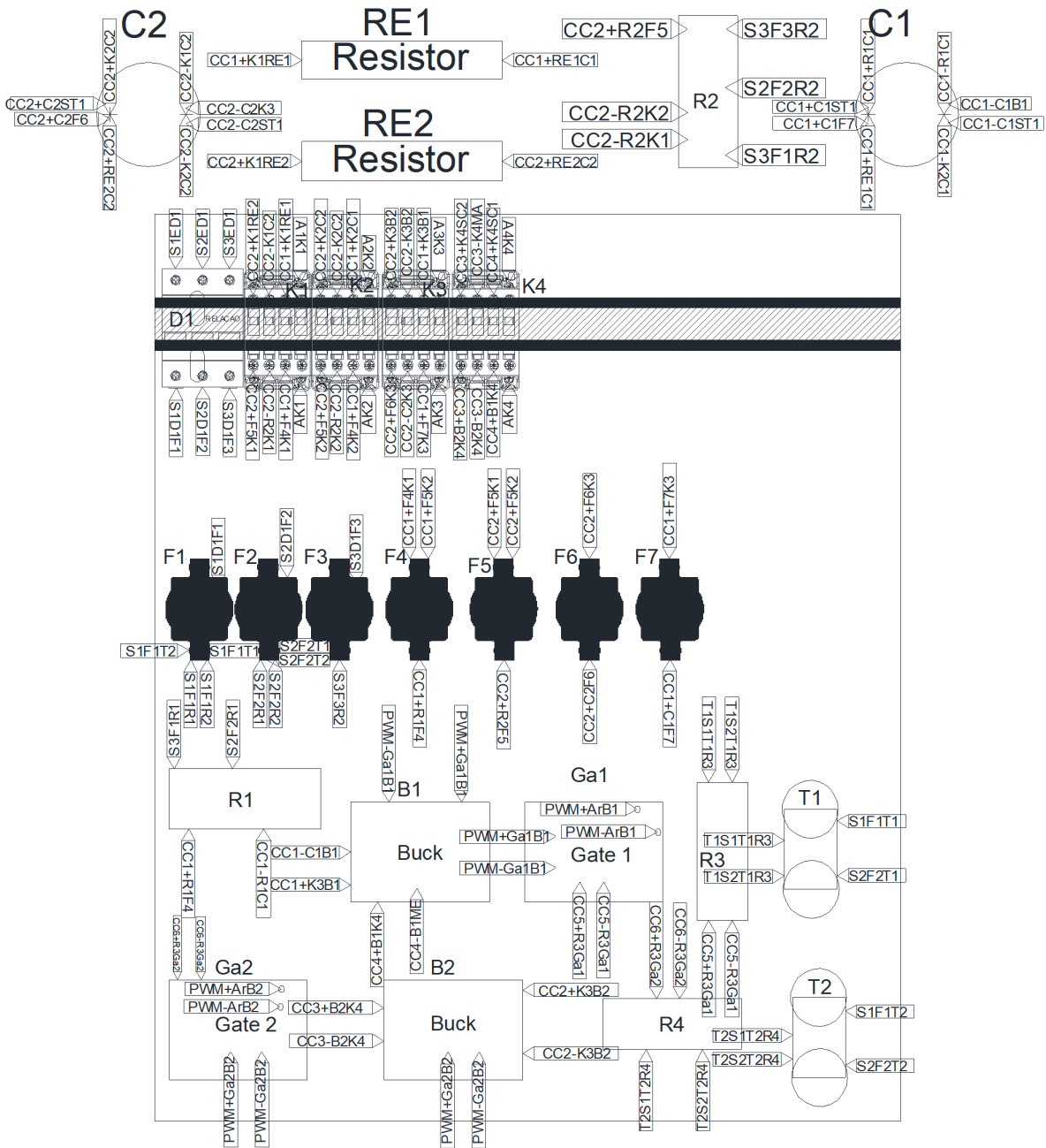


Figura B.11: Ligação do circuito que alimenta o motor de corrente contínua

A Figura B.11 apresenta a componente que alimenta o motor de corrente contínua. O quadro é formado por quatro contadoras que são acionadas por relés comandados pelo *Arduino Due* para seguir os passos apresentados pelos algoritmos de emulação. São utilizados quatro retificadores de onda completa, R1, é um retificador bifásico que alimenta o buck do campo do motor e do gerador, R2, é um retificador trifásico que alimenta buck

do enrolamento de armadura do motor de corrente contínua e os retificadores R3 e R4 alimentam os circuitos *gate drive* responsáveis por isolar o circuito de potência do circuito de controle.

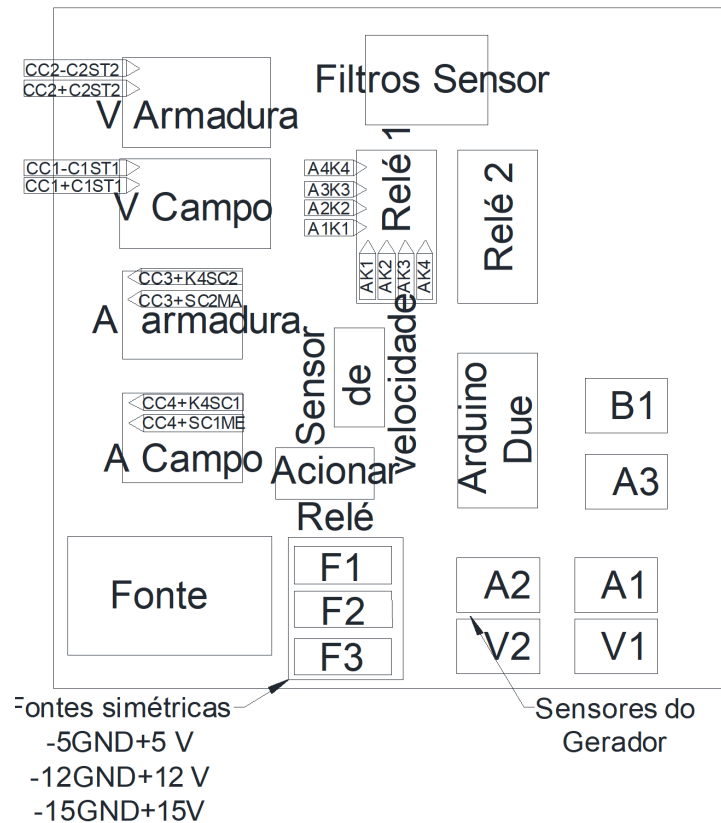


Figura B.12: Sistema de acionamento do MCC

O segundo componente do quadro é apresentado na Figura B.12 que é responsável por abrigar os sensores, o *Arduino Due* e os relés utilizados no processo de emulação. Foram utilizadas quatro fontes DC, a primeira é uma fonte chaveada de 22 V que alimentava as fontes simétricas responsáveis por alimentar os sensores e relés utilizados neste trabalho. Dois sensores de tensão foram utilizados para medir a tensão dos capacitores que alimentavam os bucks que alimentavam a armadura, o campo do MCC e o campo do gerador síncrono. Foram utilizados quatro sensores para medir as grandezas da armadura do gerador, A1 e A2 são sensores de corrente utilizados para determinar as correntes de armadura, $I_a(t)$ e $I_c(t)$, e os sensores de tensão utilizados para medir as tensões de linha $V_{ab}(t)$ e $V_{cb}(t)$.

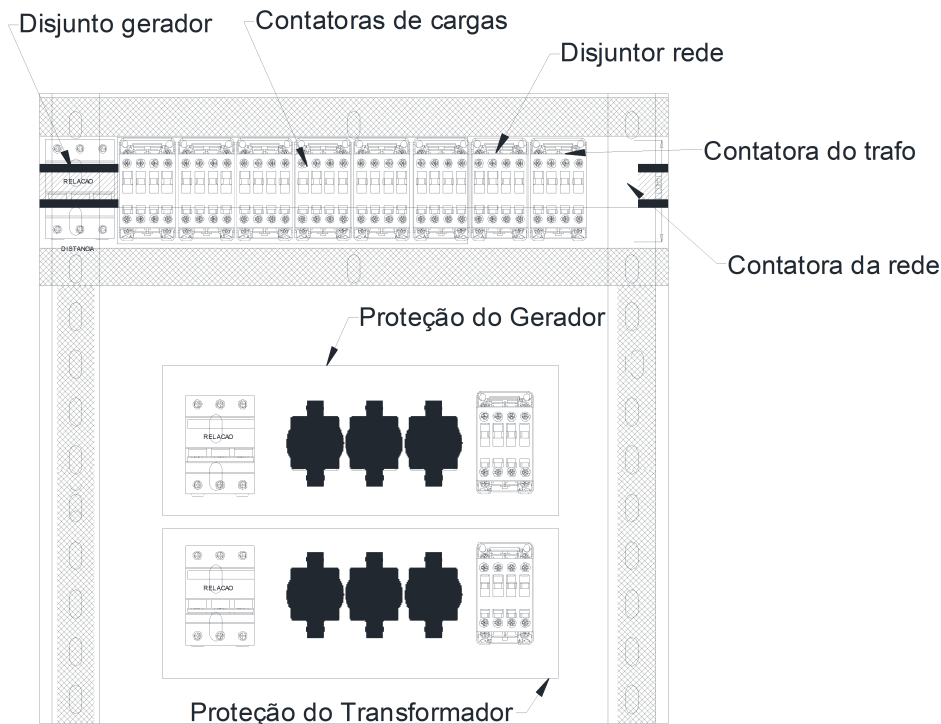


Figura B.13: Sistema de acionamento do MCC

O ultimo componente apresentado na Figura B.13 é formado por contadoras, disjuntores e fusíveis, para conectar o gerador síncrono às cargas, transformador, linha de transmissão e barramento infinito. As contadoras na parte superior são utilizadas para conectar o transformador às cargas e ao barramento infinito e o circuito apresentado na parte central é utilizado para conectar o gerador ao transformador e para ligar o transformador às contadoras da parte superior do circuito.

B.6 Código da interface e do firmware do arduino Due

A interface foi realizada em python e utiliza a biblioteca de jogos pygame em conjunto com a biblioteca de comunicação Serial pyserial. A biblioteca de jogos foi utilizada para imprimir as imagens e receber as entradas do usuário enquanto a pyserial era utilizada na comunicação entre o Arduino e o computador. Os códigos podem ser obtidos na página <https://github.com/neijunior1995/Sistema-de-Emula-o/tree/Interface>, para verificação e reprodução do sistema de emulação, além disso, as atualizações serão adicionadas nesse diretório.

Apêndice C

Trabalhos Publicados

Souza e Souza, V., Ayres Júnior, F. A. de C., Landau Paiva de Medeiros, R., da Silva Cruz, H., Andrade Conceição, L. M., Lima de Oliveira, M. R., Mendonça, R., Silva Farias, N. J. Da. (2019). Construção de um sistema de monitoramento de grandezas elétricas aplicadas em um motor de indução bifásico. <https://doi.org/10.17648/sbai-2019-111517>

Monteiro da Silva, C. S., Gomes dos Reis, H. C., Silva Farias, N. J. Da, Ayres Júnior, F. A. de C., Landau Paiva de Medeiros, R., Mendonça, R. (2019). Investigação de Controle de Ordem Fracionária Aplicada ao Problema de Regulação de Velocidade de Turbina Hidráulica de 2kVA. 2011, 1954–1960. <https://doi.org/10.17648/sbai-2019-111425>

Gomes dos Reis, H. C., Monteiro da Silva, C. S., Ayres Júnior, F. A. de C., Landau Paiva de Medeiros, R., Edgar Chaves Filho, J., Mendonça, R., Silva Farias, N. J. Da. (2019). Investigação de Técnicas de Controle de Ordem Fracionária Aplicados ao Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em um Sistema Elétrico de Potência em Escala Reduzida. 2764–2769. <https://doi.org/10.17648/sbai-2019-111558>