

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
FACULDADE DE ENGENHARIA – CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RONALD EDER CHÁVEZ PALOMINO

**CONTROLADOR HÍBRIDO PID-FUZZY BASEADO NA INFERÊNCIA TAKAGI-
SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO E DE FREQUÊNCIA**

Ilha Solteira
2019

RONALD EDER CHÁVEZ PALOMINO

CONTROLADOR HÍBRIDO PID-FUZZY BASEADO NA INFERÊNCIA TAKAGI-SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO E DE FREQUÊNCIA

Dissertação apresentada submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira da UNESP, como parte dos requisitos para a obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*.

Área de concentração: Automação.

Prof. Dr. Carlos Roberto Minussi

Orientador

Ilha Solteira
2019

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

C564c Chávez Palomino, Ronald Eder.
Controlador híbrido PID-*Fuzzy* baseado na inferência Takagi-Sugeno para a regulação de tensão e de frequência / Ronald Eder Chávez Palomino. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2019
227 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2019

Orientador: Carlos Roberto Minussi
Inclui bibliografia

1. Estabilidade do ângulo do rotor. 2. Estabilidade de frequência. 3. Estabilidade de tensão. 4. Sistema de Excitação. 5. Sistema elétrico de potência. 6. Máquinas síncronas.


Raiane da Silva Santos



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Câmpus de Ilha Solteira

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Controlador Híbrido PID-Fuzzy baseado na inferência Takagi-Sugeno para a Regulação de Tensão e de Frequência

AUTOR: RONALD EDER CHÁVEZ PALOMINO

ORIENTADOR: CARLOS ROBERTO MINUSSI

COORIENTADOR: MAURO DE SOUZA TONELLI NETO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ROBERTO MINUSSI
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. DILSON AMANCIO ALVES
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Profa. Dra. SANDRA CRISTINA MARCHIORI DE BRITO
Departamento de Matemática e Estatística / Universidade Federal do Mato Grosso do Sul

Ilha Solteira, 12 de fevereiro de 2019

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, por ter-me abençoado em cada momento da minha vida e em especial por ter permitido conhecer este esplêndido país, Brasil.

Agradeço, a todos meus familiares, amigos, professores e funcionários da FEIS-UNESP, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial, dedico meus agradecimentos:

- A meus pais Felix e Delia, pelo apoio, compreensão, ajuda e, em especial, por todo carinho ao longo deste percurso;
- Aos meus irmãos John e Ivan, pelo amor, apoio, confiança e incentivo em todos os momentos;
- A meu avô Prudencio Palomino, por desistir de tudo por amor a Deus e ser um exemplo da minha vida;
- Ao Dr. Carlos Roberto Minussi, pela dedicação, incentivo, paciência, confiança e amizade durante a orientação;
- Aos companheiros do SINTEL – Laboratório de Sistemas Inteligentes, pelo convívio e pelo apoio.
- O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001

“Tudo posso naquele que me fortalece”

Filipenses 4:13

RESUMO

Nesta pesquisa apresentam-se os principais conceitos gerais de estabilidade elétrica, assim como suas divisões e classificações, onde são desenvolvidas as condições de operação de um sistema elétrico de potência, que são relevantes nos estudos de estabilidade angular do rotor, tensão e frequência. Para os estudos de estabilidade da frequência e de tensão é preciso conhecer os equipamentos como os reguladores de tensão e frequência, em consequência é apresentada a modelagem matemática de vários componentes dinâmicos como o sistema de excitação, estabilizador do sistema de potência (PSS), sistema de regulação de velocidade, sistema de regulação de tensão (AVR), máquina síncrona, turbina a vapor e turbina hidráulica. É necessário a modelagem de eles para projetar seus respectivos controladores. Nesta pesquisa também se faz a introdução ao controlador *Fuzzy* e controlador PID convencional assim como os métodos de sintonia, depois projetamos um controlador que combine os dois controladores e tenha mais vantagens como o controlador híbrido PID-*Fuzzy*. Depois de desenvolver a modelagem do regulador de tensão e frequência, fazemos o projeto do controlador PID-*Fuzzy*, previamente projetado o controle PID. As simulações dos sistemas de regulação de tensão e frequência sem controlador, com controlador PID e com controlador PID-*Fuzzy* foram realizadas aplicando a ferramenta computacional de Matlab-Simulink no domínio do tempo contínuo e as respostas foram investigadas e discutidas.

Palavras-chave: Estabilidade do ângulo do rotor. Estabilidade de frequência. Estabilidade de tensão. Sistema de excitação. Sistema elétrico de potência. Máquinas síncronas. Turbina hidráulica. Turbina a vapor. Controlador PID. Controlador *Fuzzy*. Takagi-Sugeno. Controlador híbrido PID-*Fuzzy*.

ABSTRACT

This research presents the main general concepts of electrical stability, as well as their divisions and classifications, where the operating conditions of an electrical power system are developed, which are relevant in the studies of angular stability of the rotor, voltage and frequency. For frequency and voltage stability studies it is necessary to know equipment such as voltage and frequency regulators, consequently the mathematical modeling of several components is presented as dynamic as the excitation system, power system stabilizer (PSS), speed regulation system, voltage regulation system (AVR), synchronous machine, steam turbine and hydraulic turbine. We need the modeling of them to design their respective controllers. In this investigation we also do the introduction to the Fuzzy controller and conventional PID controller as well as the tuning methods then we designed a controller that combines the two controllers and has more advantages as the hybrid PID-Fuzzy controller. After developing the modeling of the voltage and frequency regulator, we design the PID-Fuzzy controller, previously designed the PID control. The simulations of the voltage and frequency regulation systems without controller, with PID controller and with PID-Fuzzy controller were performed applying the Matlab-Simulink computational tool in the continuous time domain and the answers were investigated and discussed.

Keywords: Stability of rotor angle. Frequency stability. Stability of tension. Excitation system. Electrical power system. Synchronous machines. Hydraulic turbine Steam turbine. PID controller. Fuzzy controller. Takagi-Sugeno. PID-Fuzzy hybrid controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Visão geral do sistema elétrico de potência	33
Figura 2 – Usina elétrica	35
Figura 3 – Evolução ao longo do tempo da frequência quando há desconexão da unidade TV21 da usina térmica Ilo Peru de 134,88 MW	37
Figura 4 – Evolução ao longo do tempo da tensão quando há desconexão da unidade TV21 da usina térmica Ilo Peru de 134,88 MW	38
Figura 5 – Classificação da estabilidade do sistema elétrico de potência	41
Figura 6 – Máquina síncrona em função do torque eletromagnético e ângulo de carga	39
Figura 7 – Máquina síncrona rotacional	44
Figura 8 – Balanço de potencias na máquina síncrona	45
Figura 9 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_D > 0$ e $\Delta T_S > 0$	46
Figura 10 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_D < 0$ e $\Delta T_S > 0$	47
Figura 11 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_S < 0$	47
Figura 12 – Evolução ao longo do tempo da tensão na barra de 220 kV da subestação San Juan Peru	49
Figura 13 – Resposta do ângulo do rotor a uma perturbação transitória	51
Figura 14 –Potência ativa, tensão e corrente ao longo de tempo na linha de transmissão L-2054 Cotaruse-Socabaya Peru	52
Figura 15 –Linha de transmissão L-2051, L-2052, L-2053 e L-2054 Peru	55
Figura 16 –Frequência ao longo de tempo na linha de transmissão L-2051 e L-2052 Peru	55
Figura 17 –Tensão ao longo de tempo quando a demanda aumenta na subestação San Juan 10-04-2002 Peru	58
Figura 18 –Frequência ao longo de tempo quando a demanda aumenta na subestação San Juan 10-04-2002 Peru	59
Figura 19 –Estrutura básica geral do gerador integrado com outros mecanismos	62
Figura 20 – Partes principais das máquinas síncronas	63
Figura 21 –Enrolamentos amortecedores colocado nos pólos	64

Figura 22 – Tipos de rotor nas máquinas síncronas	65
Figura 23 – Representação do circuito do rotor-estator	66
Figura 24 – Modelo $d-q$ do gerador síncrono	66
Figura 25 – Circuito de análise de indução mútua	68
Figura 26 – Convenção de signos dependentes da posição dos eixos $d-q$ na equação (4.2)	68
Figura 27 – Variação geral de H dos turbogeradores (a) e geradores hidráulicos (b) respeito à potência	73
Figura 28 – Posição dos eixos $d-q$ com respeito ao eixo de referência	75
Figura 29 – Reatância operacional equivalente no eixo direito d e no eixo de quadratura q	79
Figura 30 – Representação do diagrama fasorial do gerador síncrono sem enrolamentos amortecedores	82
Figura 31 – Circuito equivalente operacional no eixo direito d sem enrolamento amortecedor	84
Figura 32 – Circuito equivalente operacional no eixo direito q . sem enrolamento amortecedor	84
Figura 33 – Circuito equivalente operacional no eixo direito d	85
Figura 34 – Circuito equivalente operacional no eixo de quadratura q	86
Figura 35 – Circuitos equivalentes operacionais sem enrolamento amortecedor	87
Figura 36 – Representação do diagrama fasorial transitório do gerador síncrono (sem enrolamentos amortecedores)	88
Figura 37 – Circuitos equivalentes operacionais com enrolamento amortecedor IQ	90
Figura 38 – Circuitos equivalentes operacionais com enrolamento amortecedor IQ	92
Figura 39 – Equações da máquina acopladas com as equações da rede	94
Figura 40 – Diagrama de blocos funcionais gerais do sistema de controle de excitação	95
Figura 41 – Modo de oscilação local	97
Figura 42 – Sinais comumente usados pelos PSS: ΔP (a), Δw (b) e Δf (c)	97
Figura 43 – Modo de oscilação Inter área	98
Figura 44 – Modo de oscilação Inter área	98
Figura 45 – Curvas de capacidade do gerador síncrono	99
Figura 46 – Excitador Rotativo DC	100
Figura 47 – Excitador Rotativo AC: (a) Excitador AC com diodos estacionários e (b) Excitador AC com diodos rotativos “Brushless”.	101

Figura 48 – Excitador Estático	101
Figura 49 – Circuito do excitador DC	102
Figura 50 – Diagrama de blocos do excitador DC (Característica linear)	103
Figura 51 – Característica de saturação do excitador	103
Figura 52 – Diagrama de blocos do excitador DC (Característica Real)	104
Figura 53 – Diagrama de blocos do excitador AC	105
Figura 54 – Diagrama de blocos do sistema de retificação	105
Figura 55 – Diagrama de blocos dos amplificadores	106
Figura 56 – Diagrama funcionais gerais do sistema de controle de excitação fazendo referência ao estabilizador do sistema de excitação	106
Figura 57 – Diagrama de blocos do estabilizador do sistema de excitação	107
Figura 58 – Diagrama de blocos dos amplificadores	108
Figura 59 – Diagrama de blocos funcionais gerais do sistema de controle de excitação	108
Figura 60 – SERT-DC1A	109
Figura 61 – SERT-AC1A	110
Figura 62 – SERT-AC4A (ESTÁTICO)	110
Figura 63 – Blocos do SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação	111
Figura 64 – SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação, sujeita a vários ganhos	111
Figura 65 – Blocos do SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação com bloco de avanço ou atraso	112
Figura 66 – SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação com bloco de avanço ou atraso	112
Figura 67 – Blocos do SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação	113
Figura 68 – SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação, sujeita a vários ganhos K_F	113
Figura 69 – Blocos do SERT -AC4A (ESTÁTICA) sem redução de ganho transitório	114
Figura 70 – Blocos do SERT -AC4A (ESTÁTICA) com redução de ganho transitório	114
Figura 71 – SERT-AC4A (Estática) sem/com redução de ganho transitório Vs. SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação $K_F = 0.03$	115
Figura 72 – Os principais elementos de um PSS	116
Figura 73 – Estabilizador de sistema de potência tipo 1A (PSS-1A)	117

Figura 74 – Estabilizador de sistema de potência tipo 2B (PSS-2B)	117
Figura 75 – Diagrama de blocos da regulação de velocidade de uma unidade isolada	119
Figura 76 – Instalações associadas a uma turbina hidráulica	120
Figura 77 – Bloco de função de transferência de turbina hidráulica	120
Figura 78 – Bloco de função de transferência da turbina hidráulica ideal sem perdas	124
Figura 79 – Bloco de função de transferência da turbina hidráulica não ideal sem perdas	125
Figura 80 – Diagrama de blocos da turbina com variação de T_W	126
Figura 81 – Resposta da potência mecânica com a variação de T_W	127
Figura 82 – Regulador de velocidade isócrona	128
Figura 83 – Diagrama de bloco do regulador de velocidade isócrona	129
Figura 84 – Regulador com queda de velocidade e estatismo transitório e permanente	130
Figura 85 – Diagrama de blocos do regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente	130
Figura 86 – Regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente com variação do estatismo transitório	131
Figura 87 – Diagrama de blocos do regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente	132
Figura 88 – Diagrama de blocos da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando carga de 5%	133
Figura 89 – Resposta da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando um aumento de carga de 5%	134
Figura 90 – Resposta da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando uma diminuição de carga de 5%.	134
Figura 91 – Resposta da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando passo de carga de - 5% variando H	135
Figura 92 – Resposta da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando passo de carga de - 5% variando T_W	135
Figura 93 – Resposta da usina de um sistema isolado em vácuo aplicando passo de carga de - 5% variando R_t	137
Figura 94 – A estrutura de uma turbina a vapor	138
Figura 95 – Bloco de função de transferência de uma turbina a vapor	139
Figura 96 – Controle de velocidade (simplificado) em uma turbina a vapor	140
Figura 97 – Diagrama de blocos da turbina de vapor (a) e da turbina hidráulica (b)	141

Figura 98 – Resposta da turbina de vapor vs. turbina hidráulica	141
Figura 99 – Subconjuntos difusos	144
Figura 100 – Interseção de conjuntos difusos	144
Figura 101 – União de conjuntos difusos	145
Figura 102 – Complementar de conjuntos difusos	145
Figura 103 – Função de pertinência <i>singleton</i>	146
Figura 104 – Função de pertinência corte	146
Figura 105 – Função de pertinência triangular	147
Figura 106 – Função de pertinência trapezoidal	147
Figura 107 – Função de pertinência Gaussiana	148
Figura 108 – Função de pertinência sino Generalizada	148
Figura 109 – Função de pertinência sigmoide	149
Figura 110 – Relação difusa	149
Figura 111 – Produto cartesiano	150
Figura 112 – Composição Relação-Conjunto difuso	151
Figura 113 – Estrutura de um controlador difuso	153
Figura 114 – Estrutura dos sistemas baseados em regras difusas	154
Figura 115 – Fuzzificação de diferentes tipos de funções de pertinência	157
Figura 116 – Defuzzificação pelo método do princípio da máxima pertinência	158
Figura 117 – Defuzzificação pelo método do centroide	158
Figura 118 – Defuzzificação pelo método do peso médio	159
Figura 119 – Defuzzificação pelo método do centro dos máximos	159
Figura 120 – Fuzzificação dos conjuntos singleton A' e B'	161
Figura 121 – Modelo de inferência Mamdani	162
Figura 122 – Modelo de inferência Takagi-Sugeno-Kant	163
Figura 123 – Modelo de inferência Tsukamoto	165
Figura 124 – Componentes típicos num laço de controle	167
Figura 125 – Modelo de diagrama de laço fechado usando termos de transformação de Laplace	167
Figura 126 – Entradas e saídas do controlador	168
Figura 127 – Arquitetura serie do controlador PID	171
Figura 128 – Arquitetura paralela do controlador PID	171
Figura 129 – Arquitetura paralela com filtro derivativo no controlador PID	172
Figura 130 – Controle PID de uma planta	174

Figura 131 – Resposta ao grau unitário de uma planta	175
Figura 132 – Sistema de malha fechada com um controlador proporcional	176
Figura 133 – Oscilação $c(t)$ sustentada com período P_{cr} (P_{cr} é medido em segundos)	176
Figura 134 – Classificação do controladores PID- <i>Fuzzy</i>	178
Figura 135 – Estrutura do controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i>	178
Figura 136 – Definição gráfica das funções de pertinência para variáveis difusas, $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ e $u(t)$	181
Figura 137 – Representação da memória associativa difusa do cubo fatiado da base de conhecimento	182
Figura 138 – As oito regras de ativação	183
Figura 139 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A	187
Figura 140 – SERT-DC1A sem controlador	187
Figura 141 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A com controlador PID	188
Figura 142 – SERT-DC1A com controlador PID	189
Figura 143 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A com controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i>	189
Figura 144 – Respostas dos controladores (a) Controlador com 3 funções de pertinência e (b) Controlador com 5 funções de pertinência	192
Figura 145 – Representação de memória associativa difusa de cubos e representações de memória associativa difusa de cubo segmentado	192
Figura 146 – Funções de pertinência das variáveis <i>fuzzy</i> (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o SERT-DC1A	194
Figura 147 – A vista da superfície de controle do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o SERT-DC1A	194
Figura 148 – SERT-DC1A com controlador PID e PID- <i>Fuzzy</i> para o SERT-DC1A	195
Figura 149 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução de ganho transitório	196
Figura 150 – SERT-AC4A com redução de ganho transitório sem controlador	196
Figura 151 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID	197
Figura 152 – SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID	198
Figura 153 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i>	199
Figura 154 – Funções de pertinência das variáveis <i>fuzzy</i> (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o SERT-AC4A com redução de	

ganho transitório	201
Figura 155 – A vista da superfície de controle do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o SERT-AC4A	201
Figura 156 – SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID e PID- <i>Fuzzy</i>	202
Figura 157 – Diagrama de blocos do regulador da turbina hidráulica	203
Figura 158 – Regulador da turbina hidráulica sem controlador	204
Figura 159 – Diagrama de blocos do regulador da turbina hidráulica com controlador PID	205
Figura 160 – Regulador da turbina hidráulica com controlador PID	206
Figura 161 – Diagrama de blocos do regulador da turbina hidráulica com controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i>	207
Figura 162 – Funções de pertinência das variáveis <i>fuzzy</i> (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o regulador da turbina hidráulica	208
Figura 163 – A vista da superfície de controle do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o regulador da turbina hidráulica	209
Figura 164 – Regulador da turbina hidráulica com controlador PID e PID- <i>Fuzzy</i>	210
Figura 165 – Controles simplificados do regulador de frequência da turbina Francis	210
Figura 166 – Diagrama de blocos do regulador da turbina a vapor	211
Figura 167 – Regulador da turbina a vapor sem controlador	212
Figura 168 – Diagrama de blocos do regulador da turbina a vapor com controlador PID	213
Figura 169 – Regulador da turbina a vapor com controlador PID	214
Figura 170 – Diagrama de blocos do regulador da turbina a vapor com controlador PID- <i>Fuzzy</i>	215
Figura 171 – Funções de pertinência das variáveis <i>fuzzy</i> (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o regulador da turbina de vapor	216
Figura 172 – A vista da superfície de controle do controlador PID- <i>Fuzzy</i> para o regulador da turbina a vapor	217
Figura 173 – Regulador da turbina a vapor com controlador PID e PID- <i>Fuzzy</i>	218

LISTA DE QUADROS

Quadro 1: Conexão direta à rede AC das usinas de geração elétrica	36
Quadro 2 – Regras básicas para a sintonização de controladores PID	173

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Intervalo de constantes de inércia para vários tipos de máquinas síncronas	73
Tabela 2 – Valores típicos dos parâmetros dos geradores síncronos	93
Tabela 3 – Valores típicos dos parâmetros dos geradores	125
Tabela 4 – Valores típicos dos modelos de turbina térmica a vapor	139
Tabela 5 – Valores típicos dos modelos de turbina térmica a vapor	140
Tabela 6 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada na resposta ao degrau da planta (primeiro método).	175
Tabela 7 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K_{cr} e no período crítico P_{cr} (segundo método)	176
Tabela 8 – Tabela de regras do controlador PID- <i>Fuzzy</i>	193

LISTA DE ABREVIACOES E SIGLAS

AC	Corrente Alternada.
AVR	Regulador Automático de Tensão.
COG	Centro de Gravidade
DC	Corrente Continua.
FACTS	Sistemas de Transmissão Flexíveis de Corrente Alternada.
fem	Força eletromotriz induzida.
FLC	Controlador Lógico Difuso
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
MOM	Meio-da-Máxima
LTI	Sistemas lineares invariante do tempo
SISO	Simple Entradas e Simple Saídas
OEL	Limite de sobre-excitao.
PSS	Estabilizador de Sistema de Potência.
pu	Sistema por unidade.
SEP	Sistema Elétrico de Potência.
SIL	Potência natural da linha de transmissão.
UEL	Limite de sub-excitao.
FLC	Controladores de lógica difusa ou de logica <i>fuzzy</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_L	Capacitância da linha de transmissão
D	Coefficiente mecânico por fricção e ventilação da máquina
E_o	Tensão induzida pelo estator, causado pela excitação do rotor
J	Momento de inércia da máquina das massas rotativas
K_s	Coefficiente do torque de sincronização
L_L	Indutância da linha de transmissão
P	Potência ativa
P_{em}	Potência eletromagnética ou potência de carga
P_m	Potência mecânica
Q	Potência reativa
t	Tempo
T_{ac}	Torque acelerador
T_{am}	Torque amortecedor
T_{em}	Torque eletromagnético
T_m	Torque mecânico
V	Tensão nos terminais do estator
V_{L-L}	Tensão entre fases da linha de transmissão
w_r	Velocidade angular do rotor da máquina
X_s	Reatância síncrona
Z_c	Impedância Característica
θ	Ângulo do rotor medido respeito a uma referência
δ	Ângulo de carga
δ_{max}	Ângulo de carga máximo
δ_o	Ângulo de carga do ponto de operação
ΔT_D	Variação do torque de amortecimento
ΔT_{em}	Variação do torque eletromagnético
ΔP_m	Potência mecânica por fricção e ventilação da máquina
ΔT_s	Variação do torque de sincronização
$\Delta \delta$	Variação do ângulo de carga
a	Aceleração da massa da água
A	Área transversal do conduto forçado

E_f	Força eletromotriz de campo produzida pela corrente do campo i_f
E_{fd}	Força eletromotriz induzida de campo do gerador síncrono
E_q	Tensão proporcional no eixo q
E'	Tensão proporcional transitória
E'_d	Tensão proporcional transitória no eixo d
E'_q	Tensão proporcional transitória no eixo q
E''_d	Tensão proporcional subtransitória no eixo d
E''_q	Tensão proporcional subtransitória no eixo q
F_{HP}	Fração da potência total gerada pelo estágio de alta pressão da turbina
F_{LP}	Fração da potência total gerada pelo estágio de baixa pressão da turbina;
F_{IP}	Fração da potência total gerada pelo estágio de pressão intermediária da turbina;
g	Aceleração da gravidade
G	Posição do distribuidor
G_{ae}	Indutância rotacional da máquina
h	Diferença de potencial gravitacional
H	Constante de tempo de inércia da máquina síncrona
I_B	Corrente base
i_d	Corrente no eixo direto d do enrolamento d
i_e	Corrente de campo da entrada do excitador
i_f	Corrente no eixo direto d do enrolamento de excitação f
i_g	Corrente gerada
i_q	Corrente no eixo direito q do enrolamento q
i_1	Corrente do enrolamento 1
i_{1D}	Corrente no eixo direto d do enrolamento amortecedor 1D
i_{1Q}	Corrente no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
i_2	Corrente do enrolamento 2
i_{2Q}	Corrente no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
\vec{I}	Fasor corrente da máquina
K_A	Ganho do amplificador
K_D	Ganho da reação de armadura da excitatriz AC
K_E	Ganho do excitador
K_F	Ganho do estabilizador do sistema de excitação

K_S	Ganho de servo
K_u	Constante de proporcionalidade
K_1	Ganho de válvula piloto
K_2	Ganho de servomotor
L	Comprimento do conduto forçado
L_{ad}	Indutância magnetizante no eixo direto d
L_{aq}	Indutância magnetizante no eixo quadratura q
$L_{a\sigma}$	Indutância de dispersão no eixo direto e quadratura dos enrolamentos d e q
L_d	Indutância magnetizante no eixo direto d do enrolamento d
L_f	Indutância magnetizante no eixo direto d do enrolamento de excitação f
L_{fd}	Indutância de campo
$L_{f\sigma}$	Indutância de dispersão no eixo direto d do enrolamento de excitação f
L_q	Indutância magnetizante no eixo quadratura q do enrolamento q
L_1	Indutância do enrolamento 1
L_{1D}	Indutância magnetizante no eixo direto d do enrolamento amortecedor 1D
$L_{1D\sigma}$	Indutância de dispersão no eixo direto d do enrolamento amortecedor 1D
L_{1Q}	Indutância magnetizante no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
L_2	Indutância do enrolamento 2
L_{2Q}	Indutância magnetizante no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
$L_{1Q\sigma}$	Indutância de dispersão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
$L_{2Q\sigma}$	Indutância de dispersão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
m	Massa da água
M_{21}	Indutância mutua do enrolamento 2 em o enrolamento 1
p	Operador diferencial
P_g	Potência ativa gerada
P_{max}	Potência ativa máxima
P_{min}	Potência ativa mínima
P_p	Potência de perdas por fricção e ventilação da máquina
Q_g	Potência reativa gerada
Q_{max}	Potência reativa máxima
Q_{min}	Potência reativa mínima
r_a	Resistencia de armadura do estator

r_f	Resistencia no eixo direto d de excitação f
r_{fd}	Resistencia de campo
R_t	Estatismo transitório
R_p	Estatismo permanente ou velocidade de regulação
r_1	Resistencia do enrolamento 1
r_{1D}	Resistencia no eixo direto d de amortecimento $1D$
r_{1Q}	Resistencia no eixo quadratura q de amortecimento $1Q$
r_{2Q}	Resistencia no eixo quadratura q de amortecimento $2Q$
r_2	Resistencia do enrolamento 2
S_B	Potência nominal base
T_A	Constante de tempo do amplificador
T_B	Torque base e constante de tempo B do bloco redutor de ganho transitório
T_C	Constante de tempo C do bloco redutor de ganho transitório
T_{CH}	Constante de tempo associada à câmara de vapor
T_{CO}	Constante de tempo associada ao <i>crossover piping</i>
T_e	Constante de tempo
T_E	Constante de tempo do excitador
T_F	Constante de tempo do estabilizador do sistema de excitação e constante de tempo do servomotor
T_G	Constante de tempo do distribuidor
T_R	Constante de tempo do transdutor de tensão, reinicialização ou compensador de carga
T_{RH}	Constante de tempo associada ao reaquecedor
T_W	Constante de tempo de inércia da água nos condutos forçados
T'_{do}	Constante de tempo transitória no eixo d
T'_{qo}	Constante de tempo transitória no eixo q
T''_{do}	Constante de tempo subtransitória no eixo d
T''_{qo}	Constante de tempo subtransitória no eixo q
U	Velocidade da água no conduto
v_B	Tensão nominal base
v_d	Tensão no eixo direto d do enrolamento d
v_f	Tensão no eixo direto d do enrolamento de excitação f

v_q	Tensão no eixo quadratura q do enrolamento q
v_r	Tensão de saída do regulador de tensão
v_1	Tensão do enrolamento 1
v_{1D}	Tensão no eixo direito d do enrolamento amortecedor 1D
v_{1Q}	Tensão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
v_2	Tensão do enrolamento 2
v_{2Q}	Tensão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
\vec{V}	Fasor tensão de armadura nos terminais da máquina
w	Velocidade angular
w_B	Frequência angular elétrica base
w_r	Velocidade angular do rotor da máquina
w_0	Velocidade síncrona da máquina
x	Reatância síncrona nominal
x_{ad}	Reatância síncrona no eixo direto d
x_{aq}	Reatância síncrona no eixo quadratura q
$x_{a\sigma}$	Reatância de dispersão no eixo direto d
x_d	Reatância síncrona no eixo direto d do enrolamento d
x_f	Reatância síncrona no eixo direto d do enrolamento de excitação f
$x_{f\sigma}$	Reatância de dispersão no eixo direto d do enrolamento de excitação f
x_q	Reatância síncrona no eixo quadratura q do enrolamento q
x'_d	Reatância transitória no eixo d
x'_q	Reatância transitória no eixo q
x''_d	Reatância subtransitória no eixo d
x''_q	Reatância subtransitória no eixo q
x_{1D}	Reatância síncrona no eixo direto d do enrolamento amortecedor 1D
$x_{1D\sigma}$	Reatância de dispersão no eixo direto d do enrolamento amortecedor 1D
x_{1Q}	Reatância síncrona no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
$x_{1Q\sigma}$	Reatância de dispersão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 1Q
x_{2Q}	Reatância síncrona no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
$x_{2Q\sigma}$	Reatância de dispersão no eixo quadratura q do enrolamento amortecedor 2Q
Z_B	Impedância base
ΔP_c	Variação da potência controlada

ΔP_{em}	Variação da potência eletromecânica ou potência de carga
ΔP_m	Variação da potência mecânica
$\Delta \omega$	Variação da velocidade ou frequência angular
ρ	Densidade da água
ψ_1	Fluxo concatenado 1
ψ_2	Fluxo concatenado 2
ψ_d	Fluxo concatenado no eixo d
ψ_q	Fluxo concatenado no eixo q
ψ_f	Fluxo concatenado no eixo direto d de excitação f
ψ_{1D}	Fluxo concatenado no eixo direto d de amortecimento $1D$
ψ_{1Q}	Fluxo concatenado no eixo quadratura q de amortecimento $1Q$
ψ_{2Q}	Fluxo concatenado no eixo quadratura q de amortecimento $2Q$
ψ_B	Fluxo concatenado base
B	Coefficiente de polarização
N	Filtro derivativo
K_P	Ganho do sistema de potência
K_R	Ganho de reaquecimento
T_{ij}	Coefficiente de sincronização de potência
T_P	Constante de tempo do sistema de potencia
T_R	Constante de tempo de reaquecimento
T_T	Constante de tempo da turbina a vapor
ΔP_c	Variação da potência controlada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	MOTIVAÇÃO.....	29
1.1.1	Relevância do tema	29
1.1.2	Objetivos	30
1.1.3	Contribuições do trabalho	30
1.2	ESTRUTURA DA PESQUISA	30
2	CONCEITOS GERAIS DE ESTABILIDADE ELÉTRICA	32
2.1	SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	33
2.1.1	Ponto de funcionamento ou condição de operação de um SEP	34
2.1.2	Condição de operação referente ao estado estacionário de um SEP	34
2.1.3	Operação síncrona.	34
2.1.4	Perturbação.....	36
2.1.4.1	Pequenas perturbações.....	36
2.1.4.2	Grandes perturbações	36
3	ESTABILIDADE DE UM SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA	39
3.1	ESTABILIDADE DO ÂNGULO DO ROTOR	41
3.1.1	Torque em geradores síncronos.....	42
3.1.2	Estabilidade de Regime Permanente	48
3.1.3	Estabilidade transitória	50
3.2	ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA	53
3.3	ESTABILIDADE DE TENSÃO.....	56
4	MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA	60
4.1	COMPONENTES DA UNIDADE DE GERAÇÃO.....	61
4.2	MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA	62

4.2.1	Simplificações essenciais em estudos de grandes sistemas.....	77
4.2.2	Circuitos operacionais equivalentes dos geradores síncronos.....	79
4.2.3	Reatâncias transitórias e subtransitórias da máquina síncrona.....	85
4.2.4	Modelos transitórios e subtransitórios dos geradores síncronos	87
4.2.5	Interface Máquina-Sistema elétrico de potência	94
4.3	SISTEMA DE EXCITAÇÃO E REGULAÇÃO DA TENSÃO.....	94
4.3.1	Componentes e Performances do Sistema de Controle de Excitação	95
4.3.2	Excitatriz eletromecânica	100
4.3.3	Noções da modelagem dos sistemas de excitação e regulação da tensão	102
4.3.4	Modelagem do sistema de excitação	108
4.3.5	Estabilidade do sistema de excitação de laço aberto.....	110
4.4	ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (PSS)	115
4.5	SISTEMA DE REGULAÇÃO DE VELOCIDADE.....	118
4.5.1	Turbinas hidráulicas	119
4.5.2	Turbina de vapor	137
5	LÓGICA FUZZY (NEBULOSA)	142
5.1	CONJUNTOS <i>CRISP</i> E <i>FUZZY</i>	142
5.1.1	Conjuntos ordinários ou <i>Crisp</i>	142
5.1.2	Conjuntos difuso, <i>fuzzy</i> ou nebuloso	143
5.2	OPERAÇÕES ENTRE CONJUNTOS DIFUSOS.....	144
5.2.1	Subconjunto.....	144
5.2.2	Intersecção.....	144
5.2.3	União	144
5.2.4	Complementar	145
5.3	PROPRIEDADES DAS OPERAÇÕES.....	145
5.4	FUNÇÃO DE PERTINÊNCIA	146
5.4.1	Singleton.....	146

5.4.2	Conjunto corte	146
5.4.3	Triangular	147
5.4.4	Trapezoidal	147
5.4.5	Gaussiana.....	148
5.4.6	Função Sino Generalizada.....	148
5.4.7	Sigmoide.....	149
5.5	RELAÇÕES DIFUSAS	149
5.5.1	Relação difusa	149
5.5.2	Produto cartesiano	150
5.5.3	Composição	150
6	CONTROLADORES FUZZY	152
6.1	CONTROLADOR DIFUSO	153
6.1.1	Base de Conhecimento	153
6.1.2	Base de Regras	154
6.1.3	Inferência Difusa	155
6.1.4	Fuzzificação.....	156
6.1.5	Defuzzificação.....	157
6.2	MÉTODOS DE INFERÊNCIA DIFUSA	160
6.2.1	Inferência <i>fuzzy</i> Mamdani	160
6.2.2	Inferência <i>fuzzy</i> Takagi-Sugeno-Kang (TSK)	162
6.2.3	Inferência <i>fuzzy</i> Tsukamoto.....	164
7	CONTROLADOR HÍBRIDO PID- FUZZY	166
7.1	CONTROLADOR PID	166
7.1.1	Controlador PID	168
7.1.2	Estruturas de Controladores PID.....	169
7.1.3	Arquitetura dos controladores PID.....	170

7.1.4	Sintonização de controladores PID	172
7.2	CONTROLADOR HÍBRIDO PID- <i>FUZZY</i>	177
8	PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID-<i>Fuzzy</i> TAKAGI-SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA	179
8.1	PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID- <i>FUZZY</i> TAKAGI-SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO.....	186
8.1.1	Controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno para SERT tipo DC1A	186
8.1.2	Controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno para SERT tipo AC4A	195
8.2	PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID- <i>FUZZY</i> TAKAGI-SUGENO-KANG PARA A REGULAÇÃO DE FREQUÊNCIA.....	202
8.2.1	Controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno para a Turbina Hidráulica	203
8.2.2	Controlador híbrido PID- <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno para a Turbina a Vapor	211
9	PESQUISAS DESENVOLVIDAS E PROPOSTA	219
10	CONCLUSÕES	220
	REFERÊNCIAS	222

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Parafrazeando o famoso engenheiro eletricista, Charles-Steinmetz, o sistema de potência interligado de North América é a maior e mais complexa máquina inventada pelo homem. É realmente surpreendente que um sistema desse tipo tenha operado com alto grau de confiabilidade por mais de um século.

Em muitos países, dada a distância das usinas de geração aos centros de consumo, são construídas longas linhas de transmissão, o que significa que o sistema elétrico de potência (SEP) é mais propenso a apresentar oscilações eletromecânicas pouco amortecidas, que coloca em risco a estabilidade do sistema. Então, a intervenção no SEP dos controladores de tensão e de frequência desempenham um papel muito importante na estabilidade.

1.1.1 Relevância do tema

De todos os fenômenos complexos em sistemas de potência, a estabilidade do sistema de potência é a mais complicada de entender e difícil de analisar. Os sistemas de energia do século XXI apresentarão um desafio ainda mais formidável, pois são forçados a operar mais perto de seus limites de estabilidade (KUNDUR, 1994).

O problema tradicional de estabilidade foi a manutenção da operação síncrona das unidades de geração, mas a perda de estabilidade também pode ser obtida sem a perda de sincronismo, ou seja, a instabilidade pode ocorrer por causa do colapso de frequência e de tensão.

O problema da estabilidade é complexo de tal forma que o estudo dos controladores de tensão e de frequência é muito importante, isto porque os controladores têm de ter robustez e rapidez para atuar e manter a operação atendendo os limites operacionais do SEP.

1.1.2 Objetivos

A presente pesquisa, tem como objetivo apresentar as características referentes aos estudos de estabilidade de sistemas elétricos de potência. Para tanto, são apresentados, inicialmente, os conceitos gerais de estabilidade elétrica fazendo como referência à estabilidade da frequência e da tensão. A estabilidade destes sistemas é relacionada diretamente com o estudo do controle do regulador de tensão e frequência.

Em seguida, como objetivos, são obtidas as representações matemáticas dos modelos da máquina síncrona, sistema de excitação e regulador de tensão, regulador de velocidade, PSS, turbinas hidráulicas e vapor. É preciso ter a modelagem do equipamento para poder cumprir o objetivo principal descrito a continuação.

O objetivo principal é obter um projeto de controle híbrido *PID-Fuzzy* do regulador de tensão e de frequência que seja rápido e suave (sem o efeito de *overshoot*) nas respostas no tempo, usando como ferramenta computacional o aplicativo Matlab-Simulink para os estudos e simulações.

1.1.3 Contribuições do trabalho

As principais contribuições do trabalho são as seguintes:

- A análise da literatura feita no presente trabalho pode servir a outros pesquisadores para compreender melhor o estado atual da pesquisa da modelagem dos modelos matemáticos do equipamento do SEP e do problema da regulação de tensão e frequência.
- Dar a conhecer um projeto do controle híbrido *PID-Fuzzy* do regulador de tensão e frequência que atende às expectativas de controle.
- Com o controlador híbrido *PID-Fuzzy* pode-se obter vantagem em razão de proporcionar respostas suaves sem *overshoot*, contribuindo para que evite danos nos atuadores e, conseqüentemente, aumentando o tempo de vida dos atuadores.

1.2 ESTRUTURA DA PESQUISA

Esta pesquisa é organizada em dez capítulos, conforme detalhado a seguir:

Capítulo 1 – Introdução

Corresponde à introdução geral do presente módulo.

- Capítulo 2 – Conceitos gerais de estabilidade elétrica

São apresentados as definições e os conceitos de estabilidade de sistemas elétricos de potência (SEP).

- Capítulo 3 – Estabilidade de um sistema elétrico de potência

Onde é apresentado o desenvolvimento geral da equação de oscilação da máquina síncrona para o estudo da estabilidade do ângulo de rotor, assim como os estudos e exemplos reais, da estabilidade de frequência e de tensão.

- Capítulo 4 – Modelagem do sistema de potência

Onde são apresentadas as características operativas básicas, estudos, simulações com variação de parâmetros e os modelos matemáticos da máquina síncrona, os sistemas de excitação e reguladores de tensão (AVR), estabilizador do sistema de potência (PSS), reguladores de velocidade e turbinas hidráulicas e de vapor.

- Capítulo 5 – Lógica *fuzzy* (nebulosa)

Onde são apresentados os fundamentos básicos da lógica *fuzzy*.

- Capítulo 6 – Controladores *fuzzy*

Onde são apresentados os fundamentos básicos do controlador *fuzzy* e os métodos de inferência *fuzzy*.

- Capítulo 7 – Controlador híbrido PID- *Fuzzy*

Onde são apresentados os fundamentos básicos do controlador PID, *fuzzy* e PID-*Fuzzy*.

- Capítulo 8 – Projeto do controlador híbrido PID-*Fuzzy* Takagi-Sugeno para a regulação de tensão e frequência

Onde são apresentados os projetos dos controladores híbridos PID-*Fuzzy*.

- Capítulo 9 – Pesquisas desenvolvida e proposta

- Capítulo 10 – Conclusões

Onde os resultados das simulações são apresentados, para estudos de controle PID, PID-*Fuzzy* de regulação de tensão e frequência, os resultados das respostas no tempo foram investigados e discutidos.

2 CONCEITOS GERAIS DE ESTABILIDADE ELÉTRICA

Para definir o conceito de estabilidade de sistemas elétricos de potência (SEP), é necessário levar em conta os conceitos prévios que serão definidos, de maneira geral. Esses conceitos ajudarão a entender melhor o que se pretende dissertar nesta pesquisa.

Uma das características básicas que um SEP deve ter é a de garantir o suprimento de energia às cargas, de forma confiável e ininterrupta. Estes fatos estão relacionados, nos dias de hoje, com o conceito de confiabilidade dos sistemas elétricos, que além da continuidade do fornecimento de energia, define condições mínimas para uma operação adequada, como os níveis do sinal de tensão, tanto em amplitude como em frequência, assim como operar com um ângulo de carga adequado.

Na atualidade, a sofisticação dos equipamentos utilizados na indústria, nos aeroportos e sistemas de controle aéreo, nas empresas de telecomunicação, serviços bancários, hospitais, etc., tem reduzido muito a faixa de tolerância de variação da frequência e da tensão. Por outro lado, a dependência cada vez maior da energia elétrica, por parte do homem, tem elevado de forma assustadora o consumo deste tipo de energia. Para atender todas estas demandas de forma confiável, com alto padrão de qualidade, são planejados, construídos e desenvolvidos, complexos sistemas elétricos interligados, alguns com dimensões continentais.

Um dos grandes desafios destes vastos sistemas interligados, é que eles devem operar de forma adequada, algumas vezes no limite de operação, mesmo na presença constante das variações de carga ao longo de uma jornada (impactos de carga), como na eventualidade de um distúrbio maior como: curto-circuito em transformadores e linhas de transmissão, saída de unidades geradoras, perda de grandes blocos de carga, etc. (impactos de perturbação).

2.1 SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

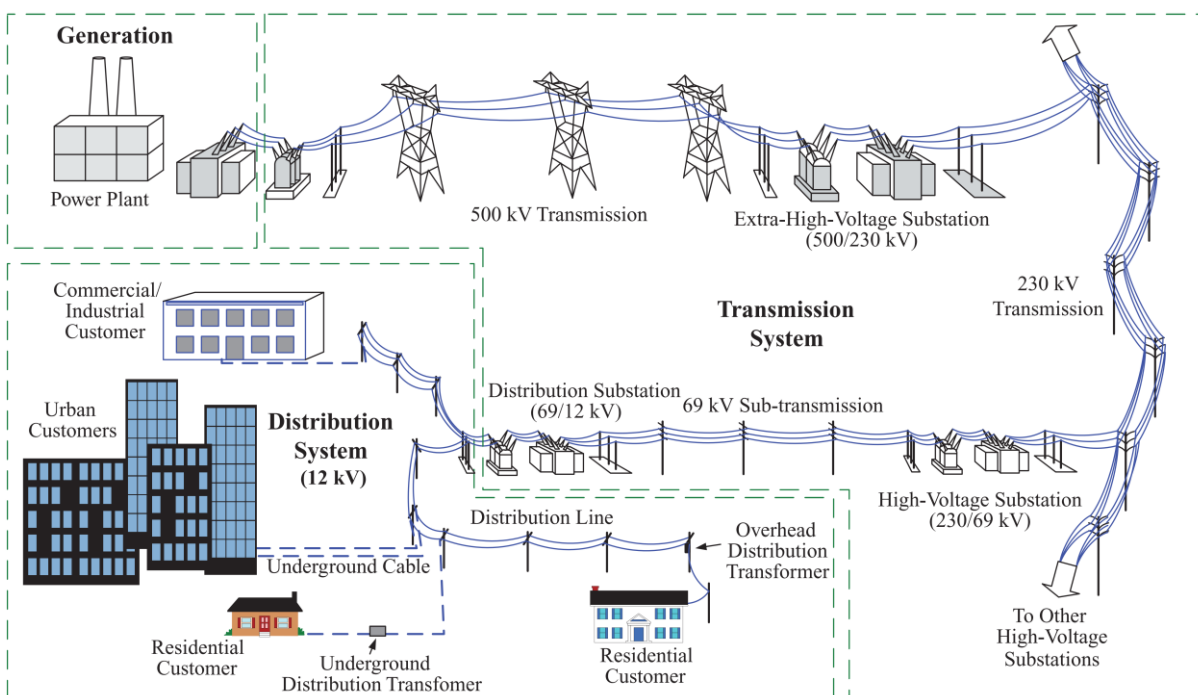
A eletricidade é gerada a partir de fontes de geração de eletricidade localizadas longe dos centros de carga. Ela é transmitida por longas distâncias usando linhas de transmissão e distribuídos a clientes de carga que incluem fábricas, escritórios e residências. Toda a cadeia desse sistema é conhecida como sistemas elétricos de potência.

O sistema de potência elétrica que conhecemos hoje foi desenvolvido há mais de 100 anos. Em geral, consiste em subsistemas de geração, transmissão e distribuição (LIN; MAGNAGO, 2017).

Os principais componentes do SEP são: Usinas de energia, que produzem energia elétrica, Linhas de transmissão e distribuição, que transportam a energia elétrica, Subestações com manobra, que transformam tensões, fornecem proteção e formam pontos de nó, e cargas, que consomem energia (Figura 1) (KARADY; HOLBERT, 2013).

Então podemos definir um SEP, como o conjunto interconectado mecânica ou eletricamente das unidades de geração com seus respectivos controladores, transformadores de todos os tipos, linhas de transmissão, cargas, equipamentos compensação reativa, FACTS, equipamentos proteção e manobra, serviços auxiliares, etc.

Figura 1 – Visão geral do sistema elétrico de potência.



Fonte: (KARADY; HOLBERT, 2013)

2.1.1 Ponto de funcionamento ou condição de operação de um SEP

É um grupo de grandezas que podem ser medidas ou calculadas em uma usina hidrelétrica, subestação, centro de controle, etc.; que permitem descrever ou caracterizar o estado do SEP.

As grandezas supracitadas podem ser Potência, Tensão, Corrente, etc.; com o valor dessas grandezas, é possível avaliar quais são os limites operacionais para um funcionamento adequado do SEP (RAMÍREZ, 2015).

2.1.2 Condição de operação referente ao estado estacionário de um SEP

O ponto de operação de um SEP está mudando constantemente, isso é chamado estado transitório, porque está mudando a cada instante, então o processo de análise torna-se mais difícil.

Para poder realizar uma análise mais detalhada precisamos de um estado em que as grandezas sejam constantes; isso é chamado de estado estacionário.

Então poderíamos definir a condição de operação no estado estacionário de um SEP como o estado operacional em que todas as grandezas que caracterizam ou descrevem o SEP podem ser consideradas constantes para fins de análise (RAMÍREZ, 2015).

2.1.3 Operação síncrona.

Um gerador síncrono é um dispositivo que converte a energia mecânica em energia elétrica de corrente alternada com uma tensão e frequência específica. O termo síncrono refere-se ao fato de que a frequência elétrica da máquina está confinada ou sincronizada com a taxa de rotação mecânica do eixo. Os geradores síncronos são usados para produzir a maior parte da energia elétrica que é usada em todo o mundo (CHAPMAN, 2012).

Pode-se definir que uma máquina elétrica está em sincronismo com a rede ou outras máquinas à qual está conectada, quando a velocidade angular elétrica média em que opera é igual à frequência angular elétrica da tensão da rede de corrente alternada (AC).

Quadro 1: Conexão direta à rede AC das usinas de geração elétrica.

USINA GERADORA	GERADOR SÍNCRONO CONECTADO DIRETAMENTE À REDE
Hidrelétrica	SIM
Termoelétrica	SIM
Biomassa	SIM
Geotérmica	SIM
Solar	SIM
Eólicas	NÃO
Fotovoltaica	NÃO

Fonte: Elaboração do próprio autor.

2.1.4 Perturbação

É uma mudança repentina ou uma sequência de alterações no SEP dos parâmetros do sistema ou das quantidades de operação.

2.1.4.1 Pequenas perturbações

As pequenas perturbações são eventos de pequena grandeza, que podem ser considerados normais dentro da operação de estado estacionário do sistema.

Define-se agora o que significa uma pequena perturbação. O critério é simplesmente que o sistema perturbado pode ser linearizado em torno de um estado operacional quiescente (ANDERSON; FOUAD, 2003).

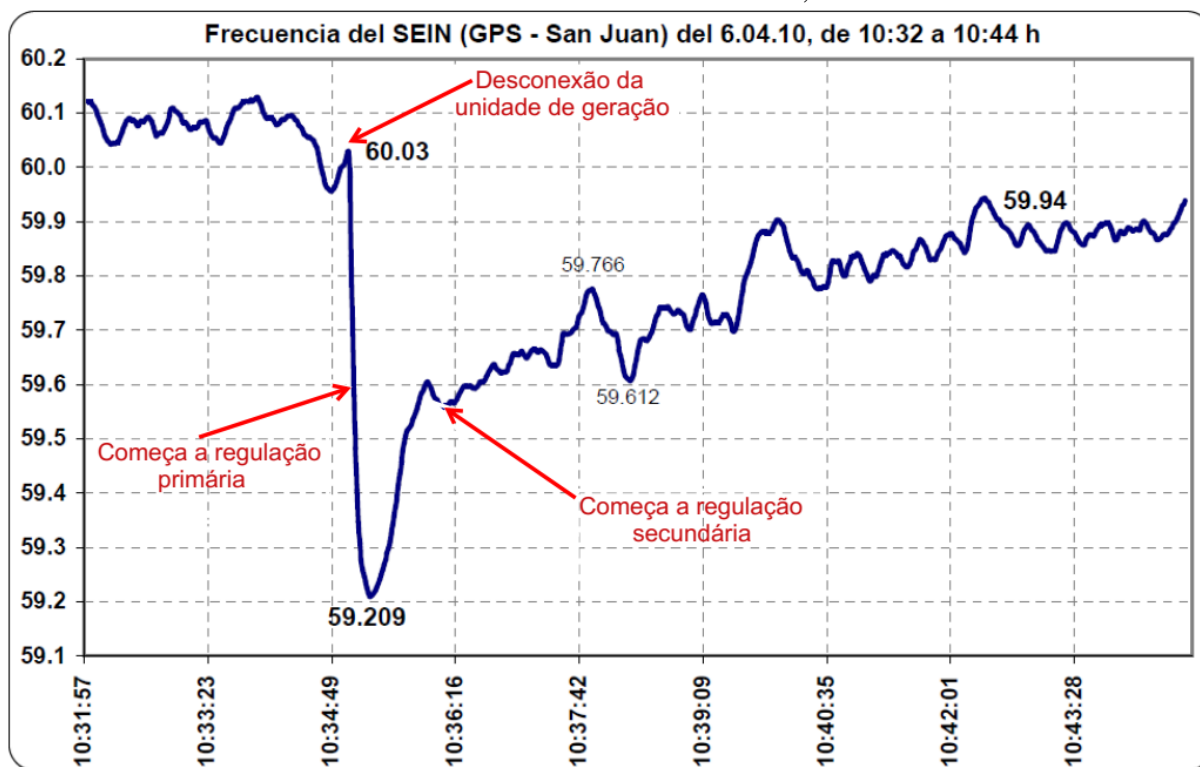
Em um SEP é aquele em que as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema podem ser linearizadas em torno do ponto de operação para fins de análise.

2.1.4.2 Grandes perturbações

As grandes perturbações são eventos de grande grandeza como por exemplo: curtos-circuitos, desconexão intempestiva de uma linha ou de um transformador, desconexão de um grupo de geração, perda de um importante bloco de carga, etc.

Para a análise desses eventos, as equações diferenciais que descrevem a dinâmica do SEP não podem ser linearizadas.

Figura 3 – Evolução ao longo do tempo da frequência quando há desconexão da unidade TV21 da usina térmica Ilo Peru de 134,88 MW.



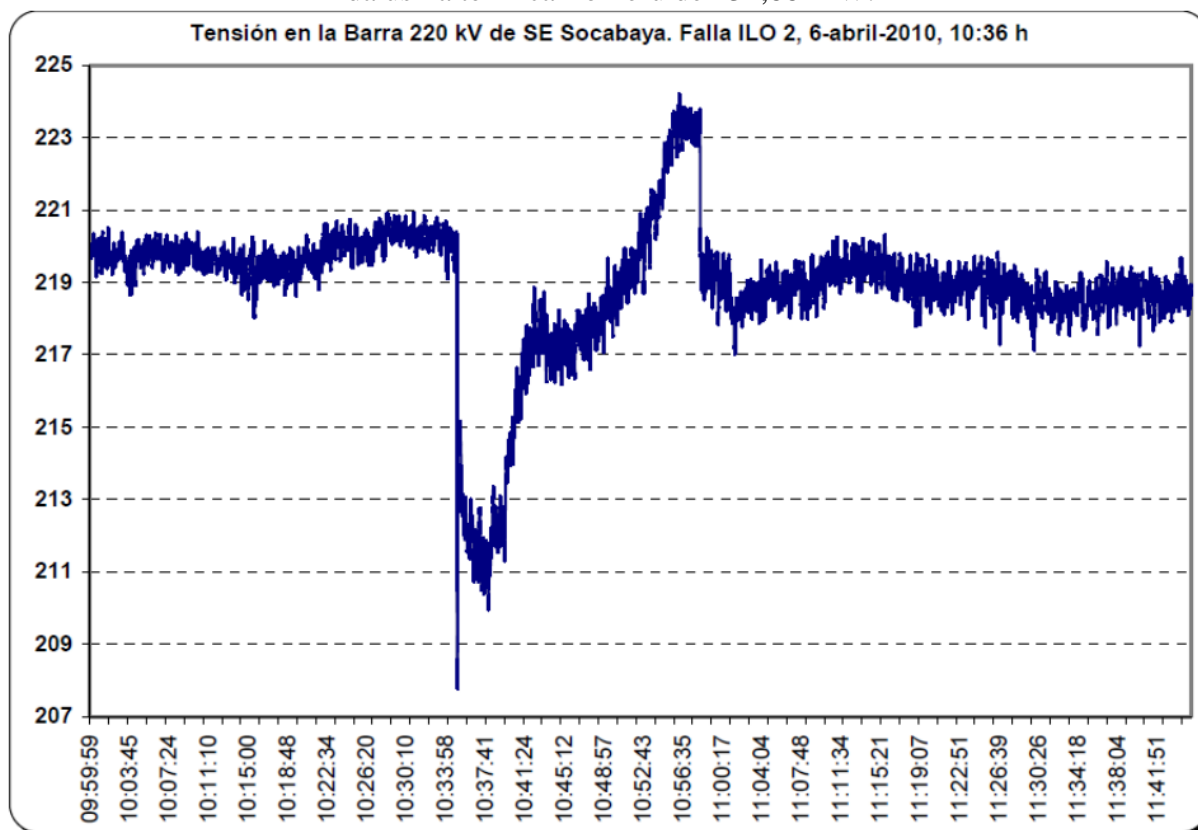
Fonte: Adaptado (SEIN PERU, 2010).

Na Figura 3 observa-se que, o comportamento da frequência em função do tempo, está no modo de operação normal (pequenas perturbações) até o tempo aproximadamente igual a 10:35:00h, então nesse tempo acontece a falta (grande perturbação), posteriormente, a frequência é normalizada pelo controle de regulação.

Também se observa que desde o início até o tempo aproximado de 10:34:00h a frequência oscila em um intervalo ao redor de 60 Hz. Esse trecho é chamado de estado estacionário. Após este tempo a falta ocorre, consequentemente depois desse tempo diminui a frequência. Esse trecho é chamado de estado transicional. Mais tarde, por regulação, a começa a contingência e a frequência oscila em torno de 60 Hz.

Depois da falta (desconexão da unidade de geração), para retornar ao estado estacionário a frequência demora aproximadamente 60 segundos na regulação primária e 6 minutos na regulação secundária.

Figura 4 – Evolução ao longo do tempo da tensão quando há desconexão da unidade TV21 da usina térmica Ilo Peru de 134,88 MW.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERU, 2010).

Na Figura 4 observa-se que, o comportamento da tensão em função do tempo, encontra-se no modo de operação normal (pequenas perturbações) até o tempo aproximadamente igual a 10:34:54h. Então nesse tempo acontece a falta (grande perturbação). Posteriormente a tensão é normalizada rapidamente.

Também se observa que desde o início até o tempo aproximado de 10:34:54, a tensão está em estado estacionário. Nesse momento do tempo ocorre o estado transitório. Depois desse tempo, o comportamento da tensão oscila em estado estacionário.

A Figura 3 mostra o tempo de duração dos transitórios de frequência é da ordem dos segundos, porque eles são do tipo eletromecânico.

A Figura 4, mostra o tempo da duração dos transitórios de tensão é muito rápido, na ordem de milissegundos. Nesse tempo passa-se para outra condição de estado estacionário.

3 ESTABILIDADE DE UM SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

Se a resposta oscilatória de um sistema de potência, durante o período transitório, depois de um distúrbio é amortecida e o sistema se estabiliza em um tempo finito para uma nova condição operacional, dizemos que o sistema é estável. Se o sistema não é estável, é considerado instável.

Esta definição primitiva de estabilidade requer que as oscilações do sistema sejam amortecidas. Essa condição é, às vezes chamada, estabilidade assintótica e significa que o sistema contém forças inerentes que tendem a reduzir as oscilações. Este é um recurso desejável, em muitos sistemas, e é considerado necessário para sistemas de potência (ANDERSON; FOUAD, 2003).

A estabilidade do sistema elétrico de potência pode ser amplamente definida como aquela propriedade de um sistema de energia que permite que ele permaneça em estado de equilíbrio operacional em condições normais de operação e para recuperar um estado aceitável de equilíbrio depois de ser sujeito a uma perturbação (KUNDUR, 1994).

A estabilidade do sistema de potência é a capacidade do sistema elétrico de potência (SEP) que permite permanecer em um estado de equilíbrio sobre condições normais de operação e recuperar um estado aceitável de equilíbrio depois de estar sujeito a uma perturbação.

A estabilidade do sistema depende das características de todos os componentes do sistema de SEP. Isso inclui as características de resposta do equipamento de controle dos geradores, características dinâmicas das cargas, equipamento de controle suplementar instalado, e do tipo e configurações do equipamento de proteção utilizado (ANDERSON; FOUAD, 2003).

A resposta do SEP, quando está sujeito a uma perturbação, envolve a tomada de medidas apropriadas, dependendo do tipo da natureza e grandeza da perturbação em torno à tensão, frequência ou corrente:

- As variações de tensão no SEP causarão o acionamento dos reguladores de tensão dos geradores e equipamentos de compensação reativa instalado no sistema de transmissão.
- As variações de velocidade causarão o acionamento dos reguladores de velocidade nas turbinas.
- Da mesma forma, as variações de frequência e de tensão afetarão as cargas do sistema de acordo com as suas características individuais.
- Com relação às proteções individuais de equipamentos, eles podem responder às variações de frequência de tensão do sistema.

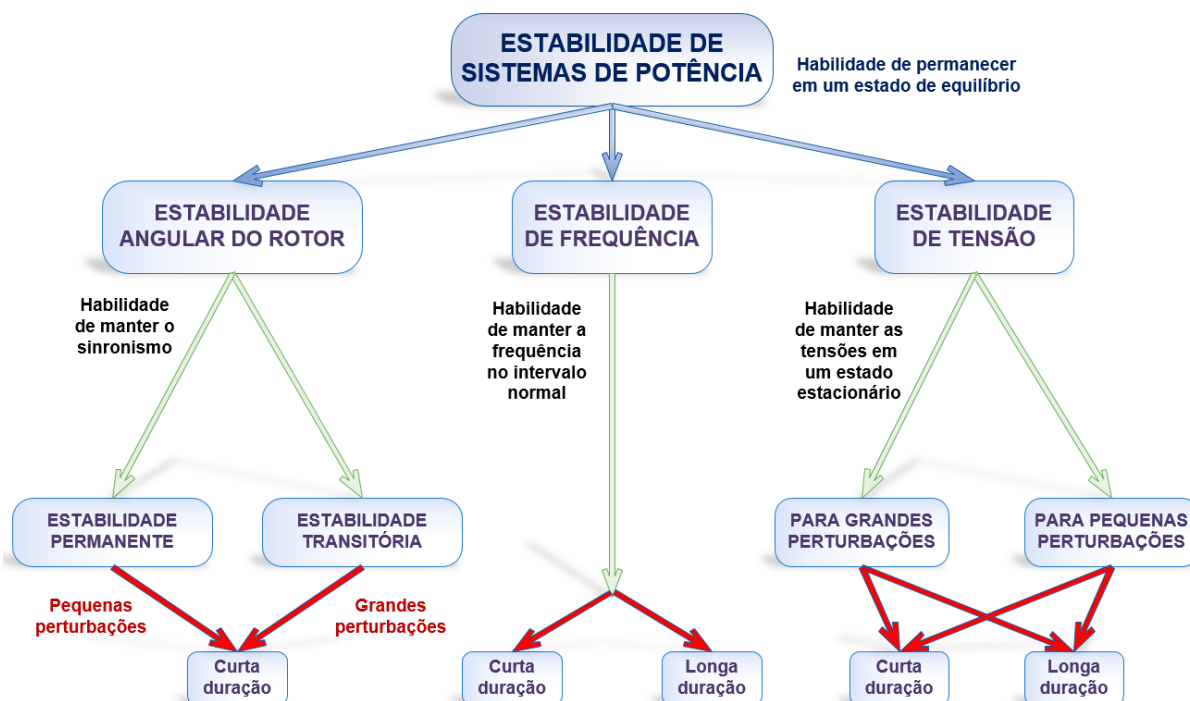
A instabilidade dos sistemas de potência pode assumir diferentes formas e é influenciada por muitos fatores.

Na classificação de estabilidade do SEP, toma como base várias considerações para que seja conveniente identificar as causas da instabilidade, a aplicação de ferramentas de análise adequadas e o desenvolvimento de medidas corretivas eficazes para um problema de estabilidade específico.

Para uma melhor compreensão da estabilidade dos SEP, vamos classificar em categorias associadas a:

- O sincronismo dos rotores.
- O comportamento da frequência do sistema.
- Os fenômenos de controle e estabilização da tensão.

A Figura 5, fornece uma visão global da classificação de estabilidade do sistema elétrico de potência, identificando suas categorias e subcategorias., assim como a grandeza e duração dos tempos de atuação das perturbações.

Figura 5 – Classificação da estabilidade do sistema elétrico de potência.

Fonte: Adaptado de (KUNDUR ,2004).

3.1 ESTABILIDADE DO ANGULO DO ROTOR

A estabilidade angular está relacionada com a capacidade de um SEP de permanecer em equilíbrio, de modo que as máquinas síncronas mantenham seu sincronismo quando não há perturbações e possam recuperar a posição de equilíbrio, se estiver sujeito a qualquer perturbação.

O conceito de sincronismo significa que a diferença angular entre os eixos elétricos dos rotores das máquinas síncronas tende a um valor constante, depois de ter sido sujeito a uma perturbação.

A estabilidade angular dos rotores é a habilidade dos geradores síncronos de um SEP para manter o sincronismo, depois de ter sido sujeito a uma perturbação. Essa habilidade de cada máquina síncrona do sistema consiste em manter ou recuperar o equilíbrio entre o torque mecânico e o torque eletromagnético.

A instabilidade que pode acontecer ocorre na forma de aumento de oscilações angulares de alguns geradores, levando à perda de sincronismo com outros geradores. O risco de perder a estabilidade angular e de tensão pode ser reduzido significativamente usando dispositivos de

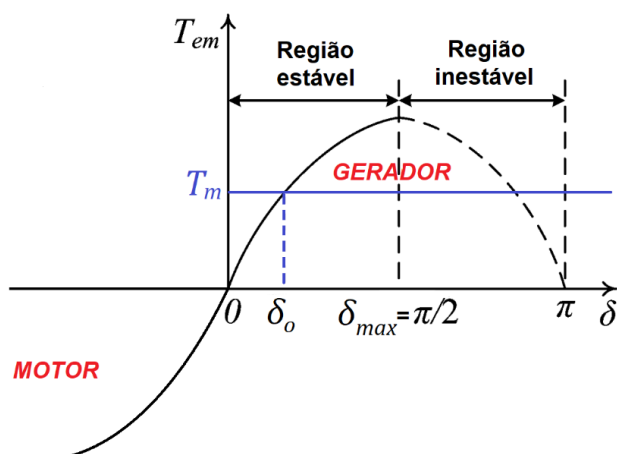
controle apropriados inseridos no sistema de energia para encontrar uma forma suave para a resposta dinâmica do sistema. Os dispositivos de controle importantes para melhorar a estabilidade são conhecidos como PSS, AVR e FACTS (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

O problema de estabilidade de ângulo do rotor envolve o estudo das oscilações eletromecânicas inerentes aos sistemas de potência. Um fator fundamental nesse problema é a maneira pela qual a potência de saída das máquinas síncronas varia de acordo com as mudanças dos ângulos do rotor (KUNDUR et al., 2004).

3.1.1 Torque em geradores síncronos

As máquinas síncronas são um dos mais importantes conversores de energia eletromecânicos. Elas têm amplas aplicações. Entre tantas aplicações é usado em geradores de energia elétrica. O torque eletromagnético T_{em} da máquina síncrona é governado pela interação dos campos do estator e do rotor, tanto como pela diferença do ângulo espacial entre esses dois campos. O ângulo elétrico δ entre o campo do estator e o campo do rotor é comumente referido como ângulo de carga. Como a potência de saída da máquina síncrona é proporcional ao seu torque de saída, também a característica potência-ângulo de carga de saída das máquinas síncronas é caracterizada por seu torque eletromagnético T_{em} -ângulo de carga δ . A característica torque-ângulo de carga, portanto, é um parâmetro crítico das máquinas síncronas (ZHANG; HO; FU, 2014).

Figura 6 – Máquina síncrona em função do torque eletromagnético e ângulo de carga.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Se $\delta > 0$, a potência ativa desenvolvida pela máquina é positiva e corresponde à operação como um gerador ou alternador síncrono (a máquina recebe energia mecânica pelo eixo da turbina).

Se $\delta < 0$, a potência ativa é negativa, isto é, a máquina recebe potência ativa da rede e, portanto, opera como um motor síncrono, fornecendo energia mecânica no eixo (MORA, 2008).

Deve-se notar que a Figura. 6 foi representada com a concordância do gerador, sendo positiva a potência ativa quando a máquina fornece energia elétrica à rede; quando a máquina síncrona é usada como motor máquina recebe potência ativa da rede.

As características potência-ângulo de carga das máquinas síncronas são:

- A energia elétrica que o gerador fornece à rede depende em definitivo da potência mecânica que recebe em seu eixo de uma máquina motriz (turbina).
- Se as perdas elétricas no gerador são nulas, a potência de saída em seus terminais será equivalente à potência recebida em seu eixo, menos as perdas mecânicas do gerador.
- A característica mecânica de um gerador é representada por uma curva chamada "Curva torque- ângulo de carga" e determina que aumentar o torque no eixo do gerador aumenta a potência mecânica interna e, portanto, aumenta a potência fornecida pelo gerador.

Em resumo, se levarmos em conta o diagrama fasorial quando a máquina síncrona funciona como gerador, a força eletromotriz induzida E_o está à frente da tensão V . Quando a máquina síncrona funciona como um motor, a força eletromotriz induzida E_o está atrasada em relação à tensão V .

A equação que relaciona o torque eletromagnético T_{em} e o ângulo de carga δ , em valores por unidade, é (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013):

$$T_{em} = \frac{E_o V}{X_s} \text{sen } \delta \quad (1)$$

Linearizando e derivando a equação (1)

$$\Delta T_{em} = \left. \frac{\partial T_{em}}{\partial \delta} \right|_{\delta_o} \Delta \delta$$

$$\Delta T_{em} = \frac{\partial \left[\frac{E_o V}{X_s} \sin \delta \right]}{\partial \delta} \Delta \delta$$

$$\Delta T_{em} = \left[\frac{E_o V}{X_s} \cos \delta \right] \Delta \delta$$

$$K_s = \frac{E_o V}{X_s} \cos \delta$$

$$\Delta T_{em} = K_s \Delta \delta$$

$$\Delta T_{em} = \Delta T_s$$

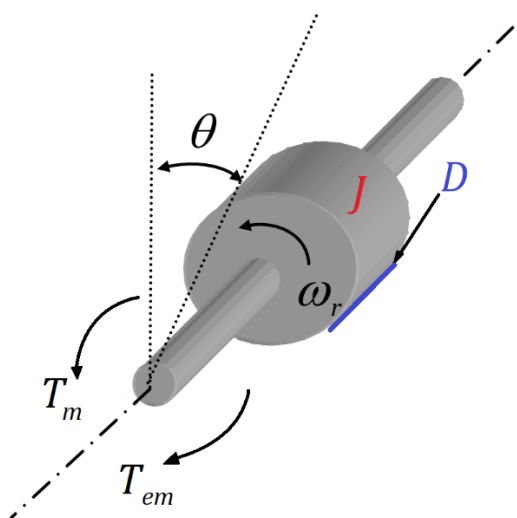
Finalmente obtém-se:

$$\Delta T_s = K_s \Delta \delta \quad (2)$$

3.1.1.1 Equação de uma máquina como gerador.

As forças nos corpos que se movem e a aceleração que é impressa neles é representada na Figura 7. Como o movimento é de rotação, então, a equação de uma máquina como gerador é expresso como:

Figura 7 – Máquina síncrona rotacional.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$T_m - T_{em} = J \frac{dw_r}{dt} + D w_r \quad (3)$$

O torque acelerador é: $T_{ac} = T_m - T_{em}$

O torque amortecedor é: $T_{am} = T_D = D w_r$

Então:

$$T_{ac} = J \frac{dw_r}{dt} + T_{am} \quad (4)$$

Multiplicando a equação (3) por w_r

$$T_m w_r - T_{em} w_r = J \frac{dw_r}{dt} w_r + D w_r^2$$

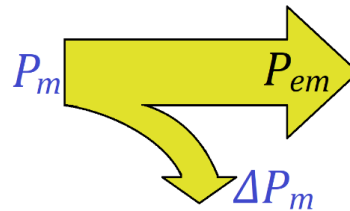
$$P_m - P_{em} = J \frac{dw_r}{dt} w_r + \Delta P_m \quad (5)$$

Em estado estacionário

$$J \frac{dw_r}{dt} w_r = 0$$

$$P_m - P_{em} = \Delta P_m \quad (6)$$

Figura 8 – Balanço de potências na máquina síncrona.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O balanço de potências na máquina síncrona é mostrado na Figura 8.

3.1.1.2 Componentes do torque eletromagnético

Os sistemas elétricos de potência são projetados com base em grandes unidades de geração síncrona convencionais e centralizadas que giram em sincronismo umas com as outras. A rotação do eixo em geradores síncronos, inerentemente, produz e injeta torque eletromagnético ao sistema. A potência ativa injetada por máquinas síncronas mantém o sincronismo e amortece as oscilações mecânicas por meio dos componentes de torque elétrico o torque de sincronização e amortecimento, respectivamente (BAKHTVAR et al., 2017).

Depois de uma perturbação no sistema o torque eletromagnético experimenta uma mudança, que é interpretado como:

$$\Delta T_{em} = K_S \Delta\delta + K_D \Delta\omega_r \quad (7)$$

$$\Delta T_S = K_S \Delta\delta$$

$$\Delta T_D = K_D \Delta\omega_r$$

$$\Delta T_{em} = \Delta T_S + \Delta T_D \quad (8)$$

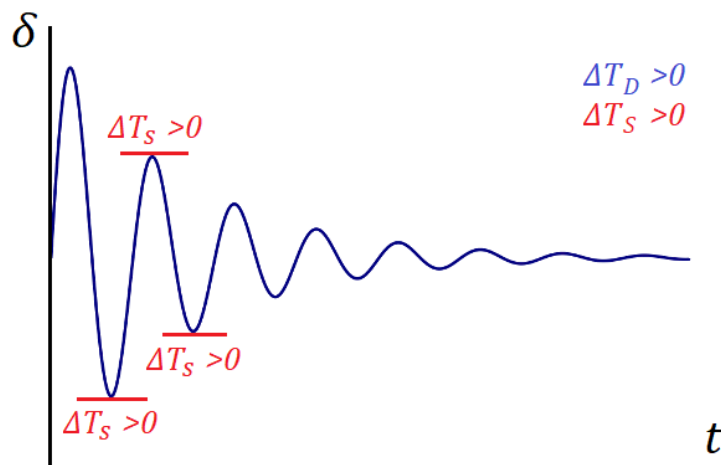
O primeiro componente é o torque de sincronização (ΔT_S) e é expresso em função da mudança no ângulo do rotor. Se for insuficiente, causará instabilidade (tendência de crescimento aperiódico) do ângulo do rotor.

O segundo componente é o torque de amortecimento (ΔT_D). Está associado à mudança na velocidade do rotor. Se for insuficiente, causará instabilidade oscilatória.

O torque de sincronização depende da máquina e é o que impede o ângulo aumentar seu valor indefinidamente.

O torque de amortecimento não depende da máquina porque este torque próprio da máquina é pequeno. Por outro lado, o torque de amortecimento depende do ajuste dos controladores (regulador de tensão (AVR), regulador de velocidade ou estabilizador do sistema de potência (PSS)), estes ajustes têm a ver com os métodos de engenharia de controle.

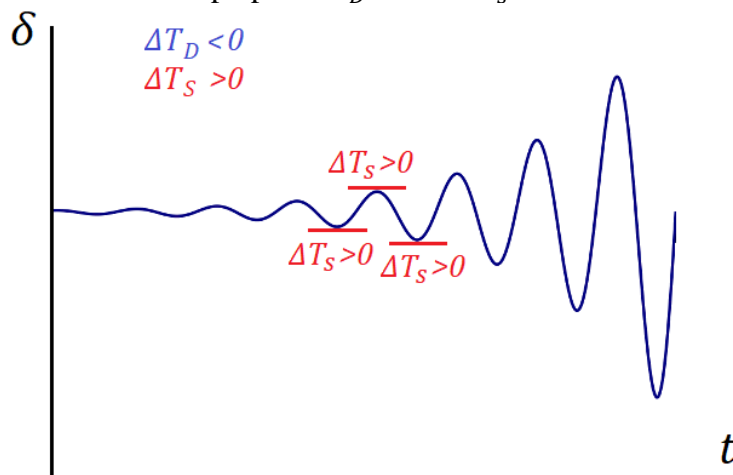
Figura 9 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_D > 0$ e $\Delta T_S > 0$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A Figura 9 mostra a ação gerada pelos torques de sincronização e de amortecimento quando: $\Delta T_D > 0$ e $\Delta T_S > 0$. Neste caso observa-se que a oscilação é amortecida.

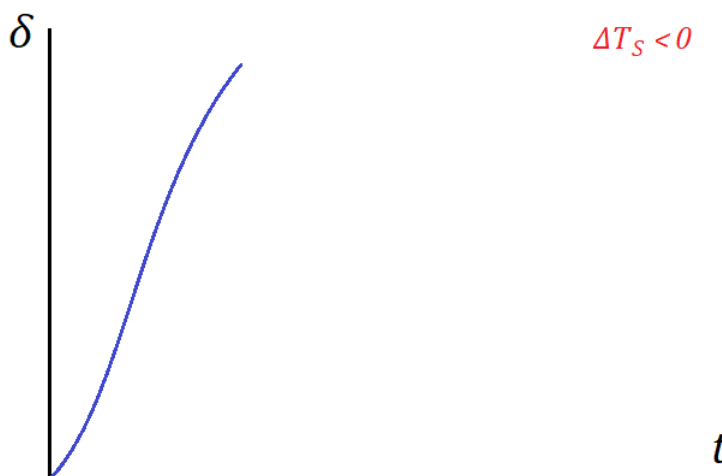
Figura 10 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_D < 0$ e $\Delta T_S > 0$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A Figura 10 mostra a ação gerada pelos torques de sincronização e amortecimento quando: $\Delta T_D < 0$ e $\Delta T_S > 0$. Neste caso observa-se que a oscilação não é amortecida (amplificada).

Figura 11 – Ação de torque de sincronização e amortecimento no gráfico ângulo de carga-tempo para $\Delta T_S < 0$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A Figura 11 mostra a ação gerada pelos torques de sincronização e amortecimento quando: $\Delta T_s < 0$. Neste caso observa-se que a oscilação aumenta seu valor indefinidamente.

A estabilidade do ângulo do rotor depende da existência de ambos componentes de torque (ΔT_s e ΔT_D) em cada uma das máquinas síncronas.

3.1.2 Estabilidade de Regime Permanente

A estabilidade permanente é a habilidade de um SEP para manter-se em sincronismo ante pequenas perturbações normais durante sua operação.

Entende-se por estabilidade permanente como a capacidade do SEP de amortecer adequadamente as oscilações eletromecânicas que ocorrem depois de ocorrida uma perturbação, como uma variação significativa na carga ou geração conectada, que pode ser causada por uma condição previsível dentro da operação normal ou consequência de uma contingência que não corresponde a uma falta na própria rede elétrica, como é o caso de um curto-circuito. Para a análise, normalmente são utilizados os métodos de cálculo de autovalores e autovetores, linearizando as equações diferenciais que descrevem o SEP com relação a um determinado ponto de operação. O limite de estabilidade em estado estacionário é o torque máximo que a máquina pode desenvolver no estado estacionário (ABDEL-KHALIK et al., 2010).

Nos Estados Unidos de América, era comum usar o termo "*dinâmico*" para denotar a estabilidade permanente e na Rússia, o termo usado foi "*estático*". Por causa da grande confusão gerada por esses termos, o CIGRE e o IEEE recomendaram o uso em vez destes termos: ESTABILIDADE PERMANENTE, ESTABILIDADE EM ESTADO ESTACIONÁRIO, ESTABILIDADE DE PEQUENO SINAL OU PEQUENA PERTURBAÇÃO OU ESTABILIDADE OSCILATÓRIA.

A instabilidade do estado estacionário pode ocorrer e geralmente ocorre em duas formas possíveis:

- 1) Um crescimento sustentado do ângulo do rotor causado por falta de torque de sincronização. As primeiras usinas elétricas tinham esse problema, porque não era comum ter instalados controladores AVR, muito menos PSS. O encarregado

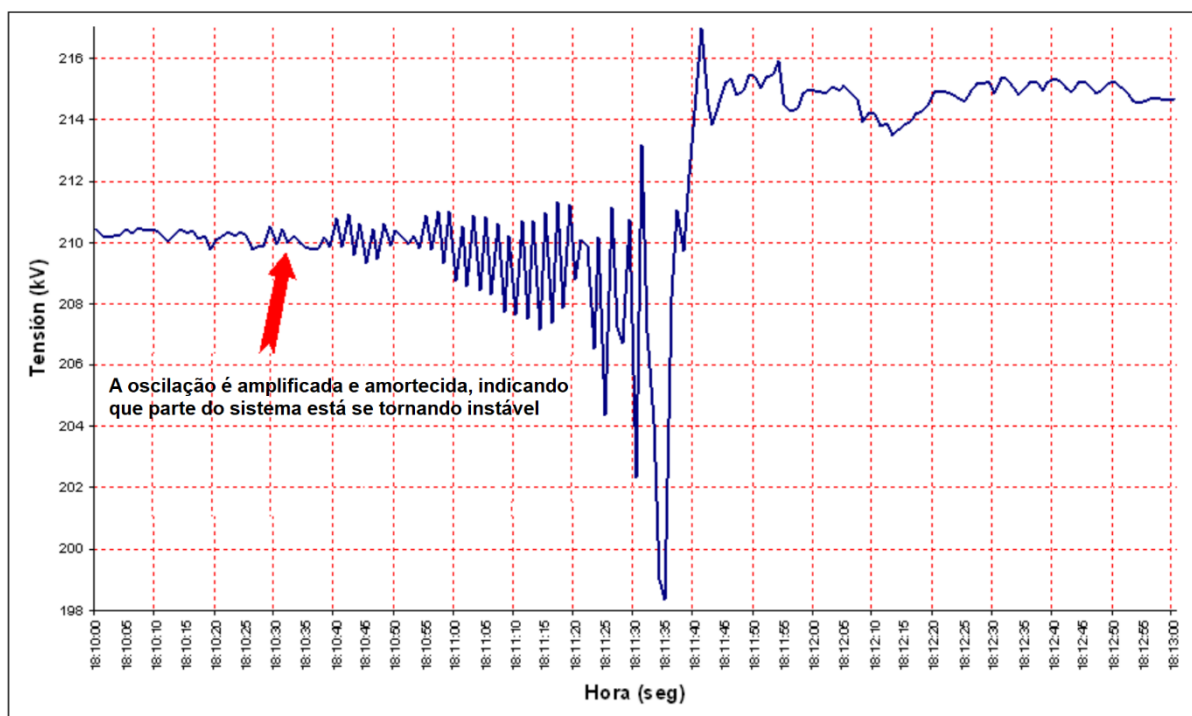
de controlar a corrente de campo era uma pessoa (operador), fazendo ajustes manuais.

- 2) Oscilações, com amplitudes crescentes do ângulo do rotor, ocorrem quando o sistema não possui um torque de amortecimento adequado. Atualmente as usinas elétricas têm sido instaladas os controladores AVR. Por essa razão é menos provável a ausência de torque de sincronização. Então vamos nos concentrar em compensar o torque de amortecimento.

A resposta do sistema ante as pequenas perturbações depende dos seguintes fatores fundamentais.

- Condições iniciais de operação. Por exemplo se os geradores estão sobrecitados ou subexcitados, se as linhas de transmissão estão ou não com carga, se o ângulo de carga es menor de 90° , etc.
- Robustez do sistema de transmissão.
- Tipo de controle de excitação dos geradores.

Figura 12 – Evolução ao longo do tempo da tensão na barra de 220 kV da subestação San Juan Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERU, 2002).

Na Figura 12 observa-se que a oscilação é amplificada e amortecida, em razão de que parte do sistema está se tornando instável. No final a oscilação, é amplificada e o amortecimento não é mais positivo, colapsando uma parte do sistema.

A estabilidade permanente ocorre sem faltas operando apenas em condições normais. Neste caso o problema foi exceder os limites de operação, conseqüentemente, o coeficiente de amortecimento foi negativo, tornando-se instável.

3.1.3 ESTABILIDADE TRANSITÓRIA

A estabilidade transitória é a habilidade de um SEP para manter-se em sincronismo, ante grandes perturbações durante sua operação, também neste sentido é a capacidade dos geradores para retornar ao sincronismo depois da remoção da fonte de uma perturbação (SARAILOO; WU; BAY, 2018).

A estabilidade transitória está relacionada ao comportamento do SEP frente a uma mudança abrupta nas condições da rede elétrica, como é o caso de um curto-circuito.

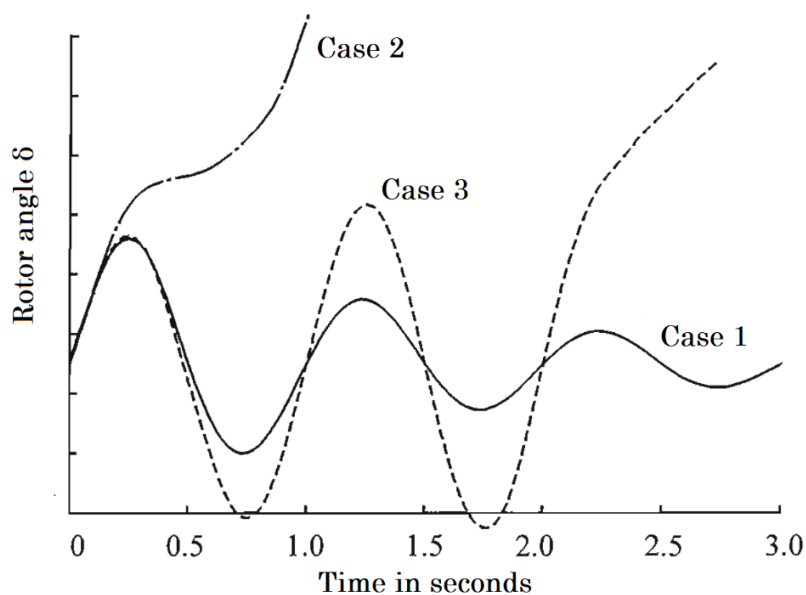
Para sua análise, um dos métodos geralmente utilizados consiste em determinar a evolução do rotor de cada máquina por meio de uma integração passo-a-passo das equações diferenciais não lineares do sistema. Se as diferenças de ângulo tendem a ser constantes depois de alguns ciclos durante a falta, então o sistema é diagnosticado como sistema estável.

A resposta do sistema envolve grandes mudanças nos ângulos do rotor. É influenciado pela relação não-linear da característica potência-ângulo e depende dos seguintes fatores fundamentais.

- Condições iniciais de operação.
- Tipo de perturbação (falta). Por exemplo, se a falta é monofásica, bifásica, trifásica, simultânea a terra etc.
- Localização da falta.

O SEP é projetado e operado de forma que seja estável para um grupo selecionado de contingências, tais como curto-circuito, de diferentes tipos: monofásico a terra, bifásico a terra ou trifásico, assumiu que ocorrem nas linhas de transmissão ou perto das barras.

Supõe-se que as faltas são eliminadas via abertura dos disjuntores. Em alguns casos, utilizam-se operações de abertura e o fechamento monofásicos.

Figura 13 – Resposta do ângulo do rotor a uma perturbação transitória.

Fonte: (KUNDUR, 1994).

A Figura 13 ilustra o comportamento de uma máquina síncrona para situações estáveis e instáveis. Mostram-se as respostas do ângulo do rotor para um caso estável e para dois casos instáveis. No caso estável (Caso 1), o ângulo do rotor aumenta até um máximo, depois diminui e oscila com amplitude decrescente até alcançar o estado estacionário. No Caso 2, o ângulo do rotor continua aumentando constantemente até que o sincronismo seja perdido. Esta forma de instabilidade é referida como primeira oscilação instável. É causada por torque de sincronização insuficiente. No Caso 3, o sistema é estável na primeira oscilação, mas se torna instável como resultado de oscilações crescentes à medida que se aproxima o estado final.

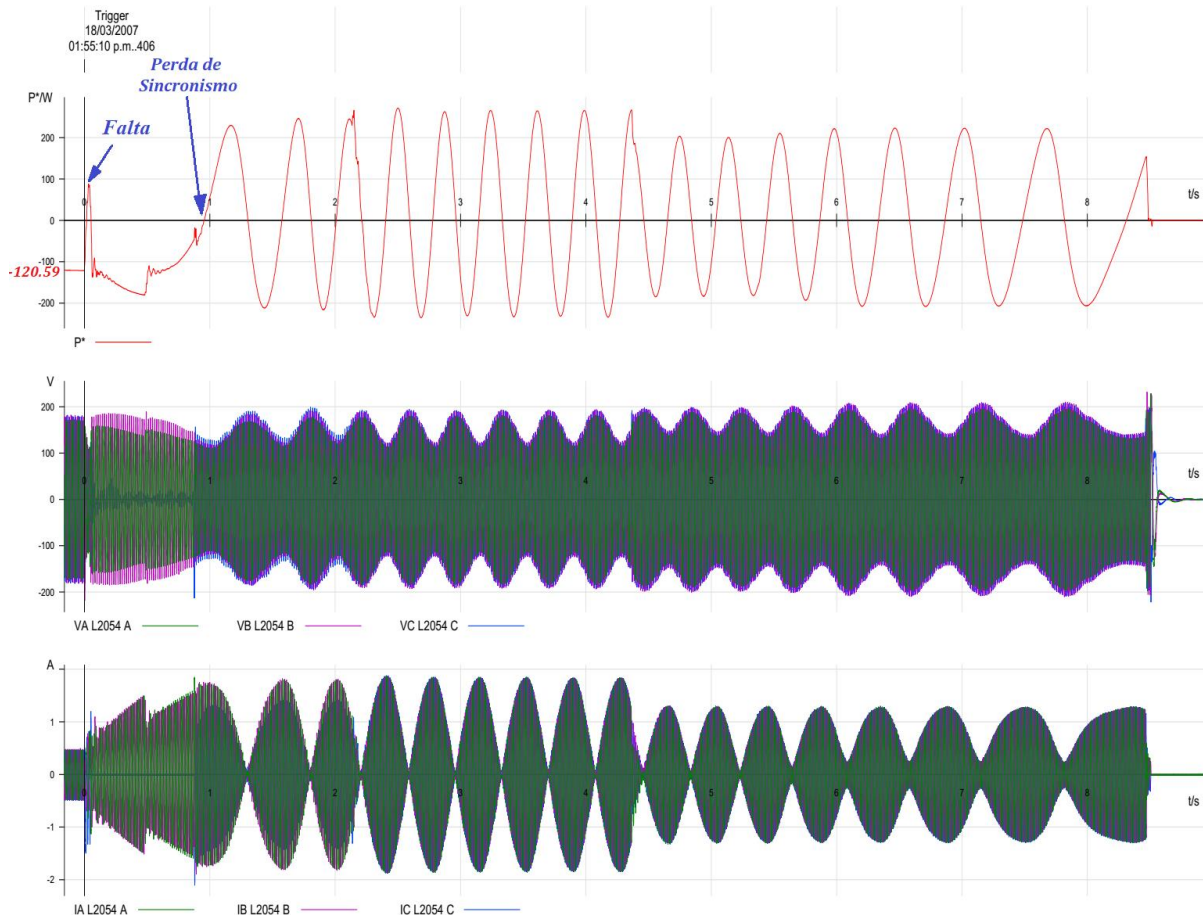
Em grandes sistemas de potência, a instabilidade transitória pode nem sempre ocorrer como “instabilidade de primeira oscilação”; isto poderia ser o resultado da superposição de severos modos de oscilação causando grandes excursões de ângulo de rotor além da primeira oscilação.

Em estudos de estabilidade transitória, o período de interesse do estudo é geralmente limitado dos 3 aos 5 segundos depois da perturbação, embora isto pode-se estender aos dez segundos para sistemas muito grandes dominantes com modos de oscilação inter-área (KUNDUR, 1994).

Até 1983, alguns autores chamavam de "estabilidade dinâmica" à estabilidade transitória, sendo amplamente utilizado na literatura para denotar esse tipo de estabilidade do

ângulo do rotor, porém, o CIGRÉ e o IEEE recomendaram a denominação de "Estabilidade Transitória".

Figura 14 – Potência ativa, tensão e corrente ao longo de tempo na linha de transmissão L-2054 Cotaruse-Socabaya Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PER, 2007).

A Figura 14 mostra o comportamento da potência ativa na linha de transmissão L-2054 Cotaruse-Socabaya Peru em um evento de 18-março-2007. A perda de sincronismo ocorre quando no gráfico de potência ativa-tempo o valor da potência ativa é zero.

Como a potência de saída da máquina síncrona é proporcional ao seu torque de saída, também a característica potência-ângulo de carga de saída das máquinas síncronas é caracterizada por seu torque eletromagnético T_{em} -ângulo de carga δ (ZHANG; HO; FU, 2014). Então podemos expressar a seguinte equação:

$$P = \frac{E_o V}{X_s} \text{sen } \delta \quad (9)$$

A equação (9) mostra que a potência real P aumenta quando o ângulo de potência δ aumenta. Do ponto de vista operacional, quando a turbina aumenta a potência de entrada para o gerador enquanto a tensão de excitação é mantida constante, a velocidade do rotor aumenta. À medida que a velocidade do rotor aumenta, o ângulo de potência δ também aumenta, causando um aumento na potência real do gerador P (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011).

Para a perda de sincronismo $P = 0$, substituindo na equação (9)

$$0 = \frac{E_o V}{X_s} \text{sen } \delta$$
$$\text{sen } \delta = 0$$

Como o fenômeno de perda do sincronismo ocorre via o aumento do ângulo de potência então:

$$\delta = 180^\circ \tag{10}$$

3.2 ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA

As turbinas convertem as fontes de energia em energia mecânica, que por sua vez, é convertida em energia elétrica pelos geradores síncronos. Os sistemas de reguladores das turbinas provêm um meio de controle de potência e de frequência, uma função comumente chamada de controle de frequência-carga ou controle automático de geração (KUNDUR, 1994). Ter o controle de frequência ajuda a manter estável o sistema.

A estabilidade de frequência é a habilidade do SEP de manter frequências estacionárias logo após a ocorrência de eventos severos que causam desequilíbrio entre a geração e a carga do sistema. Essa habilidade de manter ou recuperar o equilíbrio entre geração e carga, pode ser executada com uma desconexão de uma carga mínima.

A instabilidade ocorre com oscilações sustentadas da frequência que causam a desconexão de cargas por subfrequência, ou de unidades de geração por subfrequência ou sobrefrequência e que podem levar à formação de sistemas isolados (ilhas).

Os problemas de instabilidade de frequência estão associados as insuficientes reservas de geração nas áreas que compõem um sistema, ajustes inadequados de proteções típicas de

importantes usinas elétricas, coordenação inadequada de proteções especiais de frequência (esquema de rejeição automática de carga por frequência mínima e esquema de desconexão automática de geração por sobrefrequência) ou das respostas do sistema em relação aos reguladores de velocidade.

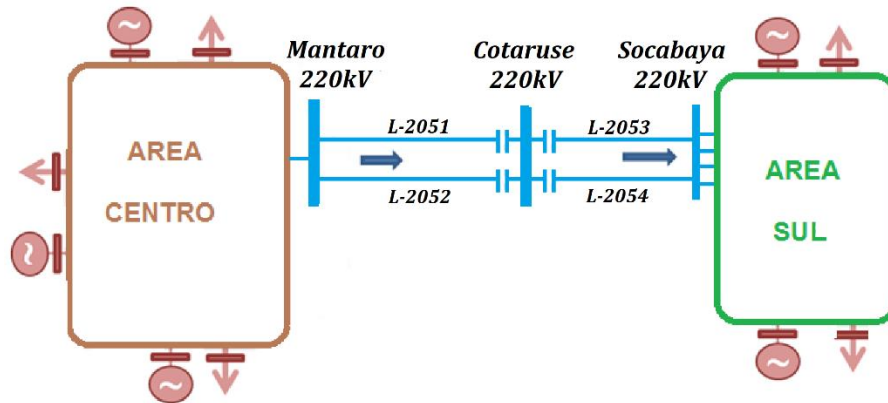
Na atualidade os sistemas modernos são projetados e operados de modo que tenham uma operação segura contra possíveis perturbações que possam ocorrer no sistema. Os sistemas de proteção e controle atuam para impedir a propagação das perturbações para outras partes do sistema.

Para compensar a instabilidade de frequência, o sistema possui relés de proteção e controle que medem a frequência em tempo real. Dependendo do valor deste, pode ocorrer a rejeição de carga, a fim de manter a estabilidade da frequência e não deixar o sistema entrar em colapso. O relé tem de rejeitar uma carga mínima necessária para o sistema recuperar sua capacidade de manter a frequência em valores estáveis e continuar operando. Um valor mínimo comum de frequência que ocorre nos sistemas é de 57 Hz. Quando cai abaixo desse valor, o sistema ativa as próprias proteções de frequência mínima das usinas e estas serão desconectadas.

Considera-se, também que na atualidade com a crescente penetração da geração renovável em redes interconectadas assincronamente, uma parte considerável das unidades síncronas convencionais que fornecem resposta inercial e reservas primárias está sendo substituída por unidades renováveis não síncronas, agravando ainda mais o risco de instabilidade de frequência (WEN; CHUNG; YE, 2018).

Às 18:20 horas do dia 18-março-2013, as linhas de transmissão L-2051 e L-2052 em Peru como ilustrado na Figura 15, foram desligadas simultaneamente por causa de faltas bifásicas, formando duas áreas isoladas chamadas Área Central e Área Sul, quando 435.6 MW de potência foram transmitidos da Área Central para a Área Sul a separação dos sistemas causou duas frequências diferentes e independentes umas das outras. Em cada área formada, estas frequências formadas na Área Central eram superiores à frequência normal de operação de 60 Hz (sobrefrequência) e inferiores a 60 Hz no Área Sul (subfrequência).

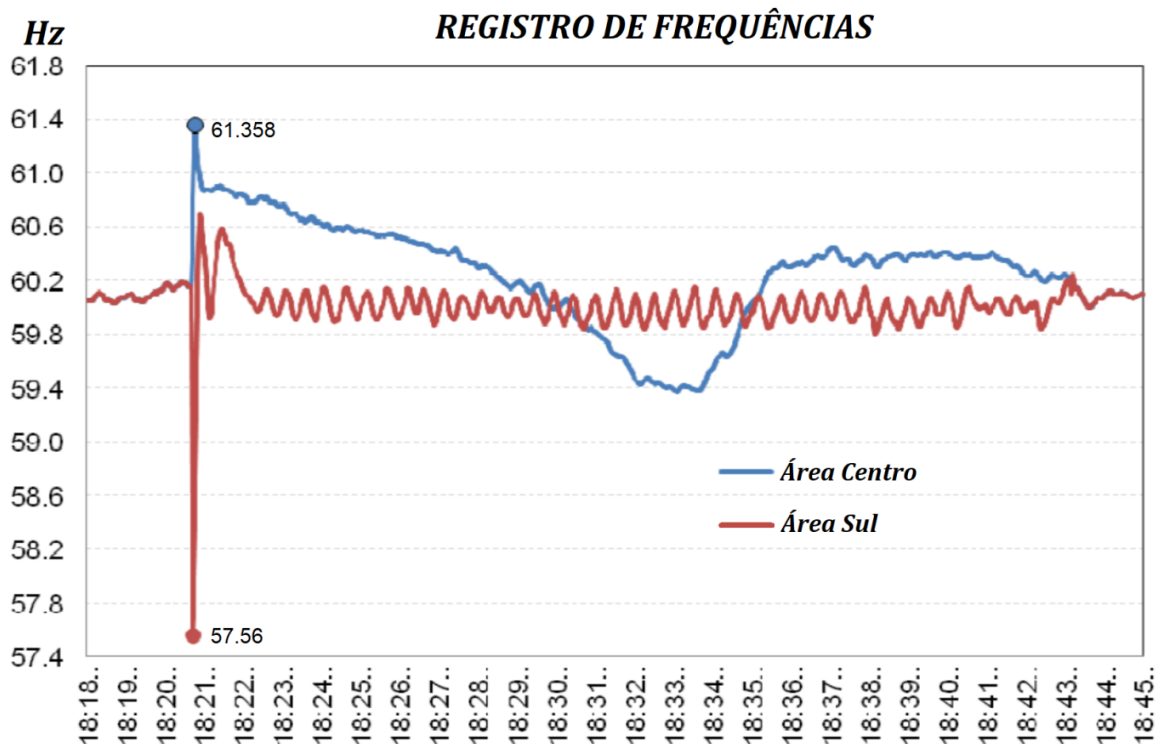
Figura 15 –Linha de transmissão L-2051, L-2052, L-2053 e L-2054 Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERÚ, 2013).

Se a Área Central estiver desconectada da Área Sul, a Área do Centro permanecerá com excesso de geração. Então a frequência aumenta seu valor acima de 60 Hz (sobrefrequência), já que nessa área existe uma importante usina hidrelétrica, consequentemente a Área Sul permanece com menos energia gerada, fazendo com que a frequência nessa área diminua seu valor abaixo de 60 Hz (subfrequência).

Figura 16 –Frequência ao longo de tempo na linha de transmissão L-2051 e L-2052 Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERÚ, 2013).

Na Figura 16 mostram-se as frequências ao longo do tempo das duas áreas.

A oscilação azul corresponde ao comportamento da frequência ao longo do tempo da Área Central. Observa-se que quando a falta ocorre, a frequência aumenta seu valor até 61.3 Hz, então o esquema de desconexão de carga atua, oscilando em torno de 60 Hz, que é o valor normal da operação. A frequência oscila em torno desse valor quando ele consegue sincronizar novamente depois da falta. O tempo de sincronização após a falta é de aproximadamente 23.5 minutos. Esse é o tempo que leva para recuperar o sistema. Se a falta persistir, não será possível sincronizar e recuperar o sistema.

A oscilação de cor vermelha é o comportamento ao longo do tempo da frequência na Área Sul. Observa-se que a frequência diminui seu valor abaixo de 60 Hz, até 59.6 Hz. Entende-se que as proteções especiais de frequência, atuaram, implicando que o esquema de desconexão está bem projetado. Também, observa-se que aproximadamente entre o horário de 18:22h e 18:40h uma oscilação mais uniforme. Se encontrarmos o período e invertermos o valor do período, obteremos a frequência de oscilação da Zona Sul.

3.3 ESTABILIDADE DE TENSÃO

É a habilidade do SEP de manter as tensões em estado estacionário aceitáveis em todas as barras do sistema, sob condições operacionais normais e depois de haver sido sujeito a uma perturbação (KUNDUR et al., 2004). Depende da habilidade de manter ou recuperar o equilíbrio entre a potência reativa exigida pela carga e a potência reativa fornecida pelo sistema de potência.

A instabilidade da tensão pode ocorrer das seguintes maneiras:

- 1) Um sistema entra em um estado de instabilidade de tensão quando uma perturbação, um aumento na demanda da carga, uma alteração na condição operacional ou na topologia do sistema causa uma queda progressiva e incontrolável da tensão.
- 2) O principal fator causador da instabilidade é a incapacidade do SEP de satisfazer a demanda por potência reativa.

Todas as linhas de transmissão com um tipo de torre, com certa geometria, com um número de condutores de fase têm uma potência da linha chamada SIL *Surge impedance loading* ou “potência natural” da linha de transmissão. Se for operado com potências acima da potência natural, diminuirá a tensão. Se for operado a vazio, sem cargas, a tensão aumentará. Portanto, o fluxo real de potência ao longo de uma linha sem perdas no SIL permanece constante da extremidade emissora à extremidade receptora. O fluxo de potência reativa é zero (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011). A Equação (10) mostra a potência natural ou SIL da linha de transmissão.

$$SIL = \frac{V_{L-L}^2}{Z_c} \quad (11)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}$$

O controle de tensões e o gerenciamento de potência reativa estão intimamente ligados, porque quando controlamos a tensão realiza-se um balanço de potência reativa. Para o controle de tensão é necessário utilizar equipamentos de geração e de transporte para injetar ou absorver potência reativa, a fim de manter as tensões em todas as barras do sistema dentro das margens exigidas.

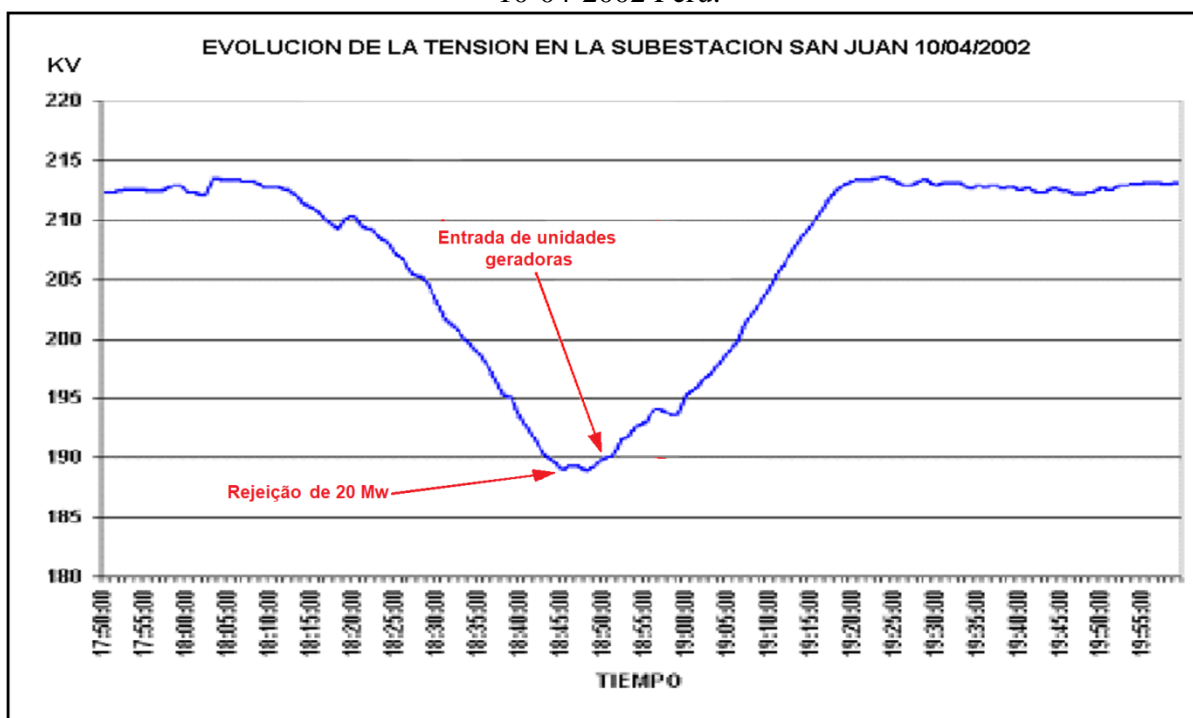
A instabilidade pode resultar na forma progressiva de queda ou elevação da tensão em algumas barras. Um possível resultado da instabilidade é a perda de carga em uma área, ou o disparo de uma linha de transmissão e outros elementos por seus sistemas de proteção, terminando em um colapso do sistema. Para manter a tensão os sistemas têm proteções como o esquema de rejeição automática de carga por tensão mínima.

Um termo usado em conjunto com problemas de estabilidade de tensão é o colapso de tensão. Usamos o termo "colapso" para significar uma transição catastrófica repentina que é geralmente causado por uma instabilidade que ocorre em uma escala de tempo mais rápida do que a considerada (VAN CUTSEM; VOURNAS, 1998).

A Figura 17 mostra o comportamento da tensão ao longo do tempo quando a demanda aumenta. Neste evento real que aconteceu, observaremos como o valor da tensão começa a diminuir, quando a carga começa a solicitar potência reativa e o SEP não tem mais, causando instabilidade de tensão.

No início a oscilação da tensão, observa-se que o sistema está operando em estado estacionário com um valor aproximado de 212 V. Este estado é conservado até o tempo correspondente a 18:10:00h. Note que no SEP, o tempo comum de máxima demanda de carga é entre 18 e 22 horas. Então, neste intervalo de tempo, a carga começa a aumentar, solicitando potência reativa ao sistema. Porém, como o sistema possui um limite de reserva de potência reativa, chega um momento em que ele permanecerá sem reserva de potência reativa. Então, a partir desse momento, o valor da tensão começa a diminuir, até um valor de tensão abaixo de seu valor normal de 188 kV. Neste momento o SEP realiza uma rejeição de carga de 20 MW, e continua realizando manobras para recuperar a tensão como entradas de unidades geradoras.

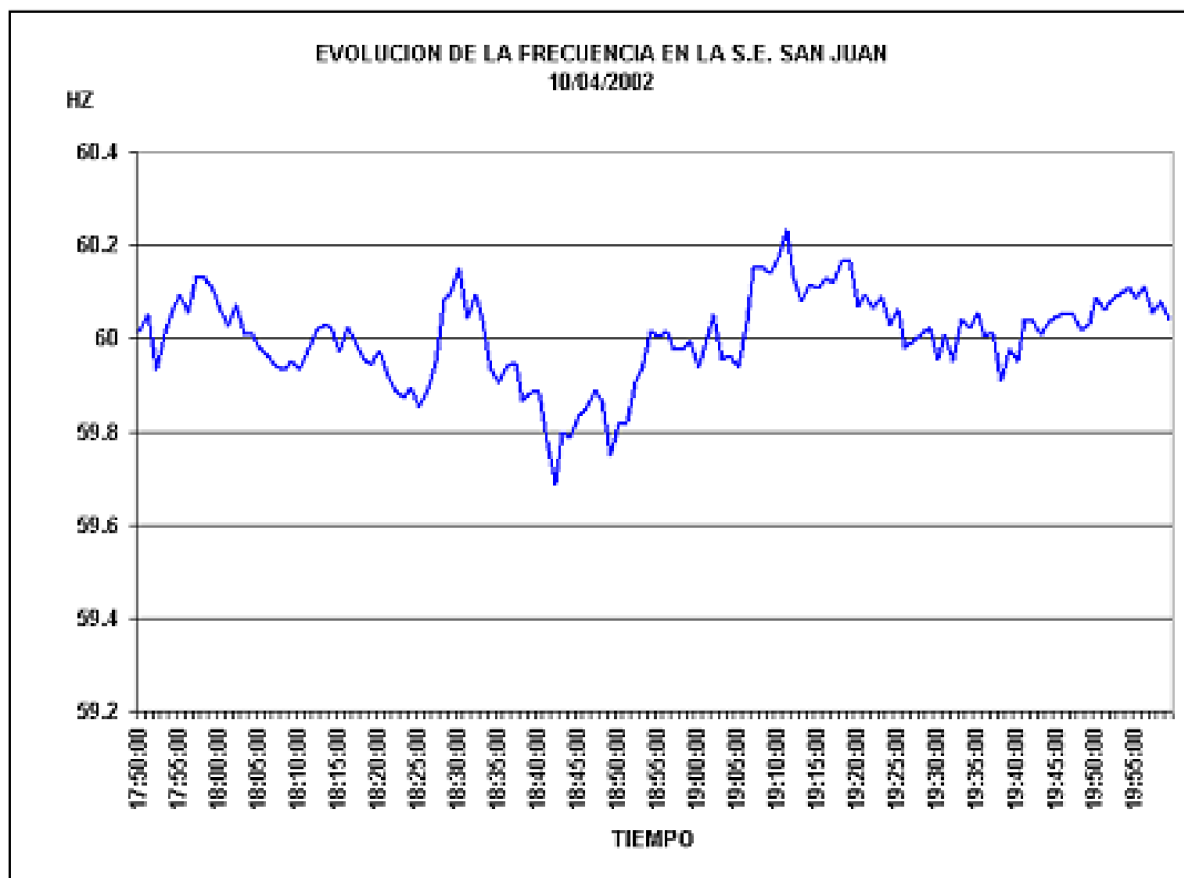
Figura 17 –Tensão ao longo de tempo quando a demanda aumenta na subestação San Juan 10-04-2002 Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERÚ, 2002).

Observa-se também, a partir da Figura 17, que a perturbação que atua no comportamento da tensão é o crescimento natural da demanda na hora do “rush”, já que nesse intervalo de tempo, a carga tende a aumentar progressivamente. Este comportamento da tensão não é uma consequência de uma falta, mas o SEP indis põe de potência reativa para poder fornecer à carga na máxima demanda, em outras palavras na hora do rush.

Figura 18 – Frequência ao longo de tempo quando a demanda aumenta na subestação San Juan 10-04-2002 Peru.



Fonte: Adaptado de (SEIN PERU, 2002).

A Figura 18 mostra o comportamento da frequência ao longo do tempo no mesmo instante do tempo do comportamento da tensão quando a demanda aumenta. Observa-se que o valor da frequência oscila em torno de 60 Hz, e ao contrário da tensão, não é afetado pela demanda de carga.

Atualmente a oscilação da frequência é mais uniforme e com menor erro, o valor tende a 60 Hz, pois existem mais unidades geradoras e equipamentos de controle instalados no sistema, então atualmente o SEP possui maior robustez.

Conseqüentemente, a estabilidade de tensão e a de frequência não ocorrem ao mesmo tempo, são eventos independentes. A tensão e a frequência têm diferentes escalas e diferentes métodos de análise.

4 MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA

Um modelo constitui-se uma representação abstrata de um determinado aspecto da realidade, essencialmente formado pelos elementos que caracterizam esse aspecto da realidade modelada e pelas relações entre esses elementos.

No estudo de sistemas de controle, o leitor deve ser capaz de modelar sistemas dinâmicos em termos matemáticos e analisar suas características dinâmicas. O modelo matemático de um sistema dinâmico é definido como um conjunto de equações que representa a dinâmica do sistema com precisão ou, pelo menos, razoavelmente bem. Note que um modelo matemático não é único para determinado sistema. Um sistema pode ser representado de muitas maneiras diferentes e, portanto, pode ter vários modelos matemáticos, dependendo da perspectiva a ser considerada.

A dinâmica de muitos sistemas mecânicos, elétricos, térmicos, econômicos, biológicos ou outros pode ser descrita em termos de equações diferenciais. Essas equações diferenciais são obtidas pelas leis físicas que regem dado sistema — por exemplo, as leis de Newton para sistemas mecânicos e as leis de Kirchhoff para sistemas elétricos. Devemos sempre ter em mente que construir modelos matemáticos adequados é a parte mais importante da análise de sistemas de controle como um todo (OGATA, 2010).

A modelagem do sistema elétrico de potência (SEP) significa encontrar um conjunto de equações que se ajustem ao fenômeno real que ele representa, tentando descrever o comportamento do SEP. A descrição do sistema na forma de equações nos permitirá fazer estudos do comportamento dos componentes do SEP.

Desta forma, é possível verificar e fazer o análise do comportamento com objetividade a forma de operação que o sistema elétrico se encontra. A avaliação destas modelagens é a base dos métodos empregados na análise das alterações necessárias para modificar o ponto de operação do sistema elétrico.

4.1 COMPONENTES DA UNIDADE DE GERAÇÃO

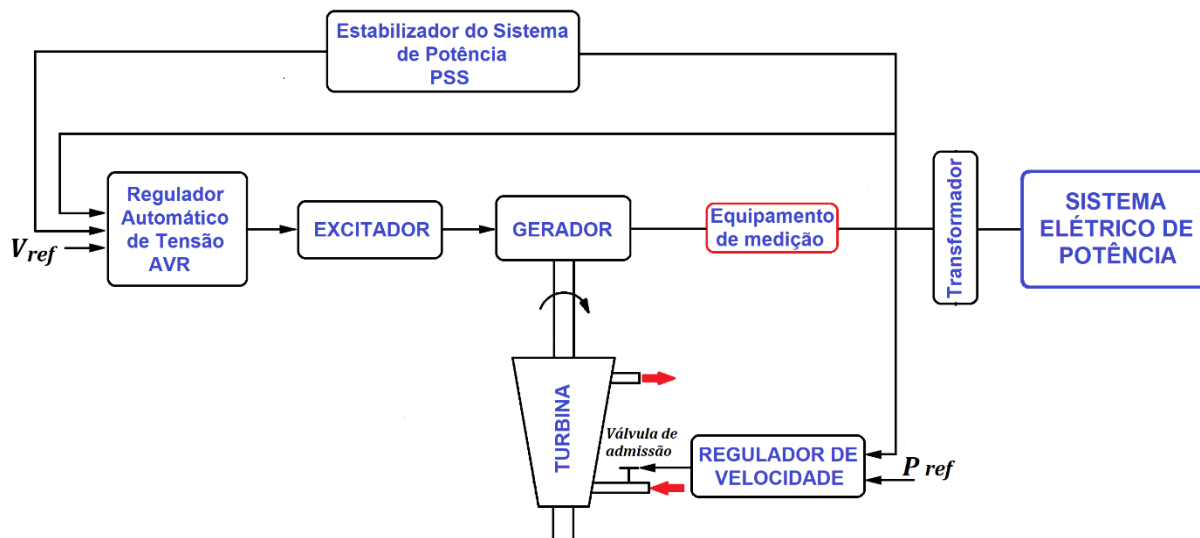
Em um gerador ou alternador e, em geral, em um sistema elétrico, a potência demandada varia continuamente e é necessário ter os mecanismos regulatórios necessários para adaptar a geração ao consumo em todos os momentos (MORA, 2008).

Os geradores contribuem para a dinâmica da rede através do regulador automático de tensão (AVR) e do regulador de velocidade (governador). Na Figura 19 podemos observar a integração de os componentes de uma unidade de geração e por meio de um transformador conecta-se ao SEP.

O regulador de tensão é a inteligência do sistema. Controla a saída do excitador para que a tensão gerada e a potência reativa mudem da maneira desejada. Na maioria dos sistemas modernos, o regulador de tensão é um controlador que detecta a tensão de saída do gerador (às vezes a corrente) e, em seguida, inicia a ação corretiva alterando o controle do excitador na direção desejada (ANDERSON; FOUAD, 2003). O AVR contribui de maneira decisiva com a dinâmica do sistema. Esta contribuição dependendo do sistema de excitação pode influenciar inclusive no comportamento transitório do sistema.

O estabilizador de sistema de potência (PSS) atua nesse tipo de dinâmica. O PSS é empregado para suprimir oscilações eletromecânicas. Um estabilizador do sistema de potência (PSS) pode fornecer sinal de controle suplementar ao sistema de excitação e / ou ao sistema de regulador de velocidade da unidade de geração elétrica para amortecer essas oscilações e melhorar seu desempenho dinâmico (EL-HAWARY, 1998).

Quando há um aumento na energia elétrica absorvida pelos receptores, a energia adicional necessária é extraída da energia cinética armazenada nas massas rotativas do sistema, com a qual a velocidade de rotação do grupo experimentalá uma diminuição que é refletida na mesma proporção na frequência do gerador. O oposto acontece no caso de uma redução no consumo de energia elétrica. Este mecanismo é, portanto, um indicador do desequilíbrio de geração-consumo que existe em um determinado momento e pode ser usado como referência para realizar a regulação correspondente (MORA, 2008).

Figura 19 –Estrutura básica geral do gerador integrado com outros mecanismos.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.2 MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

As máquinas síncronas são usadas principalmente como geradores de energia elétrica. Neste caso, eles são chamados de geradores ou alternadores síncronos. Geralmente, são máquinas grandes que geram energia elétrica em usinas hidrelétricas, nucleares ou térmicas. Os geradores síncronos com potências de várias centenas de MVA (Mega-volt-ampère) são bastante comuns em estações geradoras. Os geradores síncronos são os principais dispositivos de conversão de energia dos sistemas de energia elétrica do mundo atualmente.

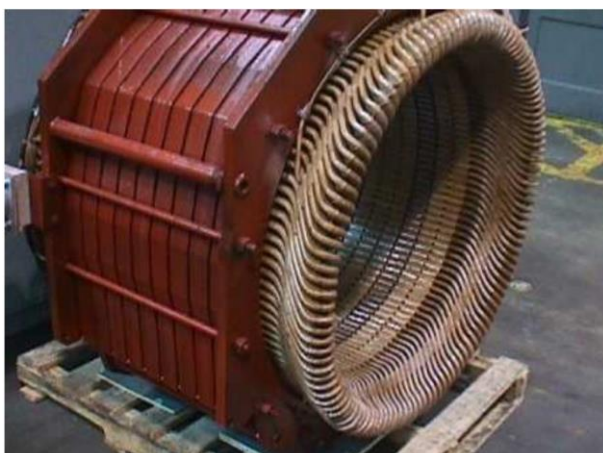
Uma característica importante de uma máquina síncrona é que ele pode avançar ou atrasar a corrente reativa do sistema de alimentação CA. Uma máquina síncrona é uma máquina duplamente excitada. Seus polos do rotor são excitados por uma corrente contínua e seus enrolamentos do estator são conectados à alimentação CA. O fluxo do entreferro é, portanto, o resultante dos fluxos causado pela corrente do rotor e à corrente do estator (SEN, 2013).

Os principais componentes de um gerador síncrono são:

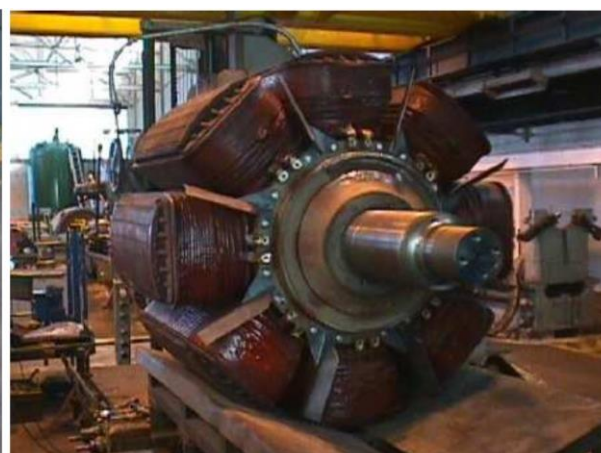
- O estator é a parte estacionária, feita em forma cilíndrica, provida na superfície interna com ranhuras equidistantes recuadas pelos enrolamentos das três fases (a, b e c), deslocadas no espaço umas das outras em 120 graus elétricos.

- O rotor é a parte móvel, girando dentro do estator, que contém também um enrolamento de campo (excitação) (alimentado com uma corrente contínua) e enrolamentos amortecedores consistindo em barras conectadas a anéis finais que formam a chamada gaiola de esquilo (em estado estacionário não passa nenhuma corrente). A corrente contínua no enrolamento de campo produz um campo magnético, que é estacionário em relação ao rotor, mas gira em relação ao estator com uma velocidade igual à velocidade do rotor. Desta forma, as voltagens alternadas deslocadas por 120° no tempo são induzidas nos enrolamentos do estator, tendo a frequência dada pela velocidade do rotor e o número de pares de polos magnéticos (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Figura 20– Partes principais das máquinas síncronas.



a) Estator da máquina síncrona



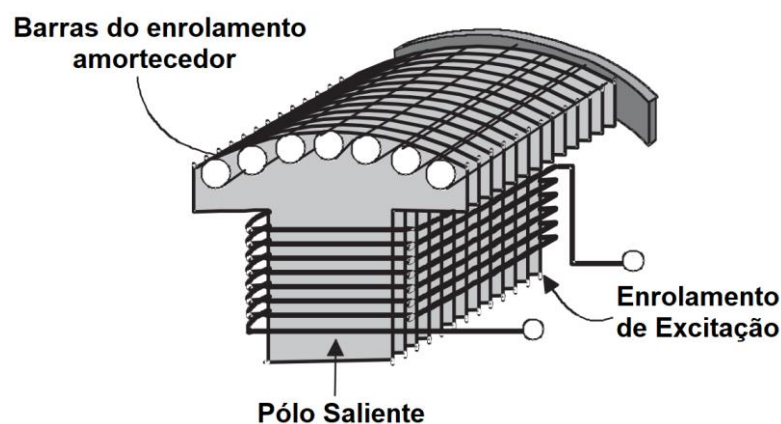
b) Rotor de polos salientes



**c) Rotor cilíndrico
ou de polos lisos**

Fonte: Adaptado de (ALLER, 2007).

A Figura 20 mostra as partes principais do gerador síncrono, como o estator (Figura a) e o rotor (Figura b), também se mostra os tipos de rotor tanto de polos salientes (Figura b) e cilíndrico (Figura c).

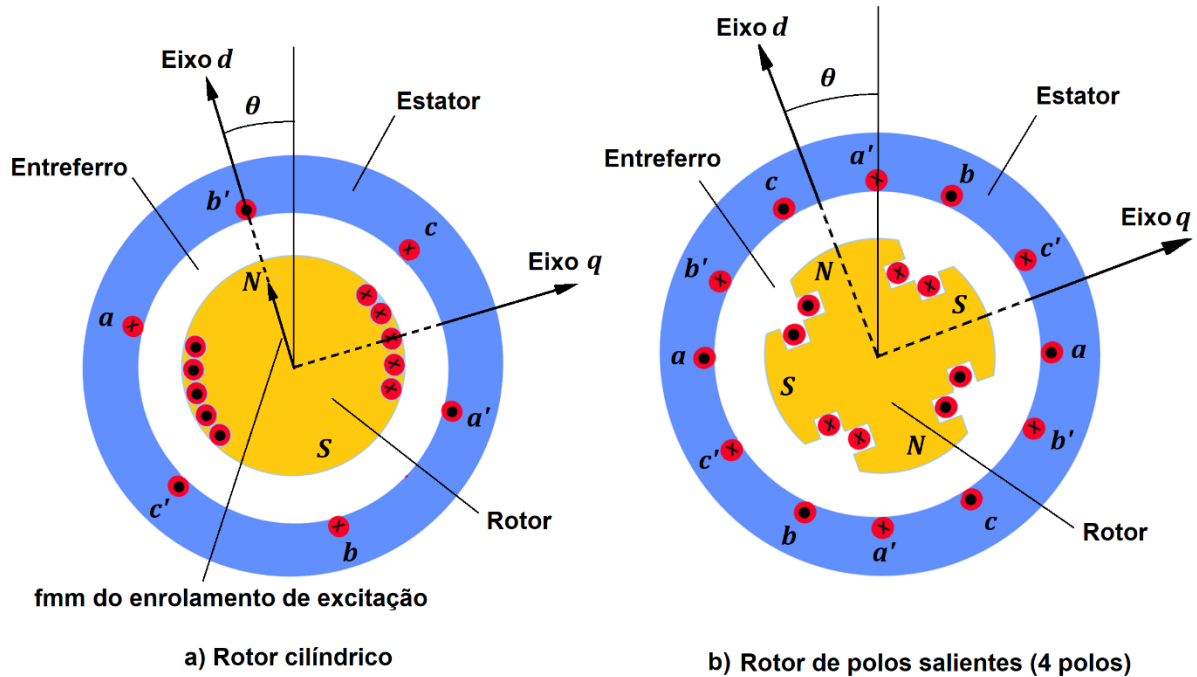
Figura 21 –Enrolamentos amortecedores colocado nos polos.

Fonte: Adaptado de (MORA, 2008).

Na Figura 21 são observados os enrolamentos de excitação e amortecedor. O sistema de excitação de um gerador síncrono, além de fornecer corrente contínua (DC) para o enrolamento de campo, contém várias funções de controle e proteção que afetam o comportamento dinâmico do sistema elétrico. As principais funções de controle do sistema de excitação consistem basicamente no controle de tensão e potência reativa, e na melhoria da estabilidade do sistema elétrico. A finalidade do enrolamento amortecedor é reduzir as oscilações mecânicas do rotor até a velocidade síncrona, ajudando assim a manter a velocidade do sincronismo, também ajuda a reduzir os harmônicos da fem induzida.

Os geradores acionados por a turbina a vapor (turbogeradores) trabalham em alta velocidade e possuem rotores cilíndricos. O rotor tem um enrolamento de campo excitado por corrente DC. As unidades hidráulicas funcionam em baixa velocidade e possuem rotores de pólos salientes, como é visto na Figura 22. Eles normalmente têm enrolamentos de amortecimento além do enrolamento de campo. Os enrolamentos de amortecimento consistem em barras colocadas em ranhuras nas faces dos pólos e conectadas juntas em ambas as extremidades. Os turbogeradores não contêm enrolamentos amortecedores, mas o aço sólido do rotor oferece um caminho para as correntes parasitas, que têm efeitos de amortecimento semelhantes. Para fins de simulação, as correntes que circulam no aço sólido ou nos enrolamentos amortecedores podem ser tratadas como correntes circulando em dois circuitos fechados (ACHA et al., 2004).

Figura 22 – Tipos de rotor nas máquinas síncronas.



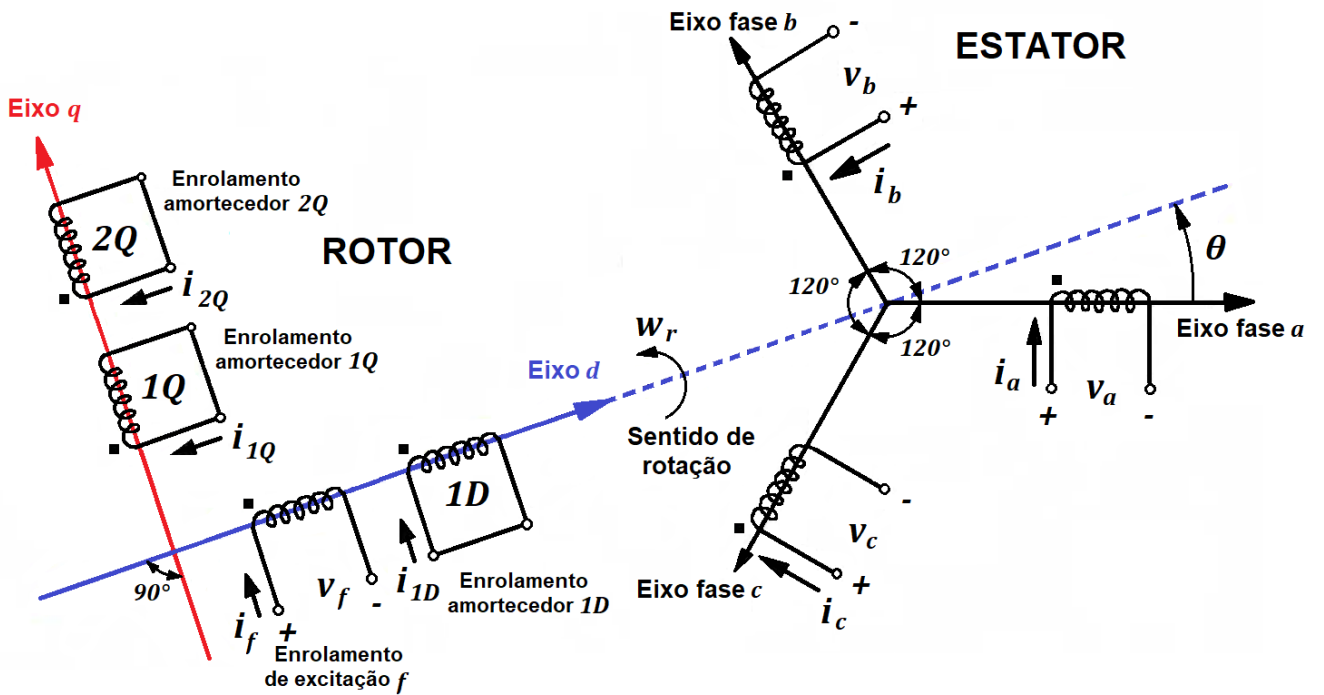
Fonte: Elaboração do próprio autor.

No presente trabalho será considerado um gerador térmico (turbogerador) de rotor cilíndrico (polo liso) como o mostrado na Figura 22.a.

Assumindo que o enrolamento amortecedor é expresso por um enrolamento no eixo direto d e dois no eixo de quadratura q , então o gerador da turbina pode ser representado como é mostrado na Figura 23.

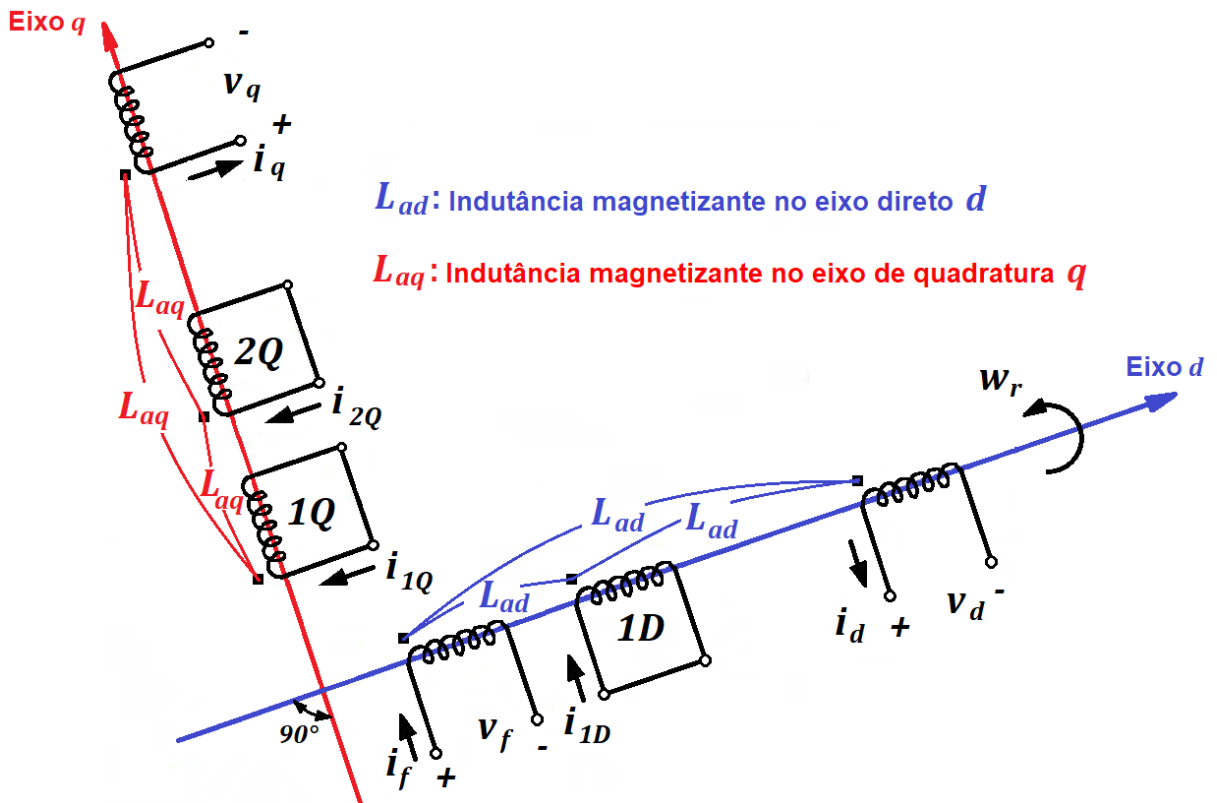
Para refletir o circuito trifásico do estator para o eixo do rotor $d - q$, arranjos equivalentes devem ser feitos, substituindo o circuito do estator de três fases (fases a , b e c) por um circuito bifásico que produz o mesmo campo giratório com deslocamento de fase θ graus do eixo $d - q$, desta forma, tem-se um circuito bifásico equivalente refletido no eixo do rotor $d - q$ do circuito trifásico do estator, também deve ser considerado que, ao refletir os enrolamentos do estator para o eixo do rotor, o número de espiras dos enrolamentos do estator depois de refletido deve ser igual aos enrolamentos dos eixos d e q conforme mostrado na Figura 4.6. Esta equivalência será útil para poder desenvolver as equações diferenciais elétricas e magnéticas do estator e do rotor.

Figura 23 – Representação do circuito do rotor-estator.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 24 – Modelo d - q do gerador síncrono.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 24:

As indutâncias próprias no eixo direto d :

$$L_d = L_{ad} + L_{a\sigma} \quad (12)$$

$$L_{1D} = L_{ad} + L_{1D\sigma} \quad (13)$$

$$L_f = L_{ad} + L_{f\sigma} \quad (14)$$

As indutâncias próprias no eixo da quadratura q :

$$L_q = L_{aq} + L_{a\sigma} \quad (15)$$

$$L_{1Q} = L_{aq} + L_{1Q\sigma} \quad (16)$$

$$L_{2Q} = L_{aq} + L_{2Q\sigma} \quad (17)$$

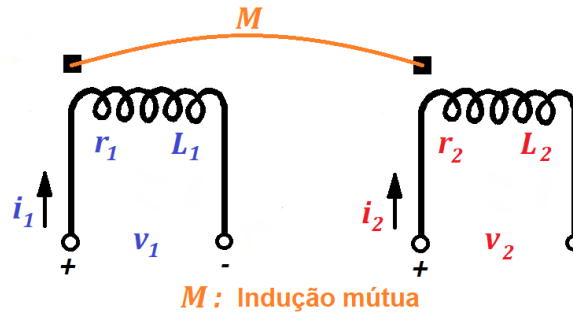
O campo magnético em uma máquina elétrica é originado pela totalidade das correntes elétricas que circulam através de seus enrolamentos. Embora este campo magnético seja único; para sua análise, o campo magnético total de uma máquina elétrica pode ser decomposto em vários:

O **campo magnético comum, principal ou magnetizante** é aquele que transmite energia entre o estator e o rotor. Em seguida, suas linhas de campo ou linhas de indução concatenam para todos os enrolamentos da máquina elétrica, as linhas passam através do estator e do rotor e atravessam o entreferro da máquina duas vezes. Ao concatenar suas linhas de campo a todos os enrolamentos da máquina, o campo magnético comum depende das correntes de todos os seus enrolamentos.

Os **campos magnéticos de dispersão**, também conhecidos como campos de fugas, não contribuem para a transmissão de energia através do entreferro e incluem o restante das linhas de campo. Ou seja, as linhas de indução desses campos magnéticos não unem para todos os enrolamentos da máquina e a maioria deles não atravessam o entreferro (em máquinas de corrente alternada a dispersão é a soma dos campos cujas linhas de indução não atravessam o entreferro) (RODRÍGUEZ, 2011). Conseqüentemente, deve-se levar em conta que o fluxo de dispersão nos núcleos de ferro produz correntes parasitas e perdas de histerese, que elevam a temperatura da máquina elétrica.

Se o circuito na Figura 25 é analisado, para depois aplicar essa análise ao circuito mostrado na Figura 4.6.

Figura 25 – Circuito de análise de indução mútua.



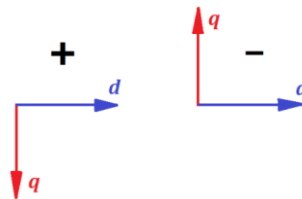
Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$\begin{aligned}
 v_1 &= r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{21} \frac{di_2}{dt} \\
 v_1 &= r_1 i_1 + L_1 p i_1 + M_{21} p i_2 \\
 v_1 &= r_1 i_1 + p (L_1 i_1 + M_{21} i_2) \\
 \psi_1 &= L_1 i_1 + M_{21} i_2 \\
 v_1 &= r_1 i_1 + p \psi_1
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

A expressão $p \psi_1$ é chamada força eletromotriz tipo transformador, essa expressão caracteriza as máquinas elétricas estáticas, no nosso caso estamos trabalhando com máquinas elétricas rotativas então temos que adicionar a expressão $+/- w \psi_2$ chamada força eletromotriz tipo rotacional (o sinal depende da posição do eixo d-q como mostra a Figura 4.8), esta expressão caracteriza as máquinas elétricas rotativas, adicionando na equação (11) temos:

$$v_1 = r_1 i_1 + p \psi_1 + /- w \psi_2
 \tag{19}$$

Figura 26 – Convenção de signos dependentes da posição dos eixos d-q na equação 4.2.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Aplicando a análise do circuito na Figura 25 para o circuito do modelo d - q do gerador síncrono (Figura 26), temos:

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS EM UNIDADES REAIS

ESTATOR

$$v_d = -r_a i_d + p \psi_d - w_r \psi_q \quad (20)$$

$$\psi_d = -L_d i_d + L_{ad} i_f + L_{ad} i_{1D} \quad (21)$$

$$v_q = -r_a i_q + p \psi_q + w_r \psi_d \quad (22)$$

$$\psi_q = -L_q i_q + L_{aq} i_{1Q} + L_{aq} i_{2Q} \quad (23)$$

ROTOR

$$v_f = r_f i_f + p \psi_f \quad (24)$$

$$\psi_f = L_f i_f - L_{ad} i_d + L_{ad} i_{1D} \quad (25)$$

$$0 = r_{1D} i_{1D} + p \psi_{1D} \quad (26)$$

$$\psi_{1D} = L_{1D} i_{1D} - L_{ad} i_d + L_{ad} i_f \quad (27)$$

$$0 = r_{1Q} i_{1Q} + p \psi_{1Q} \quad (28)$$

$$\psi_{1Q} = L_{1Q} i_{1Q} - L_{aq} i_q + L_{aq} i_{2Q} \quad (29)$$

$$0 = r_{2Q} i_{2Q} + p \psi_{2Q} \quad (30)$$

$$\psi_{2Q} = L_{2Q} i_{2Q} - L_{aq} i_q + L_{aq} i_{1Q} \quad (31)$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS EM UNIDADES REAIS

$$T_m - T_{em} = J \frac{dw_r}{dt} + D w_r \quad (32)$$

$$T_{em} = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (33)$$

As quantidades do sistema de potência, como tensão, corrente, potência e impedância, são frequentemente expressos em por unidade (pu) ou porcentagem de valores base especificados.

Uma vantagem do sistema por unidade é que, especificando adequadamente as quantidades de base, os circuitos equivalentes da máquina elétrica podem ser simplificados (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011).

Mudando de unidades reais para o sistema pu , nas equações elétricas e magnéticas do estator.

$$v_d = -r_a i_d + p \psi_d - w_r \psi_q$$

$$v_{d_{pu}} v_B = -r_{a_{pu}} Z_B i_{d_{pu}} I_B + p \psi_{d_{pu}} \psi_B - w_r \psi_{q_{pu}} \psi_B$$

$$v_{d_{pu}} = -r_{a_{pu}} Z_B i_{d_{pu}} I_B \frac{1}{v_B} + p \psi_{d_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B} - w_r \psi_{q_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B}$$

$$v_{d_{pu}} = -r_{a_{pu}} i_{d_{pu}} + p \psi_{d_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B} - w_r \psi_{q_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B}$$

Ter em conta que: $v_B = w_B \psi_B$, e substituindo na equação anterior.

$$v_{d_{pu}} = -r_{a_{pu}} i_{d_{pu}} + p \psi_{d_{pu}} \frac{1}{w_B} - w_r \psi_{q_{pu}} \frac{1}{w_B}$$

Também: $w_B = w_0$, e substituindo na equação anterior.

$$v_{d_{pu}} = -r_{a_{pu}} i_{d_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{d_{pu}} - \frac{w_r}{w_0} \psi_{q_{pu}} \quad (34)$$

Mudando de unidades reais para o sistema pu , nas equações do fluxo concatenado do estator.

$$\psi_d = -L_d i_d + L_{ad} i_f + L_{ad} i_{1D}$$

$$\psi_{d_{pu}} \psi_B = -L_d i_{d_{pu}} I_B + L_{ad} i_{f_{pu}} I_B + L_{ad} i_{1D_{pu}} I_B$$

$$\psi_{d_{pu}} = -L_d i_{d_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B} + L_{ad} i_{f_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B} + L_{ad} i_{1D_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B}$$

Ter em conta que: $\frac{I_B}{\psi_B} = \frac{v_B/Z_B}{v_B/w_B} = \frac{w_B}{Z_B}$, e substituindo na equação anterior.

$$\psi_{d_{pu}} = -L_d i_{d_{pu}} \frac{w_B}{Z_B} + L_{ad} i_{f_{pu}} \frac{w_B}{Z_B} + L_{ad} i_{1D_{pu}} \frac{w_B}{Z_B}$$

Também: $L \frac{w_B}{Z_B} = x_{pu}$, e substituindo na equação anterior.

$$\psi_{d_{pu}} = -x_{d_{pu}} i_{d_{pu}} + x_{ad_{pu}} i_{f_{pu}} + x_{ad_{pu}} i_{1D_{pu}}$$

$$\psi_{d_{pu}} = -x_{d_{pu}} i_{d_{pu}} + x_{ad_{pu}} (i_{f_{pu}} + i_{1D_{pu}}) \quad (35)$$

Mudando de unidades reais para o sistema pu , nas equações elétricas e magnéticas do rotor.

$$v_f = r_f i_f + p \psi_f$$

$$v_{f_{pu}} v_B = r_{f_{pu}} Z_B i_{f_{pu}} I_B + p \psi_{f_{pu}} \psi_B$$

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} Z_B i_{f_{pu}} I_B \frac{1}{v_B} + p \psi_{f_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B}$$

Ter em conta que: $v_B = Z_B I_B$, e substituindo na equação anterior.

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + p \psi_{f_{pu}} \psi_B \frac{1}{v_B}$$

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + p \psi_{f_{pu}} \frac{1}{w_B}$$

Também: $w_B = w_0$, e substituindo na equação anterior.

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{f_{pu}} \quad (36)$$

Mudando de unidades reais para o sistema pu. nas equações do fluxo concatenado do rotor.

$$\begin{aligned} \psi_f &= L_f i_f - L_{ad} i_d + L_{ad} i_{1D} \\ \psi_{f_{pu}} \psi_B &= L_f i_{f_{pu}} I_B - L_{ad} i_{d_{pu}} I_B + L_{ad} i_{1D_{pu}} I_B \\ \psi_{f_{pu}} &= L_f i_{f_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B} - L_{ad} i_{d_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B} + L_{ad} i_{1D_{pu}} \frac{I_B}{\psi_B} \\ \frac{I_B}{\psi_B} &= \frac{v_B/Z_B}{v_B/w_B} = \frac{w_B}{Z_B} \\ \psi_{f_{pu}} &= L_f i_{f_{pu}} \frac{w_B}{Z_B} - L_{ad} i_{d_{pu}} \frac{w_B}{Z_B} + L_{ad} i_{1D_{pu}} \frac{w_B}{Z_B} \end{aligned}$$

Também: $L \frac{w_B}{Z_B} = x_{pu}$, e substituindo na equação anterior.

$$\begin{aligned} \psi_{f_{pu}} &= x_{f_{pu}} i_{f_{pu}} - x_{ad_{pu}} i_{d_{pu}} + x_{ad_{pu}} i_{1D_{pu}} \\ \psi_{f_{pu}} &= x_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + x_{ad_{pu}} (-i_{d_{pu}} + i_{1D_{pu}}) \end{aligned} \quad (37)$$

Fazendo a mudança de unidades reais para o sistema por unidade, nas outras equações elétricas e magnéticas também naquelas equações de fluxo concatenado do estator e do rotor, temos:

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS NO SISTEMA PU

ESTATOR

$$\begin{aligned} v_{d_{pu}} &= -r_{a_{pu}} i_{d_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{d_{pu}} - \frac{w_r}{w_0} \psi_{q_{pu}} & \psi_{d_{pu}} &= -x_{d_{pu}} i_{d_{pu}} + x_{ad_{pu}} (i_{f_{pu}} + i_{1D_{pu}}) \\ v_{q_{pu}} &= -r_{a_{pu}} i_{q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{q_{pu}} + \frac{w_r}{w_0} \psi_{d_{pu}} & \psi_{q_{pu}} &= -x_{q_{pu}} i_{q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (i_{1Q_{pu}} + i_{2Q_{pu}}) \end{aligned}$$

ROTOR

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{f_{pu}}$$

$$\psi_{f_{pu}} = x_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + x_{ad_{pu}} (-i_{d_{pu}} + i_{1D_{pu}})$$

$$0 = r_{1D_{pu}} i_{1D_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1D_{pu}}$$

$$\psi_{1D_{pu}} = x_{1D_{pu}} i_{1D_{pu}} + x_{ad_{pu}} (-i_{d_{pu}} + i_{f_{pu}})$$

$$0 = r_{1Q_{pu}} i_{1Q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1Q_{pu}}$$

$$\psi_{1Q_{pu}} = x_{1Q_{pu}} i_{1Q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (-i_{q_{pu}} + i_{2Q_{pu}})$$

$$0 = r_{2Q_{pu}} i_{2Q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{2Q_{pu}}$$

$$\psi_{2Q_{pu}} = x_{2Q_{pu}} i_{2Q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (-i_{q_{pu}} + i_{1Q_{pu}})$$

Mudando as equações de unidades reais para o sistema pu , das equações mecânicas.

$$T_m - T_{em} = J \frac{dw_r}{dt} + D w_r$$

Multiplicando cada membro por w_r

$$T_m w_r - T_{em} w_r = J \frac{dw_r}{dt} w_r + D w_r^2$$

$$P_m - P_{em} = J \frac{dw_r}{dt} w_r + D w_r^2$$

A constante de tempo de inércia da máquina síncrona H é um parâmetro amplamente utilizado no controle de sistemas elétricos, e representa a energia cinética do rotor (E_c) armazenada no eixo à velocidade de sincronismo dividida pela potência base (S_B) e dá uma indicação do tempo que o gerador pode fornecer energia nominal utilizando apenas a energia armazenada sua massa rotativa (WANG, 2012).

$$H = \frac{E_c}{Pot. \text{ Aparente}}$$

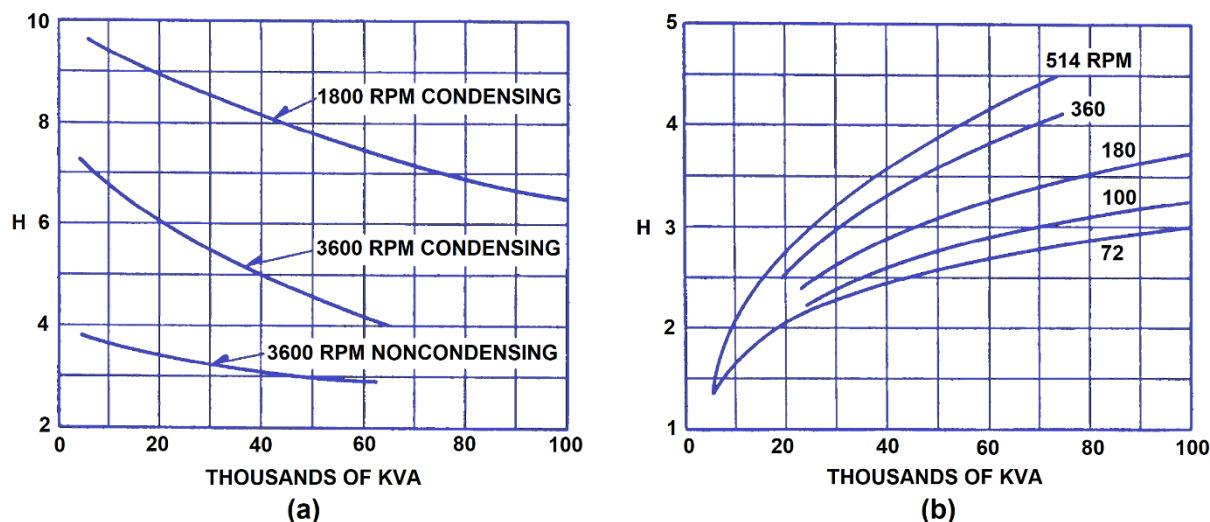
$$H = \frac{\frac{1}{2} J w_B^2}{S_B}$$

As constantes típicas de inércia H para os geradores das usinas mostram-se na Tabela 1, então o momento de inercia da máquina (J) é:

$$J = \frac{2HS_B}{w_B^2} \quad (38)$$

A variação do valor de H (seg.) em relação à potência para os turbogeradores (a) e os geradores hidráulicos (b) são mostrados na Figura 27.

Figura 27 – Variação geral de H dos turbogeradores (a) e geradores hidráulicos (b) respeito à potência.



Fonte: (ABB, 1997).

Tabela 1 – Intervalo de constantes de inércia para vários tipos de máquinas síncronas.

TYPICAL INERTIA CONSTANTS OF SYNCHRONOUS MACHINES

Type of Machine	Inertia Constant H Stored Energy in Kw-sec per Kva**
Turbine Generator	
Condensing 1800 rpm	9-6
3600 rpm	7-4
Non-condensing 3600 rpm	4-3
Waterwheel Generator	
Slow-speed (<200 rpm)	2-3
High-speed (>200 rpm)	2-4
Synchronous Condenser***	
Large	1.25
Small	1.00
Synchronous Motor with Load	2.00
Varies from 1.0 to 5.0 and higher for heavy flywheels	

**Where range is given, the first figure applies to the smaller kva sizes.

***Hydrogen-cooled, 25 percent less.

Fonte: (ABB, 1997).

Substituindo J na equação:

$$P_m - P_{em} = J \frac{dw_r}{dt} w_r + D w_r^2$$

$$P_m - P_{em} = \frac{2HS_B}{w_B^2} \frac{dw_r}{dt} w_r + D w_r^2$$

Também: $D w_r^2 = P_p$, e substituindo na equação anterior.

$$P_m - P_{em} = \frac{2HS_B}{w_B^2} p w_r w_r + P_p$$

$$P_m - P_{em} = \frac{2H w_r}{w_B w_B} S_B p w_r + P_p$$

$$\frac{P_m}{S_B} - \frac{P_{em}}{S_B} = \frac{2H w_r}{w_B w_B} p w_r + \frac{P_p}{S_B}$$

$$P_{m_{pu}} - P_{em_{pu}} = \frac{2H w_r}{w_B w_B} p w_r + P_{p_{pu}}$$

Também: $w_B = w_0$, e substituindo na equação anterior, temos:

$$P_{m_{pu}} - P_{em_{pu}} = \frac{2H w_r}{w_0 w_0} p w_r + P_{p_{pu}} \quad (39)$$

Para o caso da potência eletromagnética P_{em} , em termos de os eixos $d-q$, tem-se o seguinte:

$$T_{em} = (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

Multiplicando cada membro por w_r :

$$P_{em} = (\psi_d i_q - \psi_q i_d) w_r$$

$$P_{em_{pu}} S_B = (\psi_{d_{pu}} \psi_B i_{q_{pu}} I_B - \psi_{q_{pu}} \psi_B i_{d_{pu}} I_B) w_r$$

Ter em conta que: $S_B = w_B \psi_B I_B$, e substituindo na equação anterior:

$$P_{em_{pu}} = (\psi_{d_{pu}} i_{q_{pu}} \frac{\psi_B I_B}{w_B \psi_B I_B} - \psi_{q_{pu}} i_{d_{pu}} \frac{\psi_B I_B}{w_B \psi_B I_B}) w_r$$

$$P_{em_{pu}} = (\psi_{d_{pu}} i_{q_{pu}} \frac{1}{w_B} - \psi_{q_{pu}} i_{d_{pu}} \frac{1}{w_B}) w_r$$

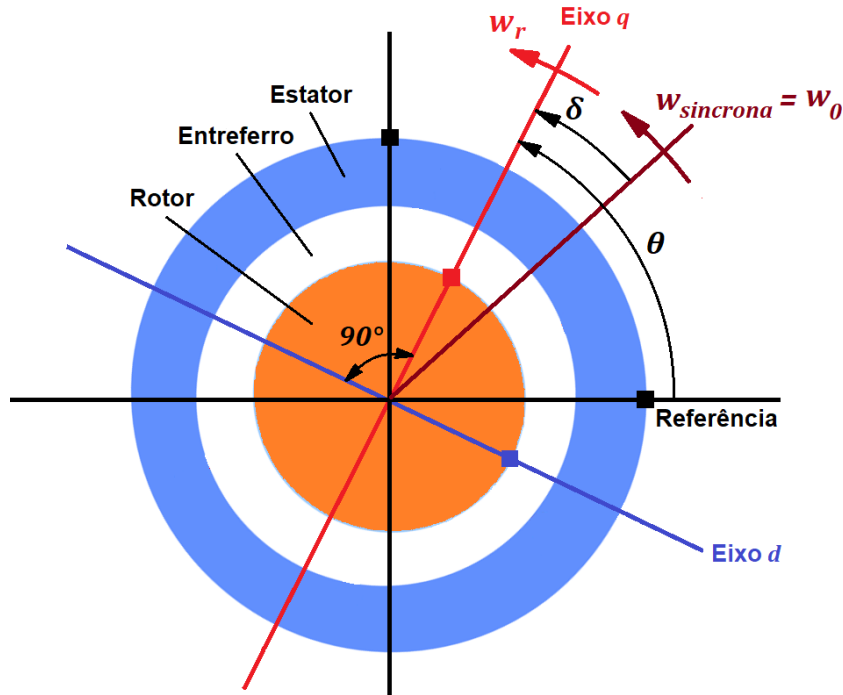
$$P_{em_{pu}} = \frac{w_r}{w_B} (\psi_{d_{pu}} i_{q_{pu}} - \psi_{q_{pu}} i_{d_{pu}})$$

Também: $w_B = w_0$, e substituindo na equação anterior:

$$P_{em_{pu}} = \frac{w_r}{w_0} (\psi_{d_{pu}} i_{q_{pu}} - \psi_{q_{pu}} i_{d_{pu}}) \quad (40)$$

Na Figura 28, mostra a posição dos eixos d - q (fixo para o rotor) com respeito ao eixo de referência (fixo para o estator).

Figura 28 – Posição dos eixos d - q com respeito ao eixo de referência.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Se em um intervalo de tempo o rotor acelera, então, cumpre-se:

$$(w_r - w_0) \Delta t = \Delta \delta$$

$$p\delta = w_r - w_0$$

Juntando todas as equações apresentadas anteriormente, mudando de unidades reais para o sistema por unidade, tanto das equações elétricas e magnéticas, assim também como as equações mecânicas, temos:

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS NO SISTEMA PU

ESTATOR

$$v_{d_{pu}} = -r_{a_{pu}} i_{d_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{d_{pu}} - \frac{w_r}{w_0} \psi_{q_{pu}} \quad \psi_{d_{pu}} = -x_{d_{pu}} i_{d_{pu}} + x_{ad_{pu}} (i_{f_{pu}} + i_{1D_{pu}})$$

$$v_{q_{pu}} = -r_{a_{pu}} i_{q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{q_{pu}} + \frac{w_r}{w_0} \psi_{d_{pu}} \quad \psi_{q_{pu}} = -x_{q_{pu}} i_{q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (i_{1Q_{pu}} + i_{2Q_{pu}})$$

ROTOR

$$v_{f_{pu}} = r_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{f_{pu}}$$

$$\psi_{f_{pu}} = x_{f_{pu}} i_{f_{pu}} + x_{ad_{pu}} (-i_{d_{pu}} + i_{1D_{pu}})$$

$$0 = r_{1D_{pu}} i_{1D_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1D_{pu}}$$

$$\psi_{1D_{pu}} = x_{1D_{pu}} i_{1D_{pu}} + x_{ad_{pu}} (-i_{d_{pu}} + i_{f_{pu}})$$

$$0 = r_{1Q_{pu}} i_{1Q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1Q_{pu}}$$

$$\psi_{1Q_{pu}} = x_{1Q_{pu}} i_{1Q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (-i_{q_{pu}} + i_{2Q_{pu}})$$

$$0 = r_{2Q_{pu}} i_{2Q_{pu}} + \frac{1}{w_0} p \psi_{2Q_{pu}}$$

$$\psi_{2Q_{pu}} = x_{2Q_{pu}} i_{2Q_{pu}} + x_{aq_{pu}} (-i_{q_{pu}} + i_{1Q_{pu}})$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS NO SISTEMA PU

$$p\delta = w_r - w_0$$

$$P_{m_{pu}} = \frac{2H w_r}{w_0 w_0} p w_r + P_{p_{pu}} + P_{em_{pu}}$$

$$P_{em_{pu}} = \frac{w_r}{w_0} (\psi_{d_{pu}} i_{q_{pu}} - \psi_{q_{pu}} i_{d_{pu}})$$

No caso de uma máquina síncrona, o sistema por unidade pode ser usado para remover constantes arbitrárias e simplificar equações matemáticas para que elas possam ser expressas em termos de circuitos equivalentes.

A base para a seleção do sistema por unidade para o estator é simples, ao passo que requer consideração cuidadosa do rotor (KUNDUR, 1994).

Nesta seção, tem o propósito de definir valores por unidade e mostrar suas relações com os valores em unidades naturais, no entanto, deixaremos essa convenção para uso geral subsequente para simplificar a notação.

Omitindo o termo *pu.* nas equações para trabalhar mais confortavelmente, sem esquecer que todas as equações estão no sistema por unidade (*pu.*), então juntando todas as equações temos:

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS NO SISTEMA PU

ESTATOR

$$v_d = -r_a i_d + \frac{1}{w_0} p \psi_d - \frac{w_r}{w_0} \psi_q \quad \psi_d = -x_d i_d + x_{ad}(i_f + i_{1D})$$

$$v_q = -r_a i_q + \frac{1}{w_0} p \psi_q + \frac{w_r}{w_0} \psi_d \quad \psi_q = -x_q i_q + x_{aq}(i_{1Q} + i_{2Q})$$

ROTOR

$$v_f = r_f i_f + \frac{1}{w_0} p \psi_f \quad \psi_f = x_f i_f + x_{ad}(-i_d + i_{1D})$$

$$0 = r_{1D} i_{1D} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1D} \quad \psi_{1D} = x_{1D} i_{1D} + x_{ad}(-i_d + i_f)$$

$$0 = r_{1Q} i_{1Q} + \frac{1}{w_0} p \psi_{1Q} \quad \psi_{1Q} = x_{1Q} i_{1Q} + x_{aq}(-i_q + i_{2Q})$$

$$0 = r_{2Q} i_{2Q} + \frac{1}{w_0} p \psi_{2Q} \quad \psi_{2Q} = x_{2Q} i_{2Q} + x_{aq}(-i_q + i_{1Q})$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS NO SISTEMA PU

$$p\delta = w_r - w_0$$

$$P_m = \frac{2H w_r}{w_0 w_0} p w_r + P_p + P_{em}$$

$$P_{em} = \frac{w_r}{w_0} (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

4.2.1 Simplificações essenciais em estudos de grandes sistemas

a) Omitir as forças eletromotrizes tipo transformador $p\psi$

- Eles representam os transientes no estator. Com esses termos desprezados, as quantidades do estator contêm apenas componentes de frequência fundamental e as equações de tensão do estator aparecem como equações algébricas. Isso permite o uso de relações de estado estacionário para representar a rede de transmissão interconectada.

- Sua representação gera componentes transitórios de alta frequência. Por esse motivo, pequenas etapas de integração são necessárias, o que causa um aumento no custo computacional. Além disso, as respostas temporais de variáveis do sistema contendo componentes de alta frequência são difíceis de analisar e interpretar do ponto de vista da estabilidade do sistema.

b) omitir o efeito das variações de velocidade nas tensões do estator

- Em sistemas muito fortes, nas equações de tensão do estator (v_d e v_q) pode-se assumir que $\frac{\omega_r}{\omega_0} = \omega = 1$.
- Esta suposição $\omega = 1$ nas tensões do estator não contribui para a simplicidade computacional por si só. A razão fundamental é que ela contrabalança o efeito de omitir os termos $p \psi_d$ e $p \psi_q$ em relação às oscilações de rotor de baixa frequência.

Ao implementar as simplificações, nas equações elétricas e magnéticas do estator e rotor obtém-se um modelo de 6º ordem.

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS NO SISTEMA PU

ESTATOR

$$\begin{aligned} v_d &= -r_a i_d - \dot{\psi}_q & \psi_d &= -x_d i_d + x_{ad}(i_f + i_{1D}) \\ v_q &= -r_a i_q + \dot{\psi}_d & \psi_q &= -x_q i_q + x_{aq}(i_{1Q} + i_{2Q}) \end{aligned}$$

ROTOR

$$\begin{aligned} v_f &= r_f i_f + \frac{1}{\omega_0} p \psi_f & \psi_f &= x_f i_f + x_{ad}(-i_d + i_{1D}) \\ 0 &= r_{1D} i_{1D} + \frac{1}{\omega_0} p \psi_{1D} & \psi_{1D} &= x_{1D} i_{1D} + x_{ad}(-i_d + i_f) \\ 0 &= r_{1Q} i_{1Q} + \frac{1}{\omega_0} p \psi_{1Q} & \psi_{1Q} &= x_{1Q} i_{1Q} + x_{aq}(-i_q + i_{2Q}) \\ 0 &= r_{2Q} i_{2Q} + \frac{1}{\omega_0} p \psi_{2Q} & \psi_{2Q} &= x_{2Q} i_{2Q} + x_{aq}(-i_q + i_{1Q}) \end{aligned}$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS NO SISTEMA PU

$$p\delta = w_r - w_0$$

$$P_m = \frac{2H}{w_0} p w_r + P_p + P_{em}$$

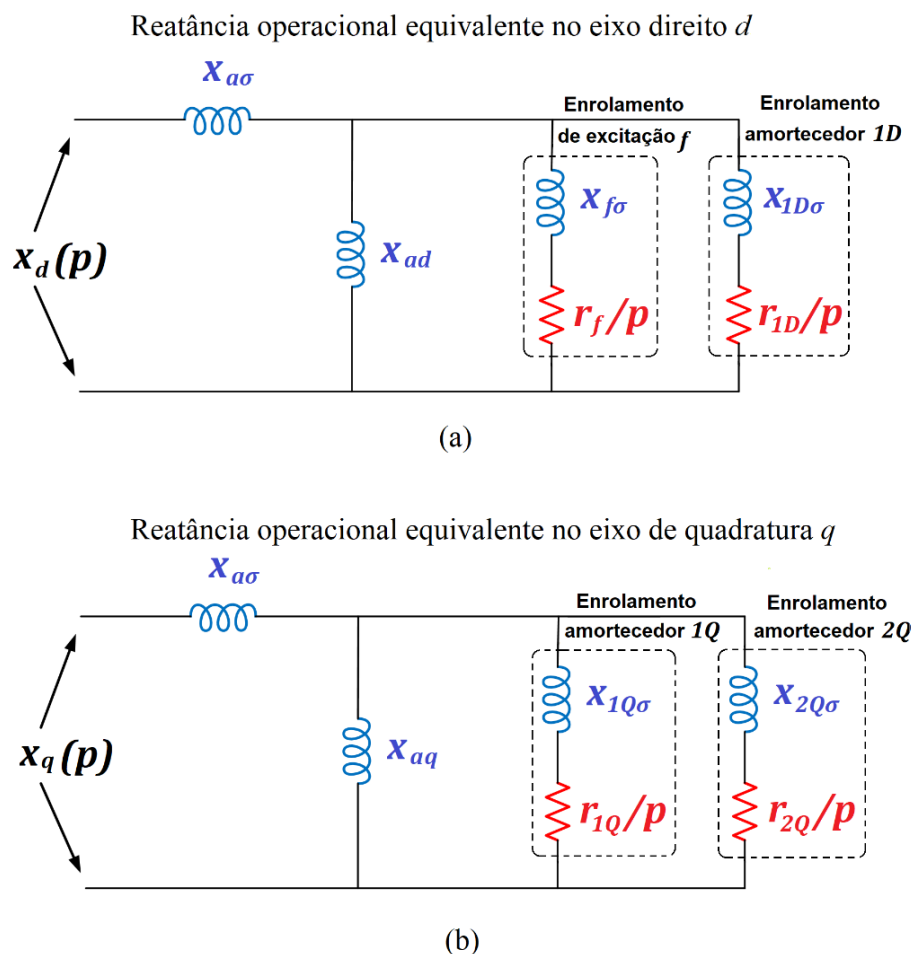
$$P_{em} = \psi_d i_q - \psi_q i_d$$

4.2.2 Circuitos operacionais equivalentes dos geradores síncronos

Na Figura 29, mostram-se as seguintes reatâncias equivalentes:

- a) Reatância operacional equivalente no eixo direito d .
- b) Reatância operacional equivalente no eixo de quadratura q .

Figura 29 – Reatância operacional equivalente no eixo direito d e no eixo de quadratura q .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.2.2.1 Modelo simplificado sem enrolamentos amortecedores em estado estacionário.

A primeira ordem de simplificação para o modelo de máquina síncrona é omitir os efeitos de amortecimento. Isso minimiza os requisitos de dados, pois os parâmetros da máquina relacionados com os amortecedores geralmente não estão disponíveis. Além disso, pode contribuir para a redução do esforço computacional, reduzindo a ordem do modelo e permitindo maiores etapas de integração em simulações no domínio do tempo (KUNDUR, 1994). No estado estacionário, o gerador síncrono está operando em velocidade síncrona, com certa carga que é expressa por um certo ângulo δ . Com estas simplificações as equações do estator são algébricas. Como no estado estacionário $p = 0$ então, os enrolamentos de amortecimento $1D$, $1Q$ e $2Q$ não contribuem com as correntes, o único que contribui para a corrente é o enrolamento de excitação f . do rotor, também ter em conta que a corrente de excitação é CC, então sua derivada é zero.

EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MAGNÉTICAS NO SISTEMA PU

ESTATOR

$$\begin{aligned} v_d &= -r_a i_d - \dot{\psi}_q & \psi_d &= -x_d i_d + x_{ad} i_f \\ v_q &= -r_a i_q + \dot{\psi}_d & \psi_q &= -x_q i_q \end{aligned}$$

ROTOR

$$\begin{aligned} v_f &= r_f i_f & \psi_f &= x_f i_f - x_{ad} i_d \\ 0 &= r_{1D} i_{1D} \rightarrow i_{1D} = 0 & \psi_{1D} &= x_{1D} i_{1D} + x_{ad} (-i_d + i_f) \\ 0 &= r_{1Q} i_{1Q} \rightarrow i_{1Q} = 0 & \psi_{1Q} &= -x_{aq} i_q \\ 0 &= r_{2Q} i_{2Q} \rightarrow i_{2Q} = 0 & \psi_{2Q} &= -x_{aq} i_q \end{aligned}$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS NO SISTEMA PU

$$p\delta = w_r - w_0$$

$$P_m = \frac{2H}{w_0} p w_r + P_p + P_{em}$$

$$\begin{aligned} P_{em} &= \psi_d i_q - \psi_q i_d = (-x_d i_d + x_{ad} i_f) i_q - (-x_q i_q) i_d \\ &\rightarrow P_{em} = x_{ad} i_f i_q + (x_q - x_d) i_d i_q \end{aligned}$$

Substituindo os fluxos concatenados ψ_d e ψ_q nas equações elétricas e magnéticas do estator v_d e v_q .

$$v_d = -r_a i_d - \psi_q$$

Substituindo $\psi_q = -x_q i_q$, temos:

$$v_d = -r_a i_d + x_q i_q$$

Agora substituindo $\psi_d = -x_d i_d + x_{ad} i_f$, na seguinte equação tem-se:

$$v_q = -r_a i_q + \psi_d$$

$$v_q = -r_a i_q - x_d i_d + x_{ad} i_f$$

Substituindo uma tensão $E_f = x_{ad} i_f$ proporcional a i_f , na equação anterior, tem-se:

$$v_q = -r_a i_q - x_d i_d + E_f$$

Resumindo:

$$v_d = -r_a i_d + x_q i_q \quad (41)$$

$$v_q = -r_a i_q - x_d i_d + E_f \quad (42)$$

Para poder obter a representação do diagrama fasorial (Figura 30), somam-se as equações de tensões v_d e v_q .

$$v_d + v_q j = -r_a i_d + x_q i_q + (-r_a i_q - x_d i_d + E_f) j$$

$$\vec{V} = -r_a i_d + x_q i_q - r_a i_q j - x_d i_d j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a (i_d + i_q j) + x_q i_q - x_d i_d j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} + (-x_q i_q j - x_d i_d) j + E_f j$$

Adicionamos e subtraímos $x_q i_d$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} + (x_q i_d - x_q i_d - x_q i_q j - x_d i_d) j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} + (x_q i_d - x_q (i_d + i_q j) - x_d i_d) j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} + (x_q i_d - x_q \vec{I} - x_d i_d) j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} - x_q \vec{I} j + (x_q i_d - x_d i_d) j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} - x_q \vec{I} j + i_d (x_q - x_d) j + E_f j$$

$$\vec{V} = -r_a \vec{I} - x_q \vec{I} j - i_d (x_d - x_q) j + E_f j$$

ROTOR

$$\begin{aligned}
 v_f &= r_f i_f + \frac{1}{w_0} p \psi_f & \psi_f &= x_f i_f - x_{ad} i_d \\
 0 &= r_{1D} i_{1D} \rightarrow i_{1D} = 0 & \psi_{1D} &= x_{ad} (-i_d + i_f) \\
 0 &= r_{1Q} i_{1Q} \rightarrow i_{1Q} = 0 & \psi_{1Q} &= -x_{aq} i_q \\
 0 &= r_{2Q} i_{2Q} \rightarrow i_{2Q} = 0 & \psi_{2Q} &= -x_{aq} i_q
 \end{aligned}$$

EQUAÇÕES MECÂNICAS NO SISTEMA PU

$$p\delta = w_r - w_0$$

$$P_m = \frac{2H}{w_0} p w_r + P_p + P_{em}$$

$$P_{em} = x_{ad} i_f i_q + (x_q - x_d) i_d i_q$$

- a) Equações no eixo direito: No eixo d tem-se dois enrolamentos, um enrolamento de excitação e o enrolamento d :

A tensão de excitação é:

$$v_f = r_f i_f + \frac{1}{w_0} p \psi_f; p = d/(dt)$$

Ter em conta que: $1/w_0 = 1$ e substituindo na equação anterior:

$$v_f = r_f i_f + p \psi_f$$

Substituindo na equação anterior: $\psi_f = x_f i_f - x_{ad} i_d$

$$v_f = r_f i_f + p (x_f i_f - x_{ad} i_d)$$

$$v_f/p = r_f i_f/p + x_f i_f - x_{ad} i_d$$

$$v_f/p = -x_{ad} i_d + (r_f/p + x_f) i_f$$

Substituindo na equação anterior: $x_f = x_{ad} + x_{f\sigma}$

$$v_f/p = -x_{ad} i_d + (r_f/p + x_{ad} + x_{f\sigma}) i_f \text{ (Figura 31)}$$

O fluxo concatenado no eixo d é:

$$\psi_d = -x_d i_d + x_{ad} i_f$$

Substituindo na equação anterior: $x_d = x_{ad} + x_{a\sigma}$

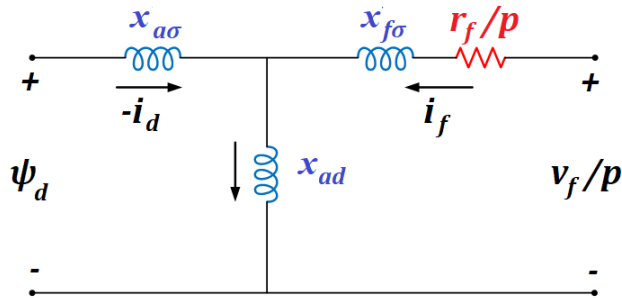
$$\psi_d = -(x_{ad} + x_{a\sigma}) i_d + x_{ad} i_f \text{ (Figura 32)}$$

Resumindo:

$$v_f/p = -x_{ad} i_d + (r_f/p + x_{ad} + x_{f\sigma}) i_f \tag{46}$$

$$\psi_d = -(x_{ad} + x_{a\sigma}) i_d + x_{ad} i_f \tag{47}$$

Figura 31 –Circuito equivalente operacional no eixo direito *d* sem enrolamento amortecedor.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

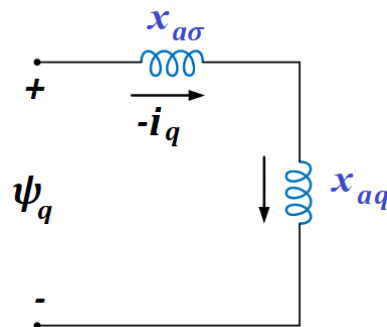
- b) Equações no eixo de quadratura: No eixo *q* tem-se somente 1 enrolamento *q*
O fluxo concatenado no eixo *d* é:

$$\psi_q = -x_q i_q$$

Substituindo na equação anterior: $x_q = x_{aq} + x_{a\sigma}$

$$\psi_q = -(x_{aq} + x_{a\sigma}) i_q$$

Figura 32 – Circuito equivalente operacional no eixo direito *q*. sem enrolamento amortecedor.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

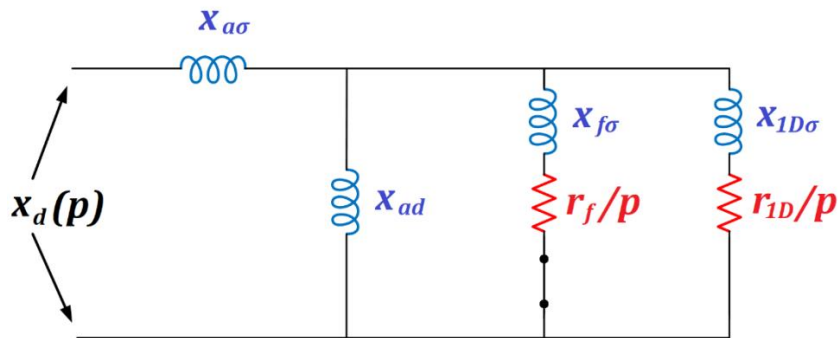
4.2.3 Reatâncias transitórias e subtransitórias da máquina síncrona

Estes são os valores assumidos pelas reatâncias operacionais um instante depois de iniciado o processo transitório, isto é, em $t=0+$ ($p=\infty$), avaliado no circuito equivalente operacional (Figura 33 e 34).

São chamados reatâncias subtransitórias quando se considera o efeito do enrolamento amortecedor e reatâncias transitórias quando seu efeito é omitido ou se a máquina não possui enrolamento amortecedor.

a) No eixo direito d :

Figura 33 –Circuito equivalente operacional no eixo direito d .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Reatância transitória (sem enrolamentos amortecedores): x'_d

$$x'_d = x_d(p \rightarrow \infty) = x_{a\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{f\sigma}}}$$

$$x'_d = x_{a\sigma} + \frac{x_{ad} x_{f\sigma}}{x_{ad} + x_{f\sigma}} = \frac{x_{a\sigma} x_{ad} + x_{a\sigma} x_{f\sigma} + x_{ad} x_{f\sigma}}{x_{ad} + x_{f\sigma}}$$

$$x'_d = \frac{x_{a\sigma} x_{ad} + x_{f\sigma} (x_{a\sigma} + x_{ad})}{x_{ad} + x_{f\sigma}} = \frac{x_{a\sigma} x_{ad} + x_{f\sigma} x_d}{x_{ad} + x_{f\sigma}}$$

$$x'_d = \frac{(x_d - x_{ad}) x_{ad} + (x_f - x_{ad}) x_d}{x_{ad} + x_{f\sigma}} = \frac{x_d x_{ad} - x_{ad} x_{ad} + x_d x_f - x_{ad} x_d}{x_{ad} + x_{f\sigma}}$$

$$x'_d = \frac{-x_{ad} x_{ad} + x_d x_f}{x_{ad} + x_{f\sigma}} = \frac{-x_{ad}^2 + x_d x_f}{x_f}$$

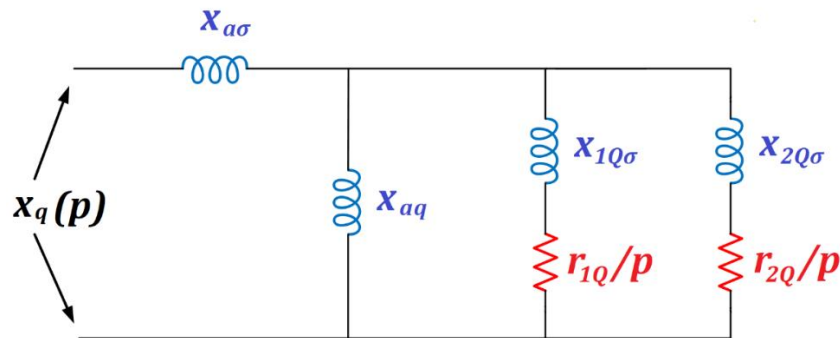
$$x'_d = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_f} \quad (48)$$

Reatância subtransitória (com enrolamentos amortecedores): x''_d

$$x''_d = x_d (p \rightarrow \infty) = x_{a\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{f\sigma}} + \frac{1}{x_{ID\sigma}}} \quad (49)$$

b) No eixo de quadratura q :

Figura 34 –Circuito equivalente operacional no eixo de quadratura q .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Reatância transitória (sem enrolamentos amortecedores): x'_q

$$x'_q = x_q (p \rightarrow \infty) = x_{a\sigma} + x_{aq}$$

$$x'_q = x_{a\sigma} + x_{aq} = x_q$$

$$x'_q = x_q \quad (50)$$

Reatância subtransitória (com enrolamentos amortecedores): x''_q

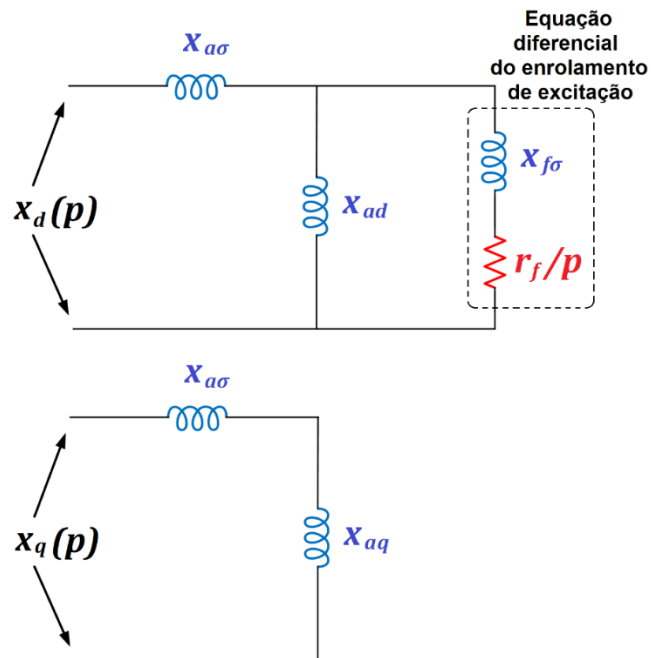
$$x''_q = x_q (p \rightarrow \infty) = x_{a\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{1Q\sigma}} + \frac{1}{x_{2Q\sigma}}} \quad (51)$$

4.2.4 Modelos transitórios e subtransitórios dos geradores síncronos

4.2.4.1 Modelo transitório sem enrolamento amortecedor (Ordem 3)

Neste caso os enrolamentos de amortecimento são omitidos, então teremos apenas o enrolamento de excitação que está no eixo direto, portanto teremos uma única equação diferencial, como está ilustrado na figura 35.

Figura 35 – Circuitos equivalentes operacionais sem enrolamento amortecedor.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da equação do rotor do enrolamento de excitação no estator:

$$v_f = r_f i_f + \frac{1}{w_0} p \psi_f$$

$$v_f \frac{x_{ad}}{r_f} = \frac{x_{ad}}{r_f} (r_f i_f + \frac{1}{w_0} p \psi_f)$$

$$v_f \frac{x_{ad}}{r_f} = x_{ad} i_f + \frac{1}{w_0 r_f} p (x_{ad} \psi_f)$$

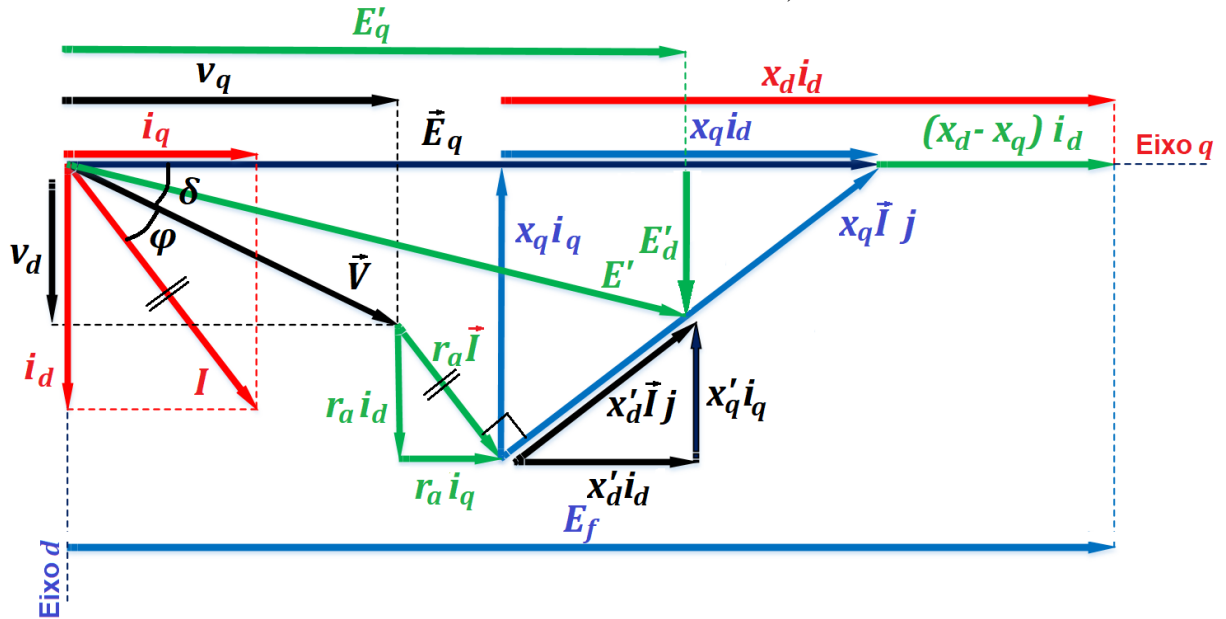
$$v_f \frac{x_{ad}}{r_f} = x_{ad} i_f + \frac{x_f}{w_0 r_f} p \left(\frac{x_{ad}}{x_f} \psi_f \right)$$

Considerando : $E_{fd} = v_f \frac{x_{ad}}{r_f}$; $T'_{do} = \frac{x_f}{\omega_0 r_f}$; $E'_q = \frac{x_{ad}}{x_f} \psi_f$

$$E_{fd} = x_{ad} i_f + T'_{do} p E'_q$$

$$T'_{do} p E'_q = E_{fd} - x_{ad} i_f \tag{52}$$

Figura 36 – Representação do diagrama fasorial transitório do gerador síncrono (sem enrolamentos amortecedores).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As equações algébricas do estator podem ser escritas como:

Eixo q:

$$E_f - v_q = r_a i_q + x_d i_d \tag{53}$$

$$E'_q - v_q = r_a i_q + x'_d i_d \tag{54}$$

Eixo d:

$$0 - v_d = r_a i_d - x_q i_q \tag{55}$$

A equações diferencial do rotor podem obter-se, das equações do estator do eixo q:

$$v_q = -r_a i_q + \psi_d$$

O fluxo concatenado no eixo d é $\psi_d = -x_d i_d + x_{ad} i_f$, então:

$$v_q = -r_a i_q - x_d i_d + x_{ad} i_f$$

Substituindo na equação (54):

$$\begin{aligned}
 E'_q - v_q &= r_a i_q + x'_d i_d \\
 E'_q - (-r_a i_q - x_d i_d + x_{ad} i_f) &= r_a i_q + x'_d i_d \\
 E'_q + r_a i_q + x_d i_d - x_{ad} i_f &= r_a i_q + x'_d i_d \\
 E'_q + x_d i_d - x_{ad} i_f &= x'_d i_d \\
 x_{ad} i_f &= E'_q + x_d i_d - x'_d i_d \\
 x_{ad} i_f &= E'_q + (x_d - x'_d) i_d
 \end{aligned} \tag{56}$$

Substituindo na equação (52):

$$\begin{aligned}
 T'_{do} pE'_q &= E_{fd} - x_{ad} i_f \\
 T'_{do} pE'_q &= E_{fd} - (E'_q + (x_d - x'_d) i_d) \\
 T'_{do} pE'_q &= E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) i_d
 \end{aligned}$$

As equações diferenciais do sistema mecânico:

$$\begin{aligned}
 p\delta &= w_r - w_0 \\
 P_m &= \frac{2H}{w_0} p w_r + P_p + P_{em} \\
 P_{em} &= \psi_d i_q - \psi_q i_d = (-x_d i_d + x_{ad} i_f) i_q - (-x_q i_q) i_d \\
 P_{em} &= x_{ad} i_f i_q + (x_q - x_d) i_d i_q
 \end{aligned}$$

Substituindo a equação (55) na equação anterior:

$$\begin{aligned}
 P_{em} &= (E'_q + (x_d - x'_d) i_d) i_q + (x_q - x_d) i_d i_q \\
 P_{em} &= E'_q i_q + (x_d - x'_d) i_d i_q + (x_q - x_d) i_d i_q \\
 P_{em} &= E'_q i_q + (x_q - x'_d) i_d i_q
 \end{aligned}$$

Para a reatância transitória (figura 4.16) $x'_q = x_q$ substituindo na equação anterior

$$P_{em} = E'_q i_q + i_d i_q (x'_q - x'_d)$$

Resumindo:

As equações algébricas do estator podem ser escritas como:

$$E'_q - v_q = r_a i_q + x'_d i_d \tag{57}$$

$$0 - v_d = r_a i_d - x_q i_q \tag{58}$$

A equações diferencial do rotor podem obter-se, das equações do estator do eixo q :

$$T'_{do} pE'_q = E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) i_d \quad (59)$$

As equações diferenciais do sistema mecânico:

$$\delta = w_r - w_0 \quad (60)$$

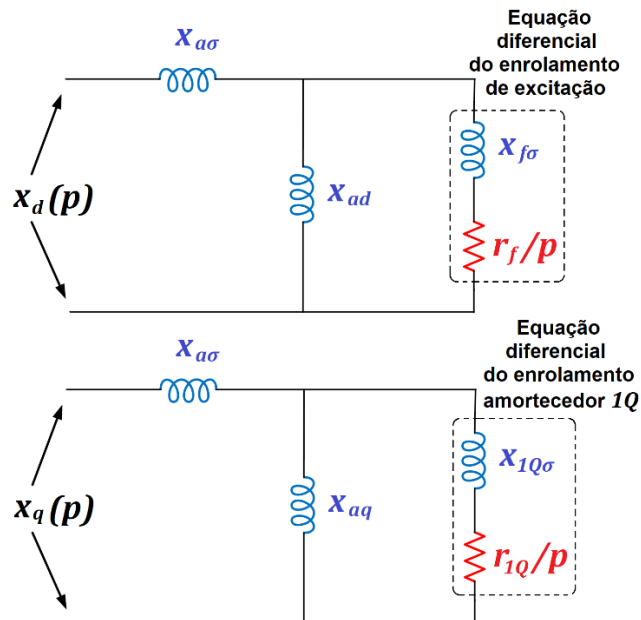
$$P_m = \frac{2H}{w_0} pw_r + P_p + P_{em} \quad (61)$$

$$P_{em} = E'_q i_q + i_d i_q (x'_q - x'_d) \quad (62)$$

4.2.4.2 Modelo transitório com enrolamento amortecedor $1Q$ (Ordem 4)

Neste caso teremos o enrolamento de excitação que está no eixo direto e o enrolamento amortecedor no eixo de quadratura $1Q$, como está ilustrado na Figura 37.

Figura 37 –Circuitos equivalentes operacionais com enrolamento amortecedor $1Q$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da equação do enrolamento de excitação, sabemos pela Equação (52) que:

$$T'_{do} = \frac{x_f}{w_0 r_f}$$

$$T'_{do} = \frac{x_{f\sigma} + x_{ad}}{w_0 r_f}$$

Por analogia do mesmo procedimento no enrolamento amortecedor IQ :

$$T'_{qo} = \frac{x_{1Q}}{w_0 r_{1Q}}$$

$$T'_{qo} = \frac{x_{1Q\sigma} + x_{aq}}{w_0 r_{1Q}}$$

Também temos que ter em conta que:

$$E'_q = \frac{x_{ad}}{x_f} \psi_f$$

$$E'_d = \frac{x_{aq}}{x_{1Q}} \psi_{1Q}$$

O modelo quase estacionário do estator para esta condição é obtido por analogia, a partir da Figura 36, tem-se:

$$E' = \vec{V} + r_a \vec{I} + x'_d \vec{I}_d j + x'_q \vec{I}_q j \quad (63)$$

Também da Figura 36, temos, as **equações algébricas do estator** podem ser escritas como:

$$E'_q - v_q = r_a i_q + x'_d i_d \quad (64)$$

$$E'_d - v_d = r_a i_d - x'_q i_q \quad (65)$$

As entradas são: v_d, v_q, E'_d e E'_q

As saídas são: i_d, i_q

Por analogia da Figura 36, obtemos as **equações diferenciais do rotor**

$$T'_{do} pE'_q = E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) i_d \quad (66)$$

$$T'_{qo} pE'_d = 0 - E'_d + (x_q - x'_q) i_q \quad (67)$$

Por analogia da Figura 36, obtém-se as **equações diferenciais do sistema mecânico**

$$p\delta = w_r - w_0 \quad (68)$$

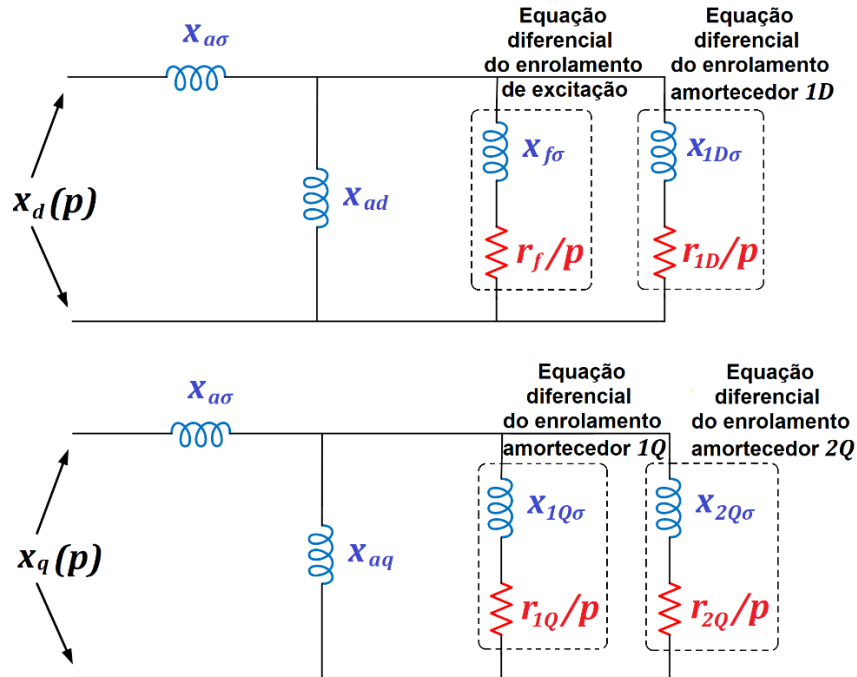
$$P_m = \frac{2H}{w_0} p w_r + P_p + P_{em} \quad (69)$$

$$P_{em} = E'_d i_d + E'_q i_q + i_d i_q (x'_q - x'_d) \quad (70)$$

4.2.4.3 Modelo subtransitário com enrolamento amortecedor 1D, 1Q e 2Q (Ordem 6)

Neste caso teremos o enrolamento de excitação que está no eixo direto e os enrolamentos amortecedores 1D, 1Q e 2Q, como está ilustrado na Figura 38.

Figura 38 – Circuitos equivalentes operacionais com enrolamento amortecedor 1Q.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Também da Figura 36, por analogia temos, as **equações algébricas do estator** podem ser escritas como:

$$E''_q - v_q = r_a i_q + x''_d i_d \tag{71}$$

$$E''_d - v_d = r_a i_d - x''_q i_q \tag{72}$$

Por analogia da Figura 36, obtemos as **equações diferenciais do rotor**

$$T'_{do} pE'_q = E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) i_d \tag{73}$$

$$T'_{qo} pE'_d = 0 - E'_d + (x_q - x'_q) i_q \tag{74}$$

$$T''_{do} pE''_q = E'_q - E''_q - (x'_d - x''_d) i_d \tag{75}$$

$$T''_{q0} pE''_d = 0 - E''_d + (x'_q - x''_q) i_q \tag{76}$$

Por analogia da Figura 36, obtemos as **equações diferenciais do sistema mecânico**

$$p\delta = w_r - w_0 \tag{77}$$

$$P_m = \frac{2H}{w_0} pw_r + P_p + P_{em} \tag{78}$$

$$P_{em} = E''_d i_d + E''_q i_q + i_d i_q (x''_q - x''_d) \tag{79}$$

Em por unidade *pu*, as reatâncias (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013) e suas correspondentes indutâncias são iguais. Assim, na prática, é mais comum definir os parâmetros da máquina síncrona como reatâncias. A Tabela 2 apresenta os principais parâmetros dos geradores síncronos com polo saliente e rotor cilíndrico. As reatâncias estão no sistema por unidade com valores de base do estator iguais aos valores nominais da máquina correspondente (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Tabela 2 – Valores típicos dos parâmetros dos geradores síncronos.

The Typical Values of the Parameters of Synchronous Generators

Parameter	Round Rotor Generators			Salient Pole Generators		
	Air Cooled	Hydrogen Cooled	Hydrogen/ Water Cooled	4 Pole	Multipole	
Synchronous reactance	X_d p.u.	2.0–2.8	2.1–2.4	2.1–2.6	1.75–3.0	1.4–1.9
Transient reactance	X'_d p.u.	0.2–0.3	0.27–0.33	0.3–0.36	0.26–0.35	0.24–0.4
Subtransient reactance	X''_d p.u.	0.15–0.23	0.19–0.23	0.21–0.27	0.19–0.25	0.16–0.25
Transient time constants	T'_d s	0.6–1.3	0.7–1.0	0.75–1.0	0.4–1.1	0.25–1
Subtransient time constants	T''_d s	0.013–0.022	0.017–0.025	0.022–0.03	0.02–0.04	0.02–0.06
Transient open-circuit time constants	T'_{d0} s	6–12	6–10	6–9.5	3–9	1.7–4.0
Subtransient open-circuit time constants	T''_{d0} s	0.018–0.03	0.023–0.032	0.025–0.035	0.035–0.06	0.03–0.1
Stator leakage reactance	X_l p.u.		0.1–0.2		0.1–0.2	
Stator resistance	R_a p.u.		0.002–0.02		0.0015–0.005	

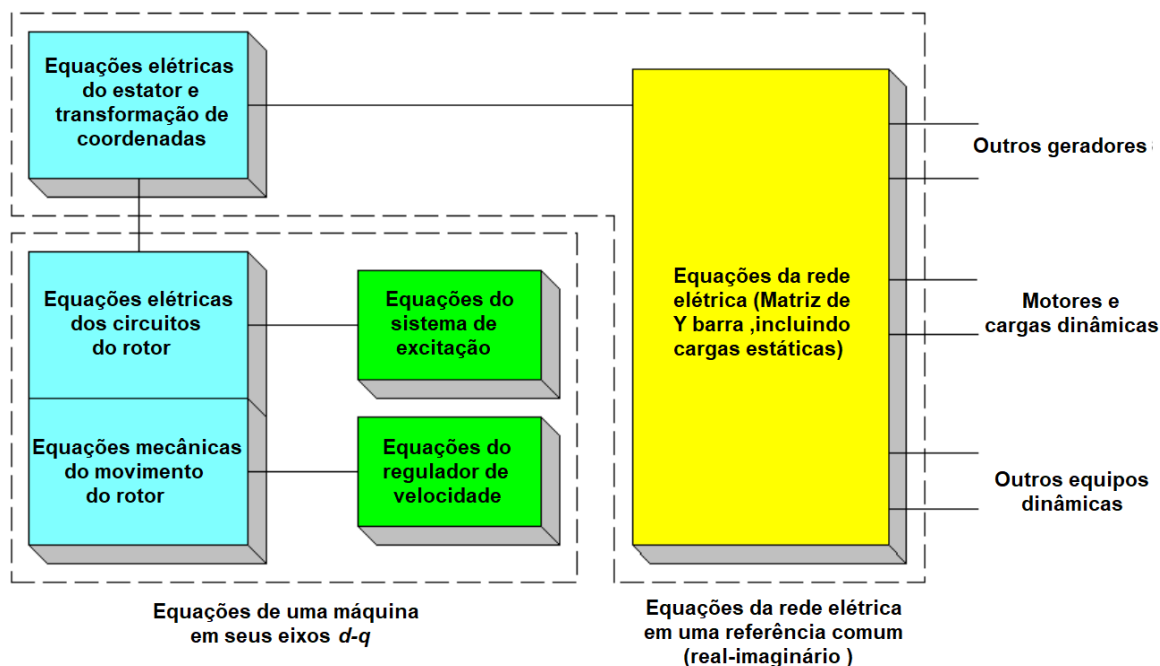
Note: All values are unsaturated.

Fonte:(EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

4.2.5 Interface Máquina-Sistema elétrico de potência

Na Figura 39 mostra-se como as equações da máquina devem ser acopladas com as equações da rede.

Figura 39 –Equações da máquina acopladas com as equações da rede.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O sistema $d-q$ está girando na velocidade angular elétrica do gerador. Cada gerador tem um sistema de coordenadas $d-q$, e o sistema Re (real)- Im (imaginário) para a rede, girando na velocidade síncrona.

4.3 SISTEMA DE EXCITAÇÃO E REGULAÇÃO DA TENSÃO

O sistema de excitação fornece tensão para o enrolamento de excitação do gerador síncrono. Esta tensão é variada para regular a tensão do terminal do gerador síncrono (KRISHNA, 2014).

A função básica de um sistema de excitação é fornecer uma corrente contínua para o enrolamento de excitação da máquina síncrona. Além disso, o sistema de excitação executa

funções de controle e proteção essenciais para a operação segura do sistema, controlando a tensão de campo e, portanto, a corrente de campo para estar dentro dos níveis aceitáveis sob as diferentes condições de operação (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

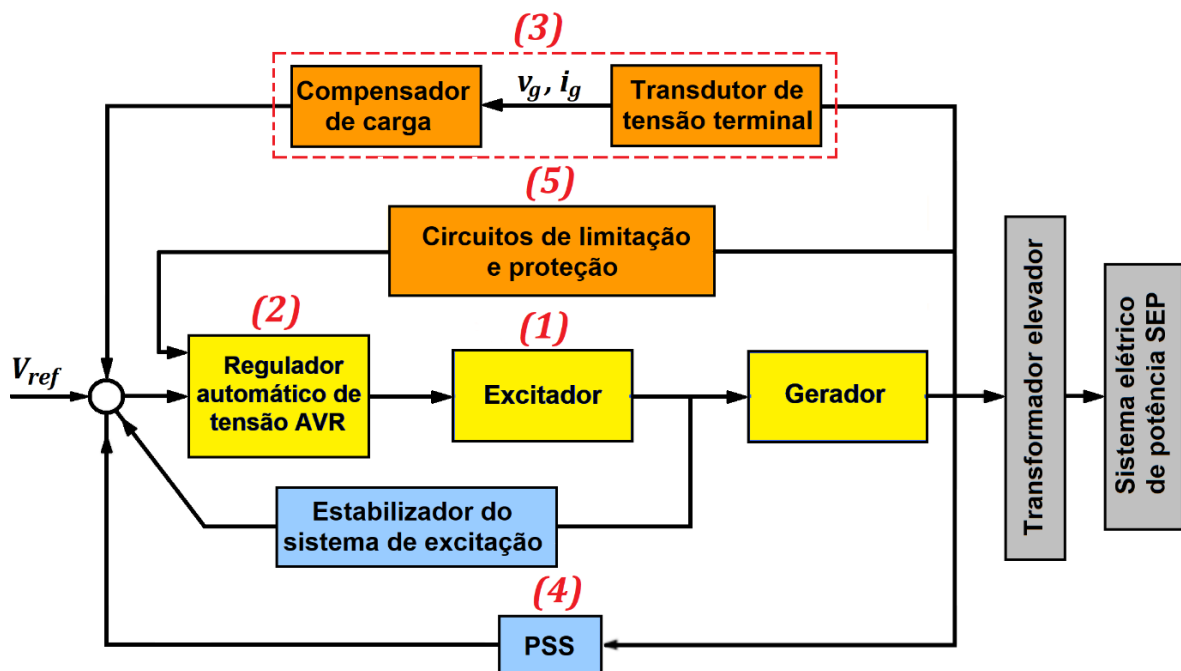
As **funções de controle** incluem o controle de tensão e fluxo de potência reativa, aumentando assim a estabilidade do sistema de potência.

As **funções de proteção** garantem que os limites de capacidade da máquina síncrona, do sistema de excitação e de outros equipamentos não sejam excedidos.

4.3.1 Componentes e Performances do Sistema de Controle de Excitação

Um diagrama de bloco funcional geral do sistema de controle de excitação apresenta o sistema de controle de realimentação que inclui a máquina síncrona e seu sistema de excitação (Figura 40). O sistema de excitação é o equipamento que fornece corrente de campo para a máquina síncrona, incluindo todos os elementos de potência, regulação, controle e proteção (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Figura 40 –Diagrama de blocos funcionais gerais do sistema de controle de excitação.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

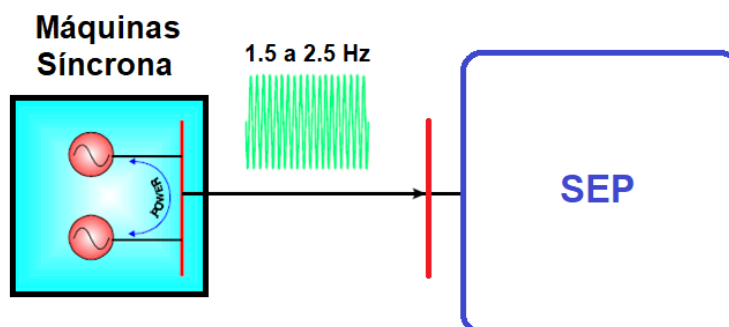
Os principais subsistemas do sistema de excitação são os seguintes:

- (1) **O excitador**, que é uma estrutura auxiliar que produz a potência requerida pelo enrolamento de campo do gerador síncrono em forma de tensão contínua CC e corrente que pode ser rapidamente variado.
- (2) **O regulador de tensão**: processa e amplifica os sinais de controle de entrada para um nível e forma apropriados para o controle do excitador. Isso inclui as funções de estabilização do sistema de regulação e excitação. O regulador de tensão é um regulador de máquina síncrona que funciona para manter a tensão terminal da máquina em um valor predeterminado ou para variar de acordo com um plano predeterminado. **O estabilizador do sistema de excitação**: é um elemento ou grupo de elementos que modificam o sinal à frente por compensação em série ou retroalimentação para melhorar o desempenho dinâmico do sistema de controle de excitação.
- (3) **Transdutor de Tensão terminal e Compensador de Carga**: a saída de tensão do transdutor representa o sinal principal do sistema de controle de excitação. O compensador de carga é usado para controlar uma tensão, que representa a tensão em um ponto interno ou externo do gerador.
- (4) **O estabilizador do sistema de potência (PSS)**: é um circuito de compensação destinado a fornecer torque de amortecimento adicional por meio do controle de excitação. Ele fornece um sinal adicional ao regulador para amortecer as oscilações eletromecânicas no sistema.

Os Estabilizadores do Sistema de Potência (PSS) são usados para amortecer as oscilações do sistema de potência. Embora vários modelos de PSS tenham sido propostos na literatura, a lógica do funcionamento do PSS é a mesma para todos os esquemas de controle (MILANO, 2010), ele fornece um sinal adicional ao regulador para amortecer as oscilações eletromecânicas no sistema.

Modos locais: Oscilação eletromecânica individual de um gerador em frente ao sistema (Figura 41), com uma frequência aproximadamente da ordem de 1,5 a 2.5 Hz.

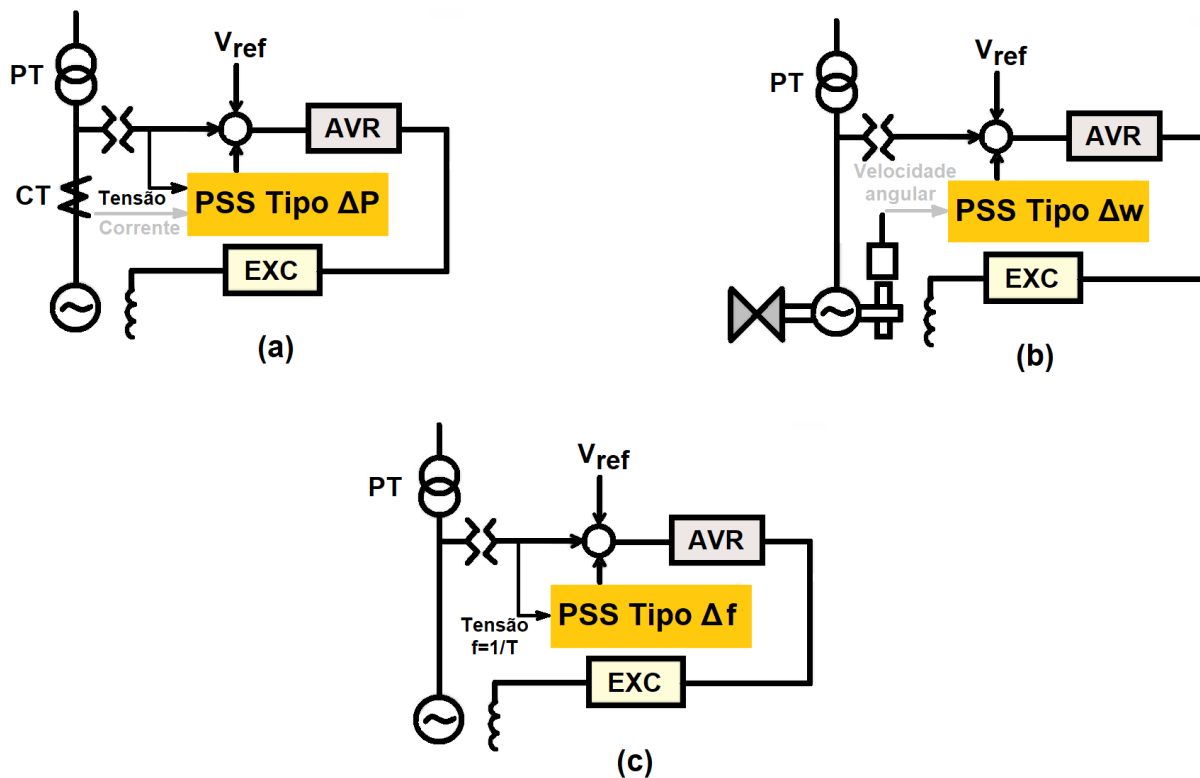
Figura 41 – Modo de oscilação local.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 42 alguns sinais comumente usados pelos PSS são: desvio de potência ativa (a), desvio da velocidade angular do rotor (b) e desvio de frequência (c). O mais eficaz é o PSS que usa ΔP .

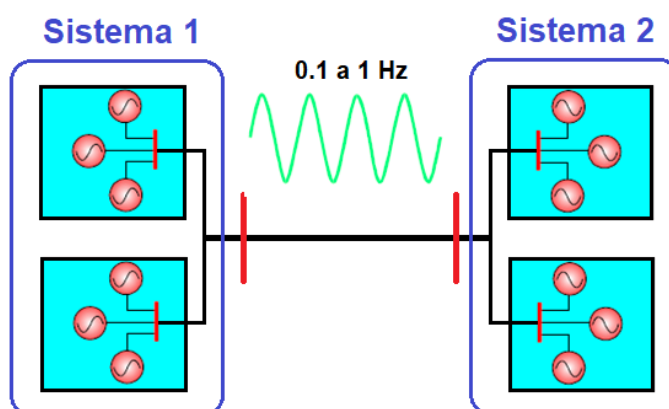
Figura 42 – Sinais comumente usados pelos PSS: ΔP (a), $\Delta \omega$ (b) e Δf (c).



Fonte: Adaptado de (ABB, 2005).

Modos Interárea: Oscilações entre unidades de geração de sistemas interconectados com linhas de transmissão de grandes comprimentos (Figura 43), com frequências de 0,1 a 1,0 Hz o sinal de entrada pode ser ΔP , Δw e Δf . Os mais eficazes são Δw e Δf .

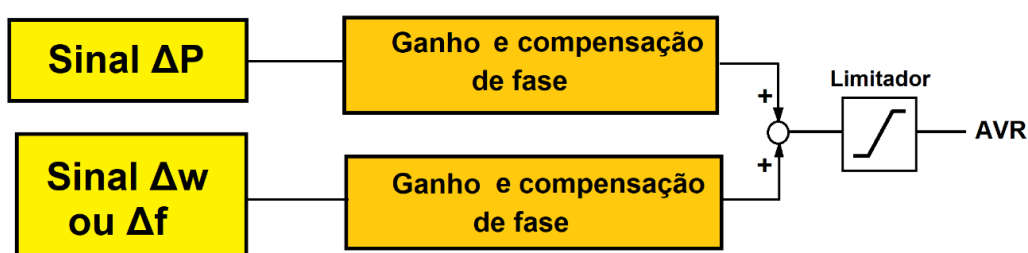
Figura 43 – Modo de oscilação Interárea.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para oscilações complexas que incluem modos **Locais** e **Interáreas**, é necessário usar PSS com entrada múltipla ΔP mais Δw ou ΔP mais Δf (figura 44).

Figura 44– Modo de oscilação Inter área.



Fonte: Adaptado de (ABB, 2005).

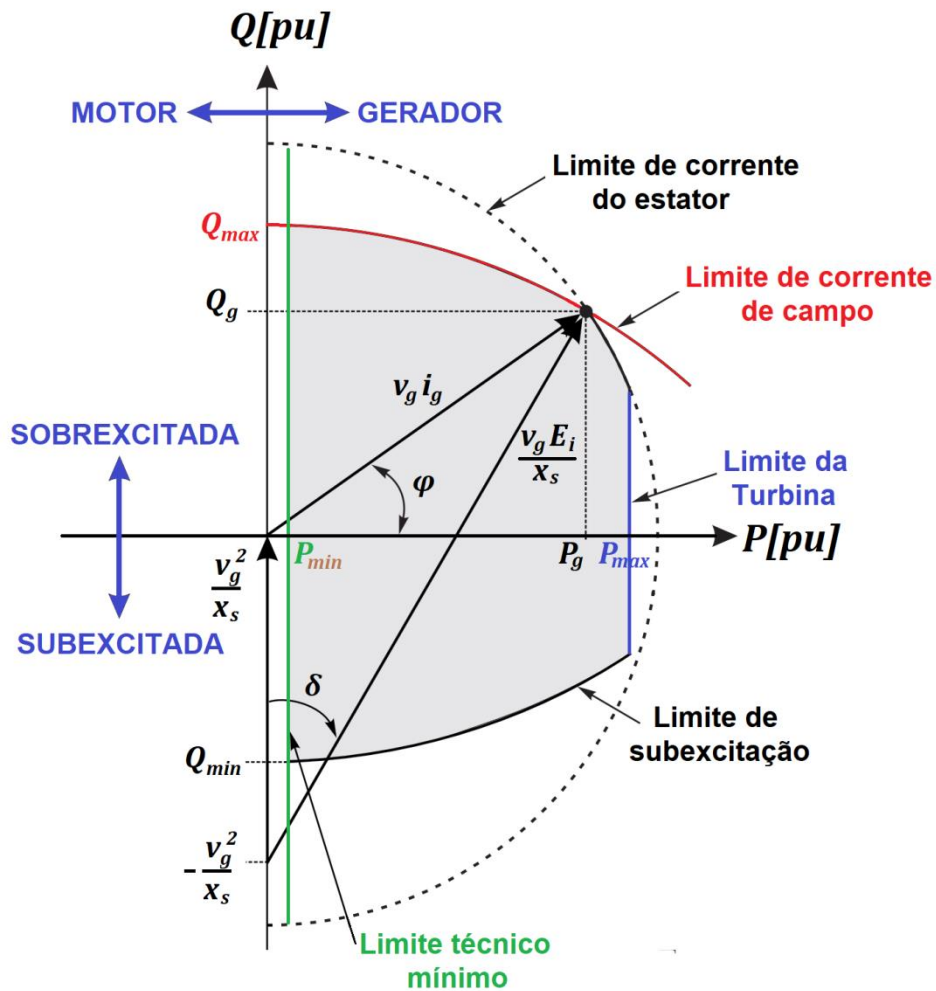
- (5) **Circuitos de limitação e de proteção:** incluem uma ampla área de controle e funções de proteção, que asseguram que os limites de capacidade do excitador e do gerador síncrono não sejam excedidos.

As capacidades reativas do gerador síncrono dependem do tipo de arrefecimento utilizado e das condições ambientais, tais como a pressão do agente de arrefecimento (por

exemplo, hidrogénio) ou a temperatura do ar (que é variável com a estação, por exemplo, verão ou inverno).

A fim de desenvolver as curvas de capacidade (Figura 45) do gerador síncrono partimos do diagrama fasorial da máquina síncrona em estado estacionário balanceado, no qual desprezamos a resistência de armadura r_a , pois ela é muito menor que a reatância e considerando o gerador de rotor cilíndrico, com $x_s = x_d = x_q$. A saturação também é desprezada, pois envolve diferenças insignificantes. Em termos de potências, obtemos o chamado curva de capacidade de carga (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013). As curvas de capacidade são importantes para os operadores das usinas, responsáveis da carga e operação adequados do gerador.

Figura 45 – Curvas de capacidade do gerador síncrono.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

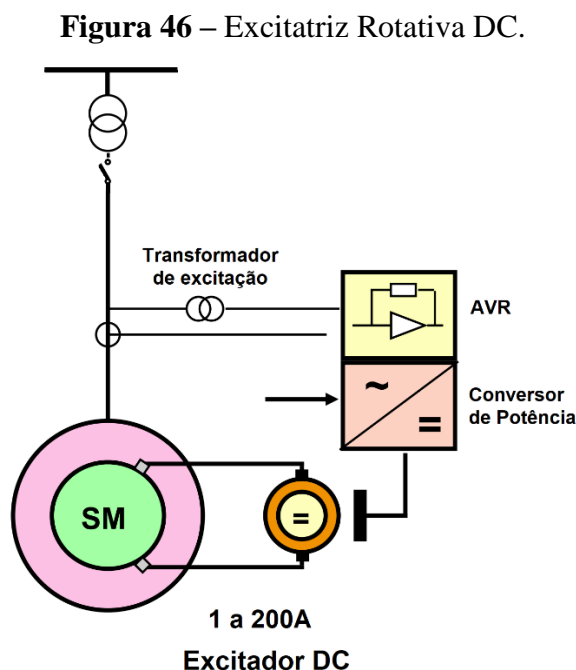
4.3.2 Excitatriz eletromecânica

O excitador é um dispositivo auxiliar que produz a potência requerida pela excitação do gerador na forma de tensão e corrente DC que pode ser rapidamente variada. Os excitadores podem ser classificados em duas grandes categorias:

- (1) **Sistema de excitação rotativo:** extraem potência de excitação da potência mecânica, na maioria das vezes por meio do eixo do gerador de turbina.

Estas máquinas podem ser autoexcitadas ou podem usar uma máquina auxiliar rotativa para sua própria excitação. Este último é chamado de excitatriz piloto. Pode tomar a forma de um gerador AC de ímã permanente seguido por um retificador controlado (VAN CUTSEM; VOURNAS, 1998).

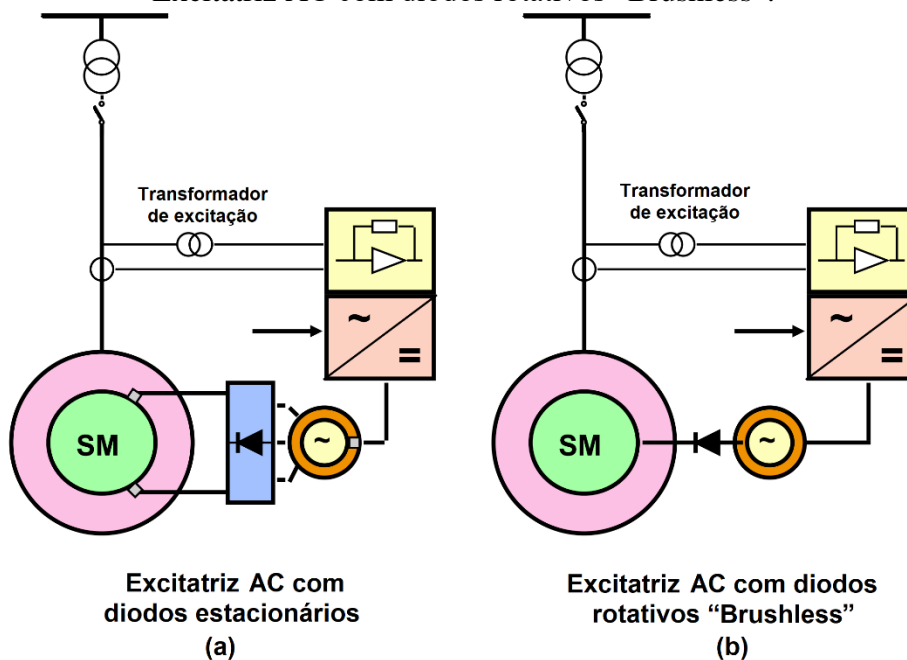
- Máquinas DC: Eles usam como um excitador um gerador (de comutador) convencional DC. Amplamente utilizado até os anos 60, quando começaram a ser substituídos pelo tipo AC.



Fonte: Adaptado de (ABB, 2005).

- Máquinas AC: Eles usam alternadores de alta frequência (400-500 Hz). A tensão de saída dos alternadores é retificada para fornecer a corrente contínua ao campo do gerador. Os retificadores podem ser estacionários ou rotativos.

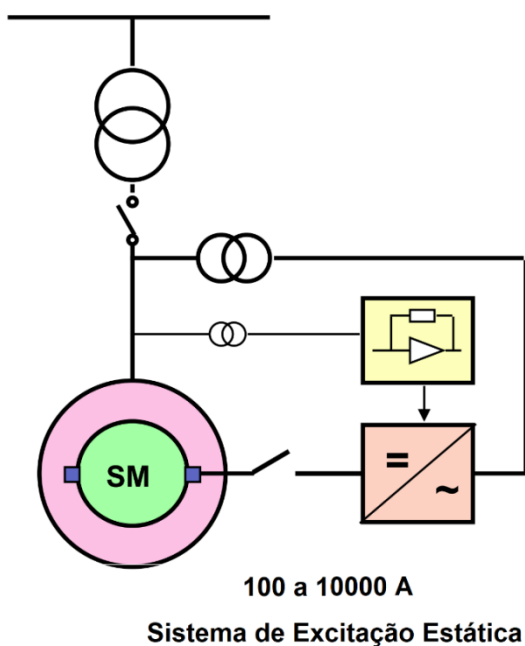
Figura 47 – Excitatriz Rotativa AC: (a) Excitatriz AC com diodos estacionários e (b) Excitatriz AC com diodos rotativos “Brushless”.



Fonte: Adaptado de (ABB, 2005).

- (2) **Sistemas de excitação estática** nos quais a potência de excitação é fornecida por um transformador conectado ao barramento da máquina ou a um barramento auxiliar. A potência DC é obtida através de um retificador controlado por tiristores.

Figura 48 – Excitador Estático.

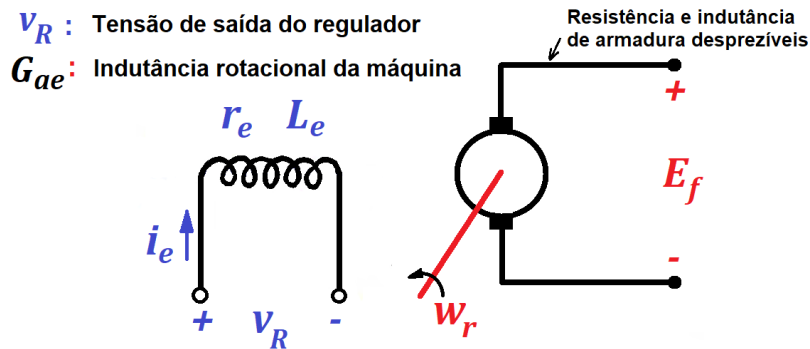


Fonte: Adaptado de (ABB, 2005).

4.3.3 Noções da modelagem dos sistemas de excitação e regulação da tensão

- a) **Excitador DC:** Para obter a função de transferência deste tipo de excitador, é utilizado um gerador de excitação independente, com resistência e indutância da armadura desprezíveis.

Figura 49 – Circuito do excitador DC.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Do circuito da Figura 49, temos as seguintes equações:

$$v_R = r_e i_e + L_e p i_e$$

$$E_f = G_{ae} w_r i_e$$

Substituindo $i_e = \frac{E_f}{G_{ae} w_r}$ em $v_R = r_e i_e + L_e p i_e$, tem-se:

$$v_R = r_e \frac{E_f}{G_{ae} w_r} + L_e p \frac{E_f}{G_{ae} w_r}$$

$$v_R - r_e \frac{E_f}{G_{ae} w_r} = L_e p \frac{E_f}{G_{ae} w_r}$$

$$v_R - \frac{r_e}{G_{ae} w_r} E_f = \frac{L_e}{G_{ae} w_r} p E_f$$

Se chamará constantes a: $K_E = \frac{r_e}{G_{ae} w_r}$; $T_E = \frac{L_e}{G_{ae} w_r}$

$$v_R - K_E E_f = T_E p E_f$$

Aplicando a transformação de Laplace

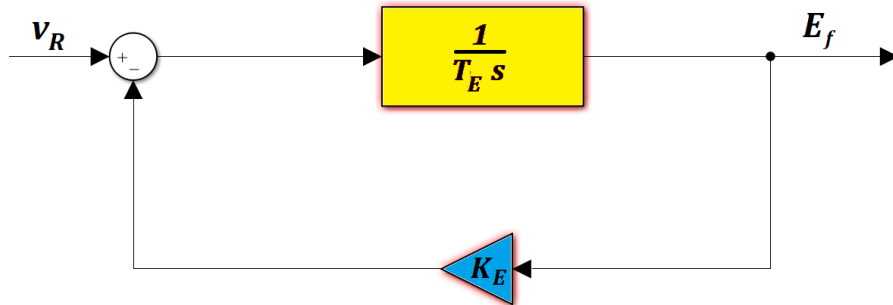
$$V_R(s) - K_E E_f(s) = T_E s E_f(s)$$

$$V_R(s) = E_f(s) (T_E s + K_E)$$

$$\frac{E_f(s)}{V_R(s)} = \frac{1}{T_E s + K_E} \tag{80}$$

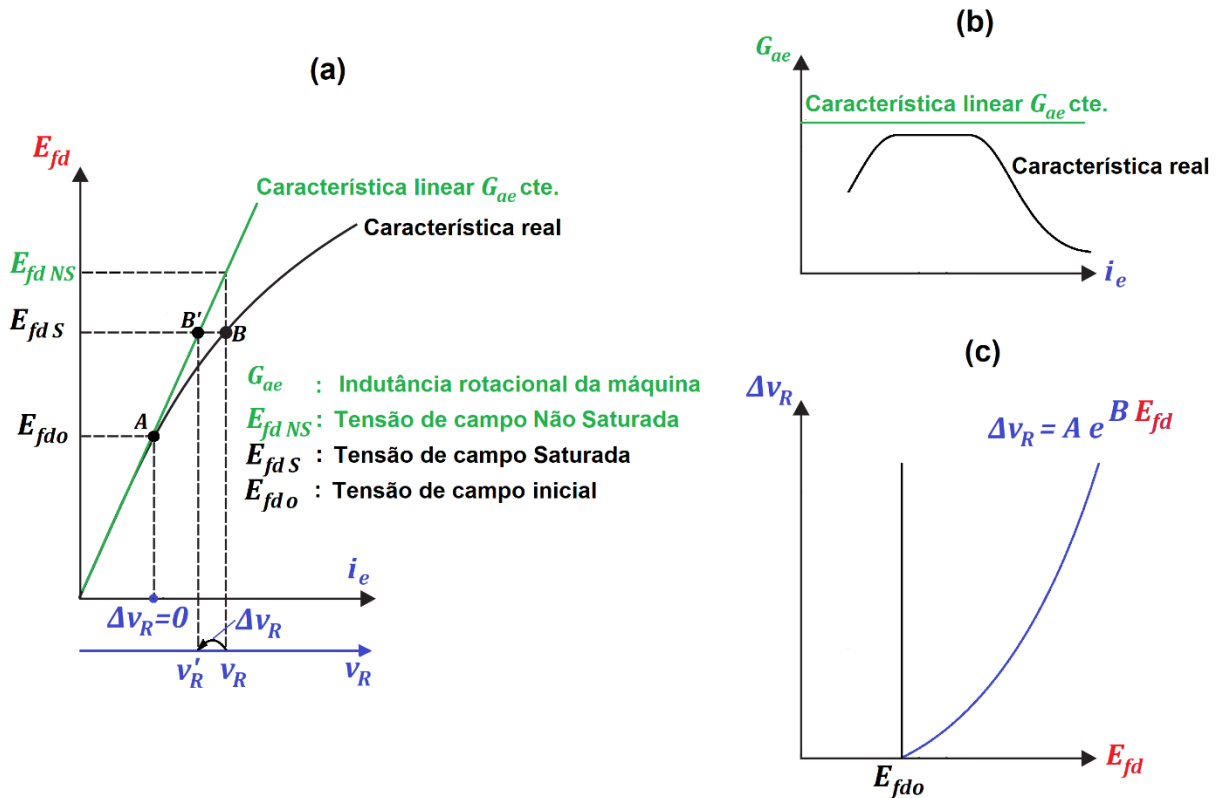
De acordo com a equação $E_f = G_{ae} w_r i_e$, assumindo que G_{ae} é constante o diagrama de blocos desta excitatriz (circuito magnético linear) é indicado na Figura 50.

Figura 50 – Diagrama de blocos da excitatriz DC (Característica linear).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 51 – Característica de saturação da excitatriz.



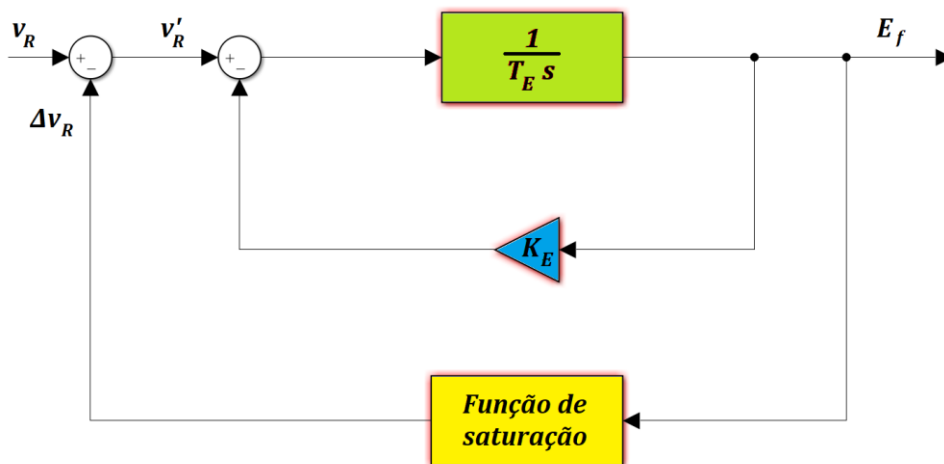
Fonte: Elaboração do próprio autor.

O uso de um fator de saturação ou incremento foi aplicado ao polo saliente e às máquinas síncronas do rotor cilíndrico (IEEE, 2003), a Figura 51 ilustra:

- (a) Curva característica linear (não saturada) e real (saturada) da indutância rotacional da máquina G_{ae} , desde o ponto inicial até o ponto A, a característica linear e real, são iguais, depois do ponto A, aumenta o desvio das características linear e real, de acordo com o aumento de E_{fd} e i_e , então aumenta o erro, então para aproximar a característica linear para o real deve-se compensar com um fator Δv_R conhecido como função de saturação.
- (b) Diferença entre a curva característica linear (constante) e real (não constante) da indutância rotacional da máquina G_{ae} em função do i_e .
- (c) Variação de v_R em função do E_{fd} . Até a tensão de campo inicial (E_{fd0}) a variação da tensão de saída do regulador (Δv_R) é 0, depois é uma função exponencial.

Tendo em conta a característica de saturação da excitatriz real da Figura 51, o diagrama de blocos para a excitatriz DC real (aumentado a função de saturação) é mostrado na Figura 52.

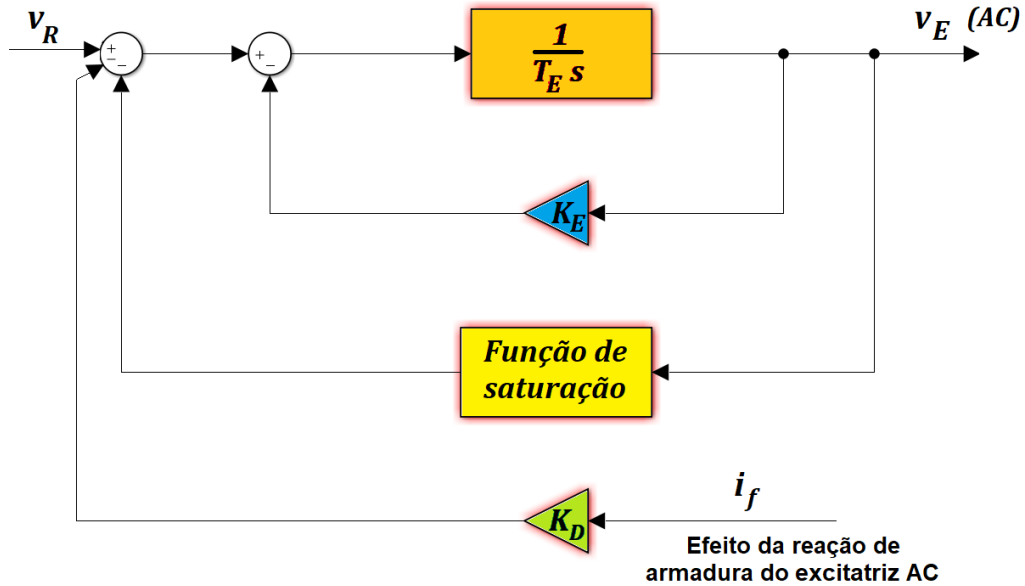
Figura 52 – Diagrama de blocos da excitatriz DC (Característica Real).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

- b) **Excitatriz AC** (Figura 53): A estrutura do modelo da excitatriz AC é similar àquela do tipo DC, a tensão de saída da excitatriz (v_E) deve ser retificada para aplicar ao campo do gerador síncrono. Neste caso, está incorporado o efeito da reação de armadura da excitatriz AC que depende de sua corrente de carga, que é a corrente de campo (i_{fd}) do gerador síncrono.

Figura 53 – Diagrama de blocos da excitatriz AC.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

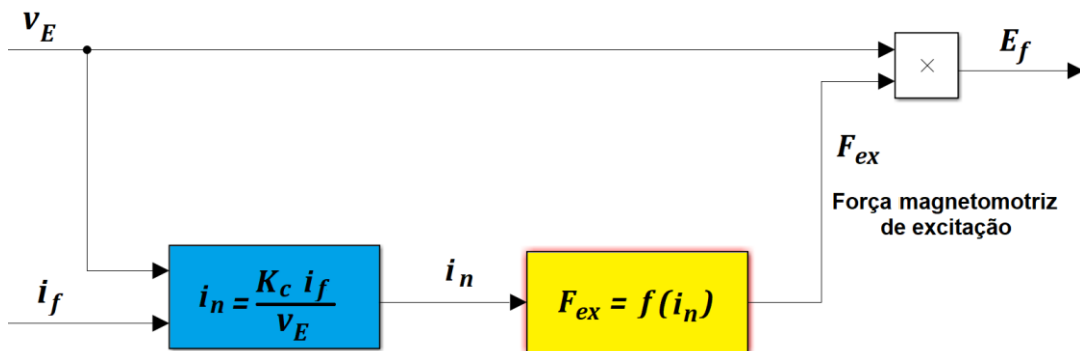
- c) **Sistema de retificação** (Figura 4.54): A figura ilustra o modelo da retificação de onda completa onde K_c depende da reatância de chaveamento e $f(i_n)$ caracteriza os modos de operação do retificador. Ajuda a retificar o sinal v_E do **excitatriz AC** (Figura 53).

$$f(i_n) = 1.0 - 0.577 i_n \leftrightarrow i_n \leq 0.433$$

$$f(i_n) = \sqrt{0.75 - i_n^2} \leftrightarrow 0.433 \leq i_n \leq 0.750$$

$$f(i_n) = \sqrt{3} (1.0 - i_n) \leftrightarrow 0.750 \leq i_n \leq 1.0$$

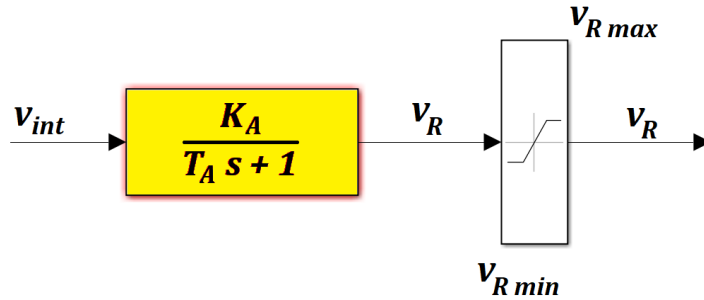
Figura 54 – Diagrama de blocos do sistema de retificação.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

- d) **Amplificadores** (Figura 55): O amplificador pode ser magnético, rotativo ou eletrônico, geralmente expresso por um ganho K_A e uma constante de tempo T_A .

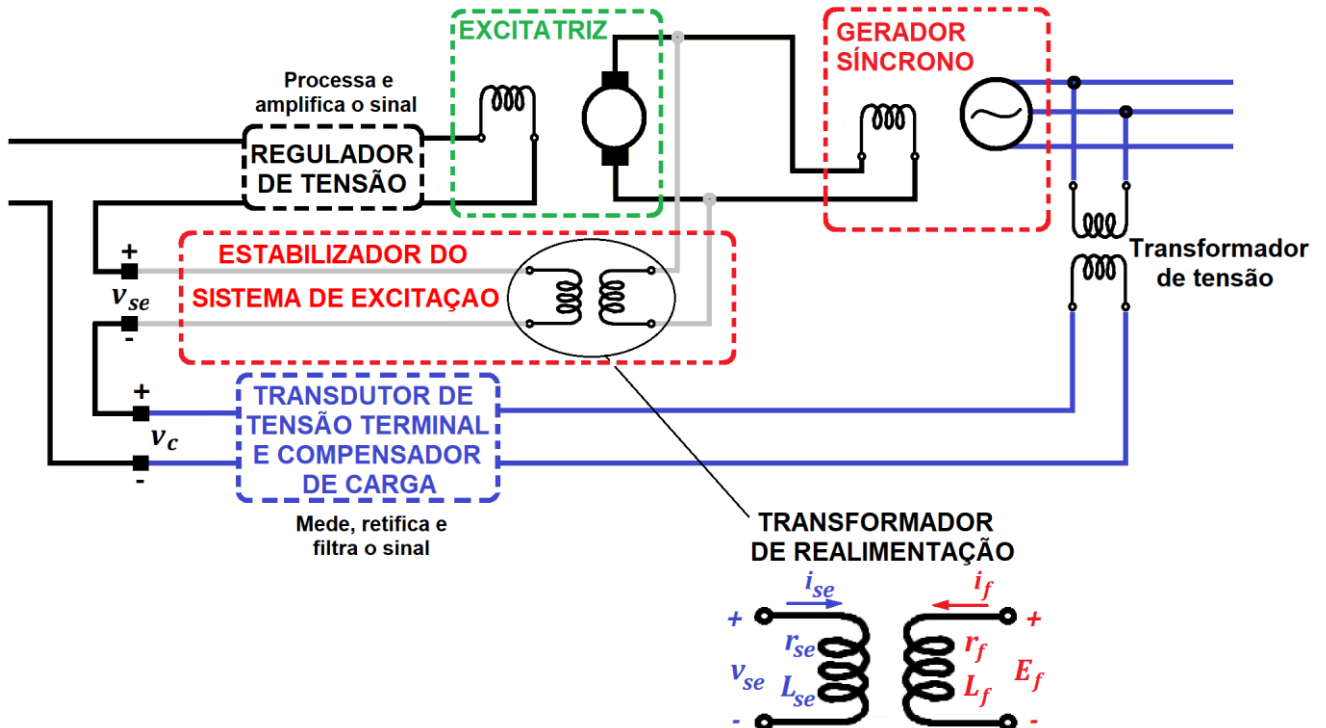
Figura 55 – Diagrama de blocos de um amplificador rotativo.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

- e) **Estabilizador do sistema de excitação** (Figura 56): O sinal de entrada para o estabilizador do sistema de excitação é normalmente a tensão de saída da excitatriz, o sinal de saída entra ao regulador de tensão. Normalmente, um transformador é usado como um elemento de realimentação.

Figura 56 – Diagrama funcionais gerais do sistema de controle de excitação fazendo referência ao estabilizador do sistema de excitação.



Fonte: Adaptado de (RAMÍREZ, 2015).

Da Figura 56, do transformador realimentação.

$$v_{se} = r_{se} i_{se} + L_{se} p i_{se} + M p i_f$$

A corrente $i_{se} = 0$, porque ao somador a sinal tem que entrar na forma soa de tensão (ver Figura 4.38), substituindo na equação anterior

$$v_{se} = M p i_f$$

Da Figura 56, do transformador realimentação.

$$E_f = r_f i_f + L_f p i_f + M p i_{se}$$

Como $i_{se} = 0$, então:

$$E_f = r_f i_f + L_f p i_f$$

$$E_f = (L_f p + r_f) i_f$$

Dividindo o sinal de saída pela da entrada:

$$\frac{v_{se}}{E_f} = \frac{M p i_f}{(L_f p + r_f) i_f}$$

$$\frac{v_{se}}{E_f} = \frac{M p}{L_f p + r_f}$$

$$\frac{v_{se}}{E_f} = \frac{\frac{M}{r_f} p}{\frac{L_f}{r_f} p + 1}$$

Serão chamadas de constantes: $K_F = \frac{M}{r_f}$; $T_F = \frac{L_f}{r_f}$

$$\frac{v_{se}}{E_f} = \frac{K_F p}{T_F p + 1}$$

Aplicando a transformação de Laplace:

$$\frac{V_{se}(s)}{E_f(s)} = \frac{K_F s}{T_F s + 1} \quad (81)$$

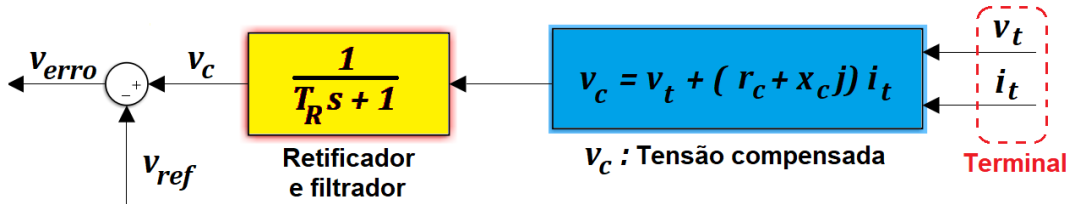
Figura 57 – Diagrama de blocos do estabilizador do sistema de excitação.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

- f) **Transdutor de Tensão terminal e Compensador de Carga** (Figura 58): O bloco de medição, retificação, filtragem é expresso por uma função de primeira ordem, com uma constante de tempo T_R . O bloco de compensação é usado quando a tensão a ser controlada é do secundário do transformador; ou a medição não está exatamente nos terminais do gerador.

Figura 58 – Diagrama de blocos dos amplificadores.

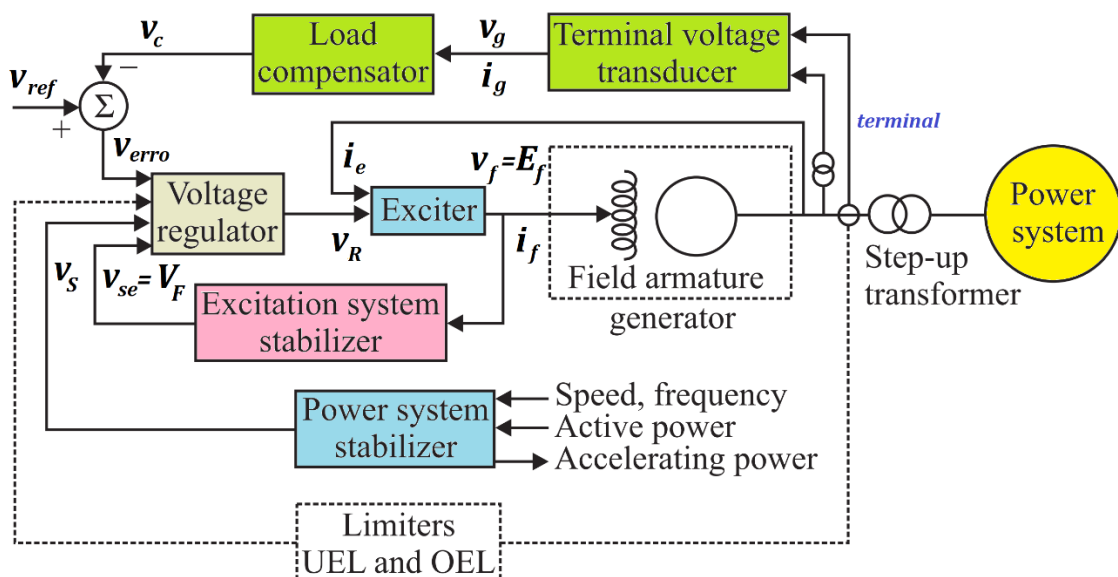


Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.3.4 Modelagem do sistema de excitação

O modelo complexo deve ser simplificado para obter modelos práticos adequados para estudos de sistemas, a Figura 59 ilustra-se o diagrama de blocos funcionais gerais do sistema de controle de excitação. Os parâmetros do modelo prático são selecionados para que suas características de ganho e fase reproduzam o modelo detalhado em baixa frequência no intervalo de 0 a 3 Hz (RAMÍREZ, 2015).

Figura 59 – Diagrama de blocos funcionais gerais do sistema de controle de excitação.



Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013)

Os modelos foram padronizados pela IEEE para representar a ampla variedade de sistemas de excitação, para aplicação em estudos de estabilidade permanente e transitória.

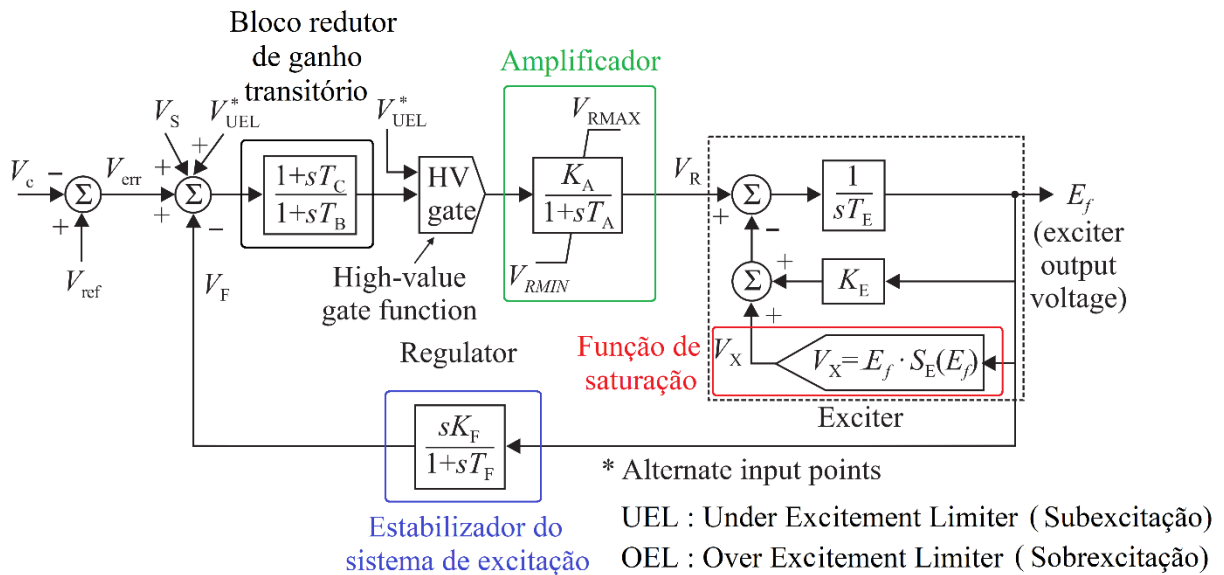
4.3.4.1 Modelagem de sistemas de excitação e regulação da tensão (IEEE STD 421.5TM_2005)

a) Sistemas de excitação e regulação da tensão tipo DC1A (SERT-DC1A).

O modelo de excitação tipo DC1A, mostrado na Figura 60, é usado para representar os excitadores de comutador DC controlados por campo com reguladores de tensão atuando continuamente, especialmente com o reostato de ação direita, amplificador giratório e amplificador magnético. O regulador de ação contínua pode iniciar uma ação corretiva para uma carga infinitesimal sustentada na variável controlada.

Em condições normais de operação, os sinais V_S e V_F são zero. O sinal resultante é amplificado no regulador (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Figura 60 – SERT-DC1A.

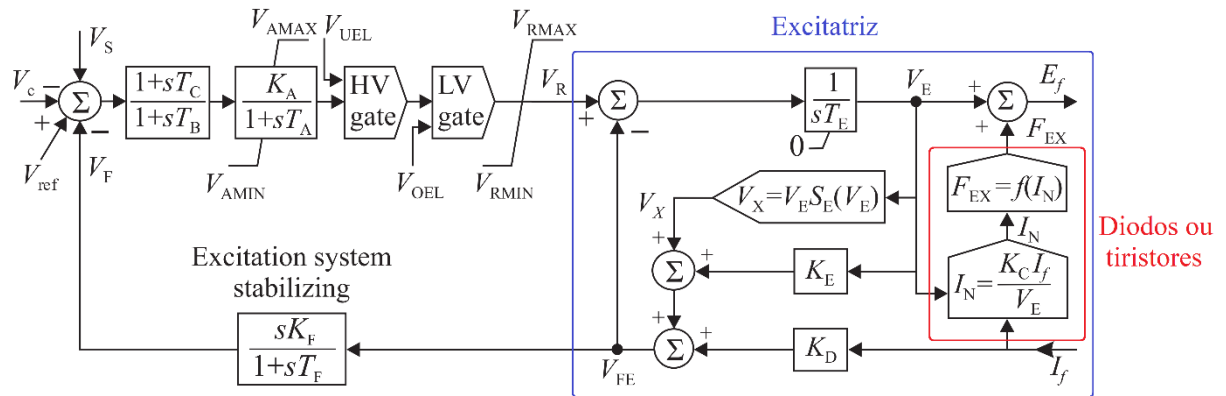


Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013)

b) Sistemas de excitação e regulação da tensão tipo AC1A (SERT-AC1A).

Sistema de excitação com um "excitador AC com campo giratório e diodos retificadores controlados". Este modelo também é aplicável a sistemas de excitação tipo brushless.

Figura 61 – SERT-AC1A.

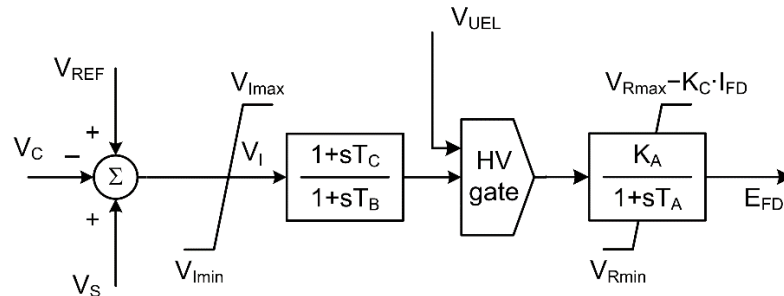


Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013)

c) Sistemas de excitação e regulação da tensão tipo AC4A (SERT-AC4A).

Representa um sistema de excitação com um "excitador CA com campo controlado e retificação controlada por tiristores", é um excitatriz estático.

Figura 62 – SERT-AC4A (ESTÁTICO).



Fonte: Adaptado de (IEEE, 2016).

Se w é a frequência angular e θ é o ângulo de referência de avanço ou atraso, então:

$$\frac{1 + sT_C}{1 + sT_B} = \frac{1 + (jw) T_C}{1 + (jw) T_B} = r Cis(\theta)$$

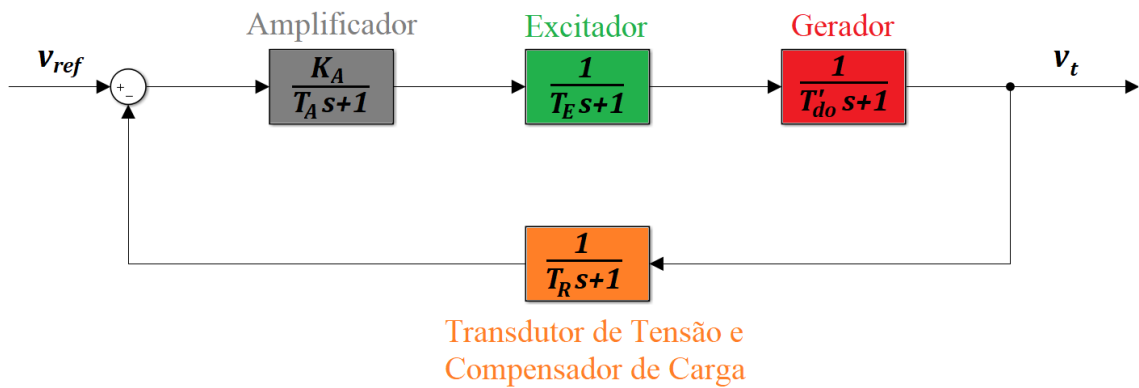
4.3.5 Estabilidade do sistema de excitação de laço aberto

4.3.5.1 SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação.

O bloco do gerador síncrono é representado pelo modelo mais simples da máquina, considerando somente o enrolamento da excitação.

Em circuito aberto significa que a tensão v_t do diagrama de blocos está em vazio (sem estabilizador do sistema de excitação), quer dizer que o bloco do estabilizador do sistema de excitação é omitido. Para este modelo também deve-se omitir o bloco do circuito de limitação e proteção (Figura 63).

Figura 63 – Blocos do SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

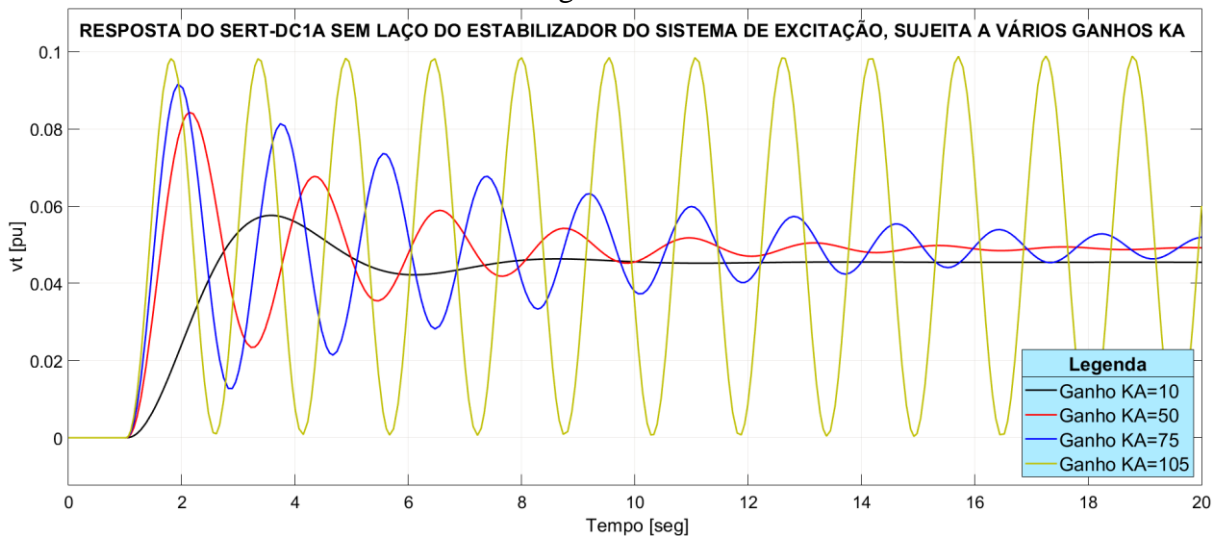
Os principais parâmetros são:

Sinal de entrada $v_{ref} = 0,05 pu$ (Função degrau unitário)

$T_A = 0,05 s$; $T_E = 1 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$

Variação da ganho: $K_A = 10; 50; 75; 105$

Figura 64 – SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação, sujeita a vários ganhos.

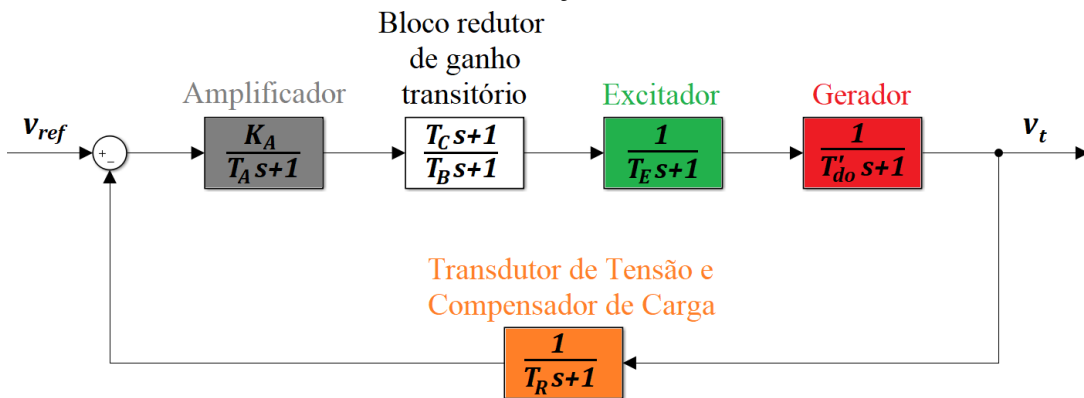


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 64 observa-se que quando o ganho atinge o valor $K_A = 105$, a oscilação é sem amortecimento. Quando $K_A = 10$; 50 ou 75 o sistema apresenta oscilações amortecidas. Também, observa-se que o tempo de resposta aproximadamente é $t = 5s$ para $K_A = 10$ do regulador de tensão é muito lento.

Para alcançar um ganho maior, introduz-se um bloco redutor de ganho transitório $\frac{1+sT_C}{1+sT_B}$, para reduzir o ganho transitório (ver Figura 65).

Figura 65 – Blocos do SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação com bloco de avanço ou atraso.



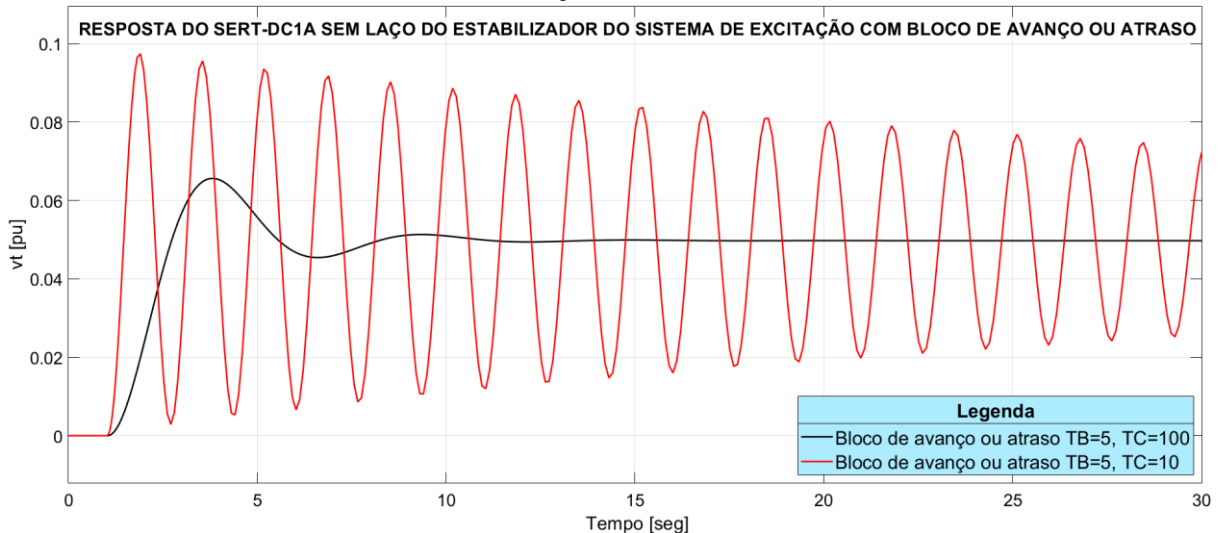
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os principais parâmetros são a sinal entrada $v_{ref} = 0,05 pu$ (Função degrau unitário)

$K_A = 180$; $T_A = 0,05 s$; $T_E = 1 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$

Variação da constante: $T_B = 10$; $100 s$

Figura 66 – SERT-DC1A sem laço do estabilizador do sistema de excitação com bloco de avanço ou atraso.

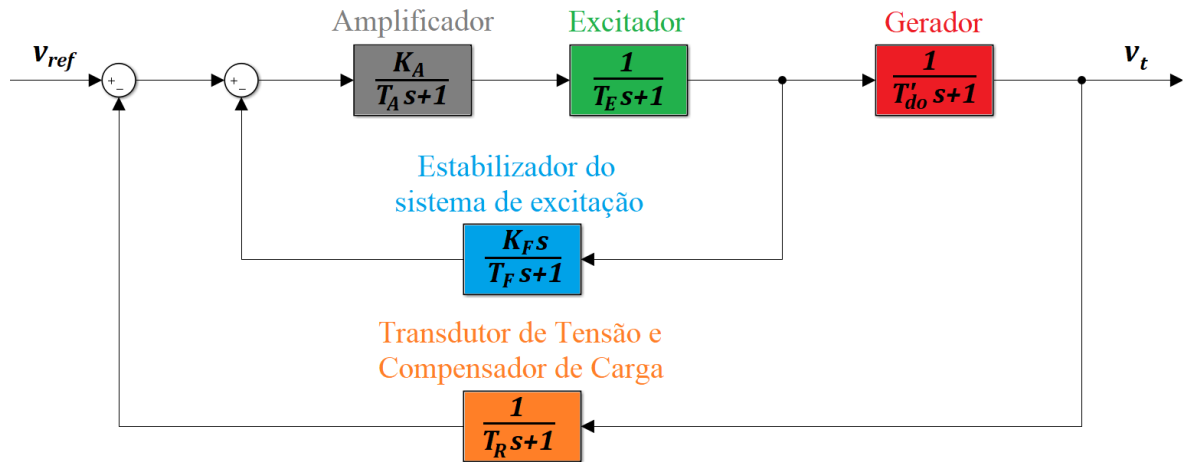


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 64, o valor de $K_A = 105$ (sem amortecimento), foi o valor máximo para que o sistema tenha oscilações amortecidas, para valores maiores que isso, o sistema se torna instável, mas acoplando o bloco de avanço e atraso o sistema é estável para valores mais altos que $K_A = 105$, na Figura 66 o sistema foi simulado com $K_A = 180$ e ele se torna estável.

4.3.5.2 SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação.

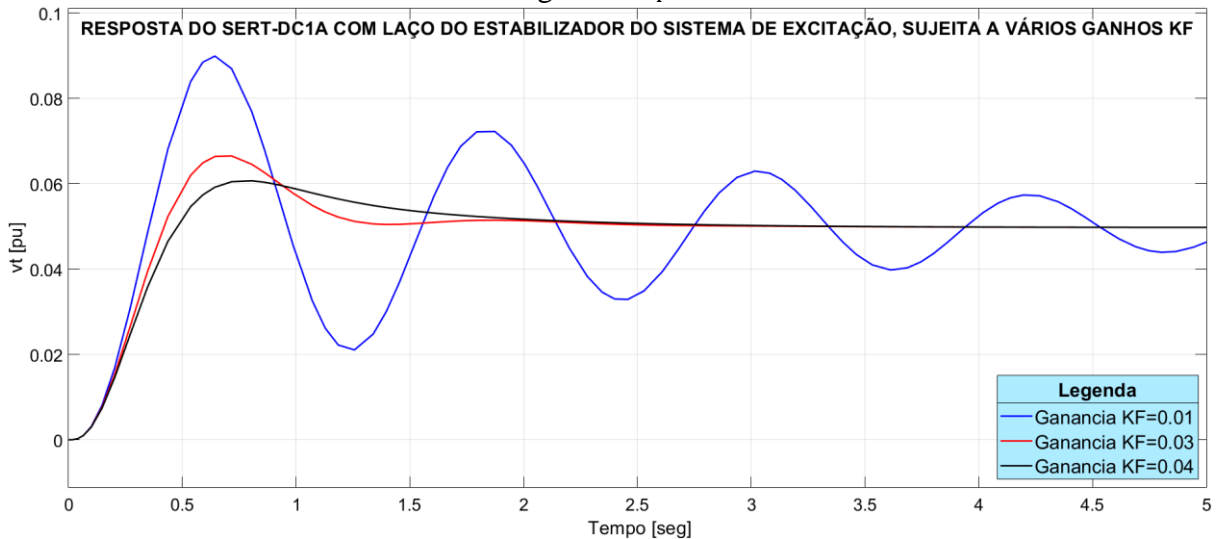
Figura 67 – Blocos do SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 67 .Os principais parâmetros são: sinal de entrada $v_{ref} = 0,05 pu$
 $K_A = 180$; $T_A = 0,05 s$; $T_E = 1 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_F = 1 s$; $T_R = 0,02s$
 Variação da ganho: $K_F = 0,01$; $0,03$; $0,04$.

Figura 68 – SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação, sujeita a vários ganhos K_F .



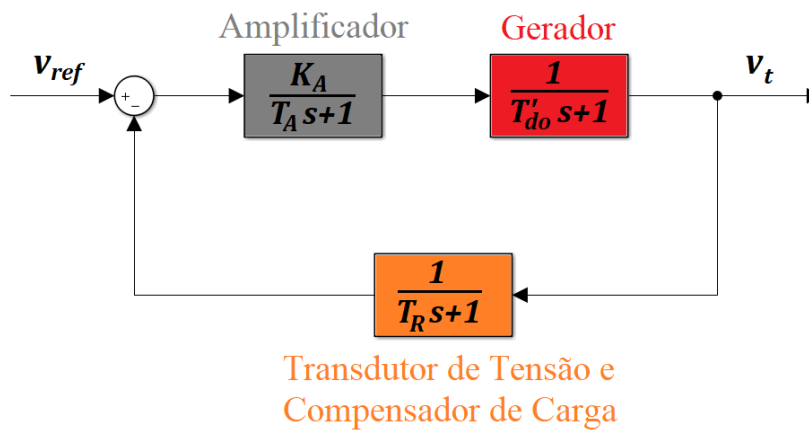
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 68, observa-se que o regulador de tensão é mais rápido que o regulador da tensão da Figura 64, o tempo de resposta no este sistema é 1 segundo aproximadamente, então é um bom regulador de tensão.

4.3.5.3 SERT -AC4A (Estática) sem redução de ganho transitório.

a) SERT -AC4A (ESTÁTICA) sem redução de ganho transitório.

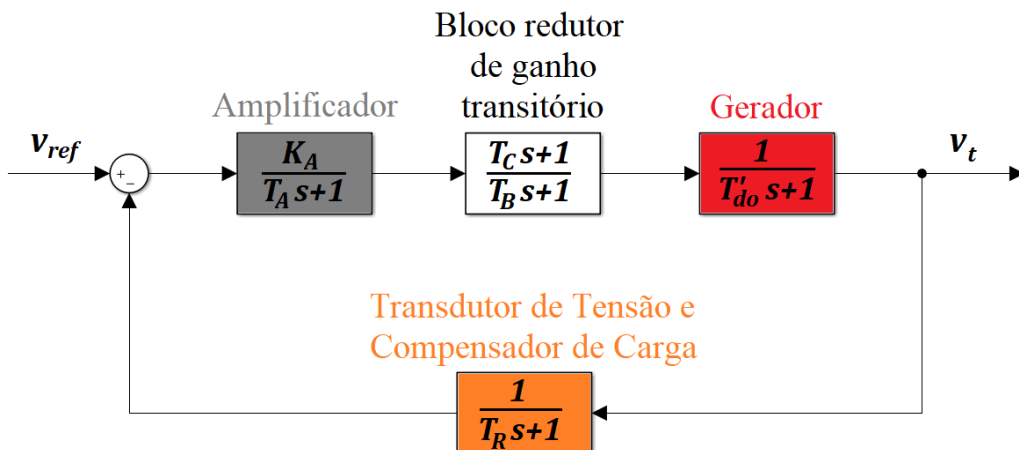
Figura 69 – Blocos do SERT -AC4A (ESTÁTICA) sem redução de ganho transitório.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

b) SERT -AC4A (ESTÁTICA) com redução de ganho transitório.

Figura 70 – Blocos do SERT -AC4A (ESTÁTICA) com redução de ganho transitório.

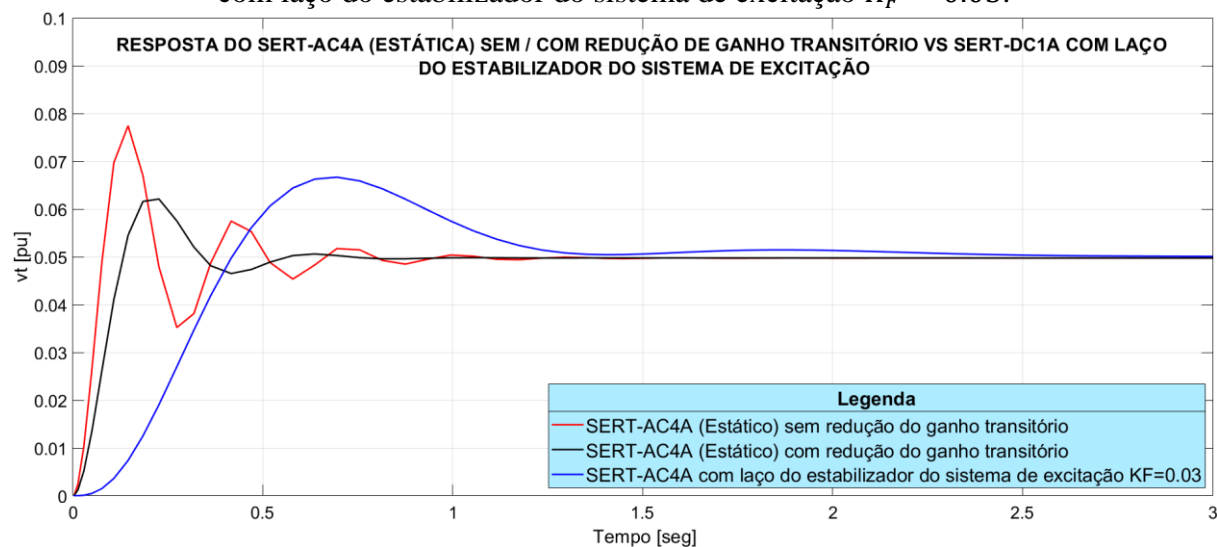


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 70 os principais parâmetros são a sinal entrada $v_{ref} = 0,05 pu$ (Função degrau unitário)

$$K_A = 180; T_A = 0,05 s; T_C = 5 s; T_B = 10 s; T'_{do} = 6 s; T_R = 0,02 s$$

Figura 71 – SERT-AC4A (Estática) sem/com redução de ganho transitório Vs. SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação $K_F = 0.03$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 71 observa-se que o tempo de resposta do SERT-AC4A (Estática) sem/com redução de ganho transitório é muito menor que do SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação $K_F = 0,03$. Por esta razão, as atuais usinas elétricas tem SERT-AC4A (Estática) com redução de ganho transitório, para ser capaz de tolerar mudanças de potência reativa e manter as tensões em estado estacionário.

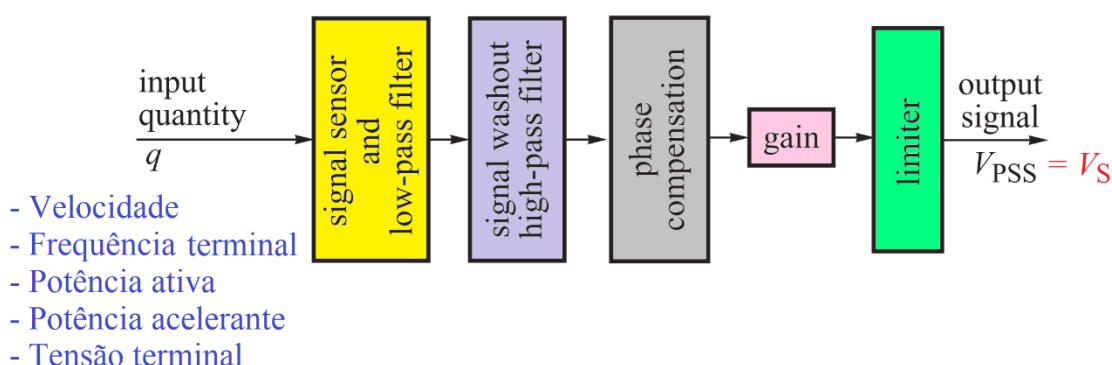
4.4 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (PSS)

Um estabilizador do sistema de potência (PSS) é um dispositivo que fornece laços de controle suplementares adicionais ao sistema regulador automático de tensão (AVR) e / ou ao regulador de velocidade da turbina de uma unidade geradora. Um PSS é também um dos métodos mais eficazes em termos de custo para melhorar a estabilidade do sistema de potência. Adicionar laços de controle suplementares é uma das formas mais comuns de melhorar tanto a estabilidade de pequenos sinais (estado estacionário), como a estabilidade de sinais grandes (transitórios) (MACHOWSKI; W. BIALEK; R. BUMBY, 2008).

Os PSS melhoram o amortecimento eletromecânico das oscilações do sistema de potência por meio do controle de excitação, proporcionando um componente de torque elétrico em fase com as variações da velocidade do rotor.

Os sinais de entrada comumente usados são a velocidade do eixo, frequência terminal, potência ativa, potência acelerante e tensão terminal (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Figura 72 – Os principais elementos de um PSS.



Fonte: Adaptado de (MACHOWSKI; W. BIALEK; R. BUMBY, 2008).

Filtro passa-altas: A constante de tempo deve ser grande para que os sinais associados às oscilações de velocidade do rotor passem sem qualquer alteração e sem causar grandes mudanças na tensão do gerador quando é operado em isolamento. As constantes de tempo podem assumir valores entre 1 e 20s.

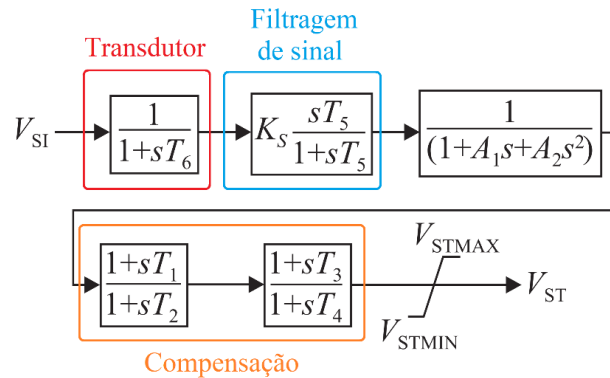
Compensação de fase: Na prática tem dois ou mais blocos da primeira ordem. Os requisitos para um maior grau de compensação dependem do valor de T'_{do} .

Ganho: Ele é escolhido para atingir um alto amortecimento dos modos críticos do sistema, sem deteriorar a estabilidade dos modos restantes.

4.4.1.1 Estabilizador de sistema de potência tipo 1A (PSS-1A)

Na Figura 73 é apresentada a forma generalizada de um estabilizador do sistema de potência com uma única entrada. Alguns sinais de entrada estabilizadores comuns (V_{SI}) são velocidade, frequência e potência.

Figura 73 – Estabilizador de sistema de potência tipo 1A (PSS-1A).



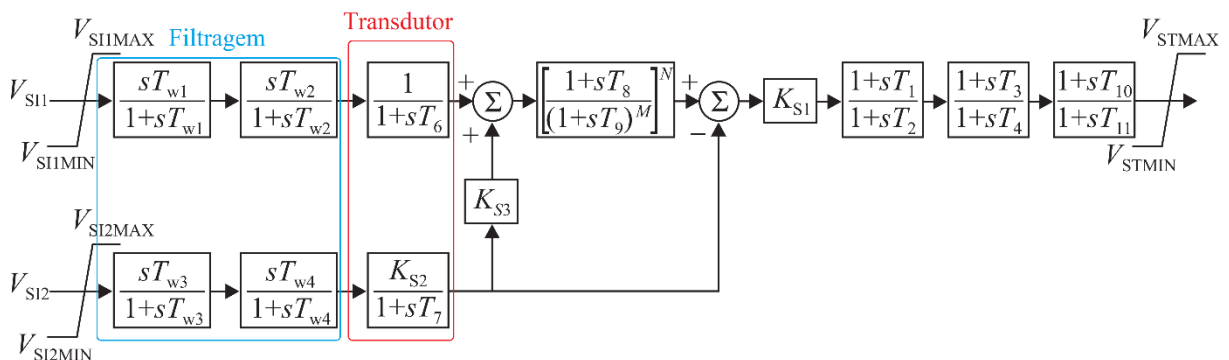
Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013)

Na Figura 73, T_6 pode ser usado para representar uma constante de tempo do transdutor; o ganho do estabilizador é ajustado pelo termo K_S e o sinal de filtragem é ajustado pela constante de tempo T_5 . No bloco seguinte A_1 e A_2 permitem ter em conta alguns dos efeitos de baixa frequência dos filtros de torção de alta frequência. Quando não usado para este propósito, o bloco pode ser usado para ajudar a dar forma às características de ganho e fase do estabilizador, se for necessário. Os próximos dois blocos permitem duas etapas de compensação de avanço-atraso, conforme definido pelas constantes de T_1 a T_4 (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

4.4.1.2 Estabilizador de sistema de potência tipo 2B (PSS-2B)

Um modelo estabilizador de entrada dupla que geralmente usa combinações de potência e velocidade ou frequência para obter o sinal de estabilização, é mostrado na Figura 74.

Figura 74 – Estabilizador de sistema de potência tipo 2B (PSS-2B).



Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013)

Para cada entrada, dois circuitos de filtragem podem ser representados de T_{w1} a T_{w4} , juntamente com um transdutor ou integrador de tempo constante (T_6, T_7). O circuito é um filtro de alta frequência que evita qualquer alteração constante na frequência, velocidade e potência que afetem a tensão de campo causado pela ação do PSS. Espera-se que o PSS atue somente durante as mudanças transitórias no sinal de estabilização.

Para o primeiro tipo de estabilizador de entrada dupla, K_{S3} seria normalmente 1 e K_{S2} seria igual a $T_7/2H$, onde H é a constante de inércia da máquina síncrona. Essas constantes determinam a quantidade de amortecimento determinada pelo PSS.

Os índices, N (um inteiro até 4) e M (um inteiro até 5), permitem representar uma característica de filtro de rampa ou características mais simples. Os valores usuais são $N = 1$ e $M = 5$. O filtro de rastreamento de rampa produz um erro de estado estacionário zero nas mudanças de rampa na integral de entrada do sinal de potência elétrica.

A compensação de fase é fornecida pelos dois blocos de avanço-atraso de T_1 a T_4 . As funções de avanço-atraso são usadas para compensar a mudança de fase entre a tensão de excitação e o torque elétrico da máquina. Um bloco adicional com a constante de tempo de atraso T_{11} e a constante de tempo de avanço T_{10} podem ser usados para a modelagem de estabilizadores que incorporam uma terceira função de avanço-atraso (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Nota: Para muitos tipos de estudos, o modelo PSS-1A de entrada única mais simples, com parâmetros apropriados, pode ser usado em vez do modelo de duas entradas PSS-2B. Nas usinas elétricas o modelo mais utilizado é PSS-2B.

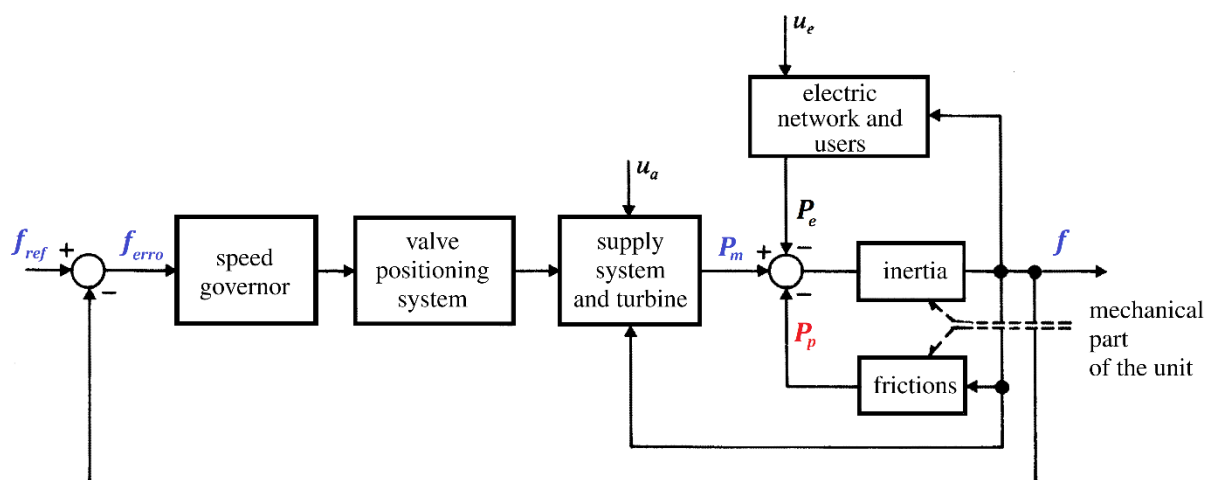
4.5 SISTEMA DE REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

A constância da velocidade de uma unidade de turbina-gerador implica que a potência motriz mecânica fornecida pela turbina é exatamente contrabalançada pela energia elétrica ativa gerada, acrescida das perdas do tipo mecânica que ocorrem na própria unidade (Figura 75).

Atualmente, esse balanço de energia pode ser alterado por várias razões, como variações na potência de acionamento (causada por perturbações no sistema de alimentação) e, acima de tudo, com a máquina conectada à rede, mudanças na energia elétrica gerada por mudanças na

carga exigida pelos usuários. Se as válvulas de turbina fossem bloqueadas, a velocidade da unidade, isto é, a frequência, ficaria à mercê das “perturbações” listadas anteriormente e poderia facilmente atingir valores intoleráveis. Daí surge a necessidade de atuar em torno às válvulas de turbina, para restabelecer o equilíbrio de potência na frequência desejada, e para manter a frequência, mesmo durante a operação transitória, dentro de uma faixa aceitável de valores (SACCOMANNO, 2003).

Figura 75 – Diagrama de blocos da regulação de velocidade de uma unidade isolada.



Fonte: Adaptado de (SACCOMANNO, 2003).

4.5.1 Turbinas hidráulicas

As turbinas hidráulicas convertem a energia de queda e movimento de água, isto é, energia potencial e cinética, em potência mecânica rotacional. No exemplo de um sistema hidrelétrico simplificado, como é mostrado na Figura 76, a reservatório fornece água para o conduto forçado, que o leva até um bocal, onde sai como um jato. O bocal transforma a energia potencial da coluna de água da câmara de carga em energia cinética transportada pelo jato de alta velocidade. Essa energia é transferida para o rotor da turbina quando o jato de água atinge as aletas do rotor da turbina e perde sua energia cinética no processo (PANDEY; KARKI, 2017).

Da Figura 4.58:

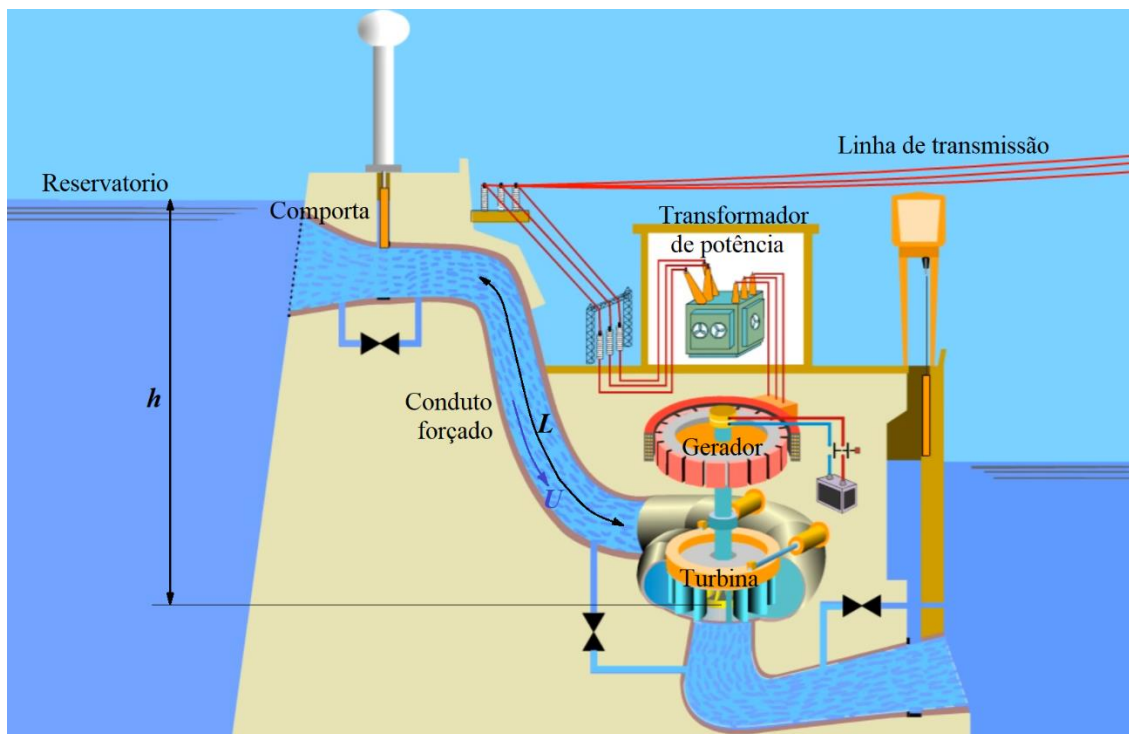
L : Comprimento do conduto forçado [m]

U : Velocidade da água no conduto [m/s], depende da potência gerada

g : Aceleração da gravidade [m/s^2]

h : Diferença de potencial gravitacional [m]

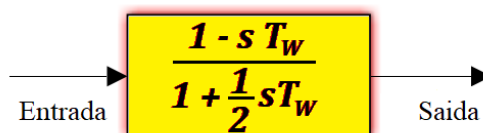
Figura 76 – Instalações associadas a uma turbina hidráulica.



Fonte: Adaptado de (ITAIPU, 2017).

4.5.1.1 Função de transferência de turbina hidráulica ideal sem perdas

Figura 77 – Bloco de função de transferência de turbina hidráulica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Entrada: Variação na abertura da válvula de admissão da turbina [pu]

Saída: Variação na potência mecânica gerada pela turbina hidráulica [pu]

Temos que fazer suposições para representar a turbina hidráulica e a coluna de água em estudos de estabilidade:

- A resistência hidráulica é insignificante.
- O conduto forçado é inelástico e a água é incompressível.
- A velocidade da água varia diretamente com a abertura do distribuidor e com a raiz quadrada da altura da rede.
- A potência de saída mecânica (P_m) da turbina é proporcional à altura e ao volume do fluxo de água.

Então a velocidade da água no tubo de pressão é dada por:

$$U = K_u G \sqrt{h}$$

K_u : Constante de proporcionalidade

G : Posição do distribuidor.

Linearizando a equação anterior para pequenos deslocamentos em torno de um ponto de operação, substituindo as derivadas parciais:

$$U = K_u G \sqrt{h}$$

$$\Delta U = \left. \frac{\partial U}{\partial G} \right|_o \Delta G + \left. \frac{\partial U}{\partial h} \right|_o \Delta h$$

$$\Delta U = K_u h_o^{1/2} \Delta G + \frac{1}{2} K_u G_o h_o^{-1/2} \Delta h$$

Dividindo por $U_o = K_u G_o h_o^{1/2}$

$$\frac{\Delta U}{K_u G_o h_o^{1/2}} = \frac{K_u h_o^{1/2}}{K_u h_o^{1/2}} \frac{\Delta G}{G_o} + \frac{1}{2} \frac{K_u G_o h_o^{-1/2}}{K_u G_o} \frac{\Delta h}{h_o^{1/2}}$$

$$\Delta \bar{U} = \Delta \bar{G} + \frac{1}{2} \Delta \bar{h}$$

$$\Delta \bar{U} = \Delta \bar{G} + \frac{1}{2} \Delta \bar{h} \quad (82)$$

A potência mecânica desenvolvida pela turbina é proporcional ao produto de pressão e fluxo:

$$P_m = K_p h U$$

Linearizando a equação anterior

$$\Delta P_m = \left. \frac{\partial P_m}{\partial h} \right|_o \Delta h + \left. \frac{\partial P_m}{\partial U} \right|_o \Delta U$$

$$\Delta P_m = K_p U_o \Delta h + K_p h_o \Delta U$$

Dividindo ambos os lados por $P_{mo} = K_p h_o U_o$

$$\frac{\Delta P_m}{P_{mo}} = \frac{K_p U_o}{K_p U_o} \frac{\Delta h}{h_o} + \frac{K_p h_o}{K_p h_o} \frac{\Delta U}{U_o}$$

$$\Delta \bar{P}_m = \Delta \bar{h} + \Delta \bar{U} \quad (83)$$

Substituindo (82) em (83):

$$\Delta \bar{P}_m = \Delta \bar{h} + \Delta \bar{U}$$

$$\Delta \bar{P}_m = \Delta \bar{h} + \Delta \bar{G} + \frac{1}{2} \Delta \bar{h}$$

$$\Delta \bar{P}_m = 1.5 \Delta \bar{h} + \Delta \bar{G}$$

Da equação (82): $\Delta \bar{U} = \Delta \bar{G} + \frac{1}{2} \Delta \bar{h} \rightarrow \Delta \bar{h} = 2(\Delta \bar{U} - \Delta \bar{G})$

Similarmente substituindo em (83)

$$\Delta \bar{P}_m = \Delta \bar{h} + \Delta \bar{U}$$

$$\Delta \bar{P}_m = 2(\Delta \bar{U} - \Delta \bar{G}) + \Delta \bar{U}$$

$$\Delta \bar{P}_m = 3\Delta \bar{U} - 2\Delta \bar{G} \quad (84)$$

A aceleração da coluna de água causado por uma variação da queda da água na turbina de acordo com a segunda lei de Newton:

$$m a = -F$$

Substituindo na equação anterior $m = \rho L A$ e $F = P_h A$,

$$\rho L A a = -P_h A$$

Substituindo a pressão hidráulica $P_h = \rho g \Delta h$

$$\rho L A \frac{d\Delta U}{dt} = -\rho g \Delta h A$$

$$L \frac{d\Delta U}{dt} = -g \Delta h$$

$$\frac{L}{g} \frac{d\Delta U}{dt} = -\Delta h$$

Dividindo por $h_o U_o$

$$\frac{L}{gh_o U_o} \frac{d\Delta U}{dt} = -\frac{\Delta h}{h_o U_o}$$

$$\frac{LU_o}{gh_o} \frac{d\Delta U}{dt U_o} = -\frac{\Delta h}{h_o}$$

Definindo T_W como o tempo de partida da água, $T_W = \frac{LU_o}{gh_o}$, e substituindo na equação anterior.

$$T_W \frac{d\Delta U}{dt U_o} = -\frac{\Delta h}{h_o}$$

$$T_W \frac{d\Delta \bar{U}}{dt} = -\Delta \bar{h} \quad (85)$$

T_W : Representa o tempo requerido para acelerar a água no conduto desde o repouso até a velocidade U_o , desde uma queda da água h_o , observa-se que:

- T_W muda com a carga, quanto maior a carga, maior é seu valor.
- Os valores típicos de T_W a máxima carga estão entre 0,5 e 4 seg.

Na equação observa-se uma importante característica da turbina hidráulica. Se o distribuidor estiver fechado, uma contrapressão é gerada (aplicada) na extremidade do tubo de pressão e a água desacelera. Então, se houver uma variação positiva de pressão, haverá uma variação negativa da aceleração da água.

Equação (82) em (85):

$$T_W \frac{d\Delta \bar{U}}{dt} = -\Delta \bar{h}$$

$$T_W \frac{d\Delta \bar{U}}{dt} = -(2(\Delta \bar{U} - \Delta \bar{G}))$$

$$T_W \frac{d\Delta \bar{U}}{dt} = 2(\Delta \bar{G} - \Delta \bar{U})$$

Aplicando transformação de Laplace

$$T_W s \Delta \bar{U}(s) = 2(\Delta \bar{G}(s) - \Delta \bar{U}(s))$$

$$(T_W s + 2)\Delta \bar{U}(s) = 2\Delta \bar{G}(s)$$

$$\Delta \bar{U}(s) = \frac{2}{(T_W s + 2)} \Delta \bar{G}(s) \quad (86)$$

De a equação (84)

$$\Delta \bar{P}_m = 3\Delta \bar{U} - 2\Delta \bar{G}$$

$$\Delta \bar{P}_m(s) = 3\Delta \bar{U}(s) - 2\Delta \bar{G}(s)$$

$$\Delta \bar{U}(s) = \frac{\Delta \bar{P}_m(s) + 2\Delta \bar{G}(s)}{3} \quad (87)$$

De a equação (86) e (87)

$$\frac{\Delta \bar{P}_m(s) + 2\Delta \bar{G}(s)}{3} = \frac{2}{(T_W s + 2)} \Delta \bar{G}(s)$$

$$\Delta \bar{P}_m(s) T_W s + 2 \Delta \bar{G}(s) T_W s + 2 \Delta \bar{P}_m(s) + 4 \Delta \bar{G}(s) = 6 \Delta \bar{G}(s)$$

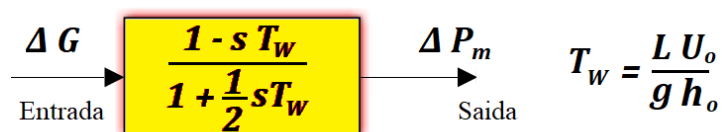
$$\Delta \bar{P}_m(s) T_W s + 2 \Delta \bar{P}_m(s) = 2 \Delta \bar{G}(s) - 2 \Delta \bar{G}(s) T_W s$$

$$\Delta \bar{P}_m(s) (T_W s + 2) = \Delta \bar{G}(s)(2 - 2 T_W s)$$

$$\frac{\Delta \bar{P}_m(s)}{\Delta \bar{G}(s)} = \frac{(2 - 2 T_W s)}{(T_W s + 2)}$$

$$\frac{\Delta \bar{P}_m(s)}{\Delta \bar{G}(s)} = \frac{1 - s T_W}{1 + s T_W/2} \quad (88)$$

Figura 78 – Bloco de função de transferência da turbina hidráulica ideal sem perdas.



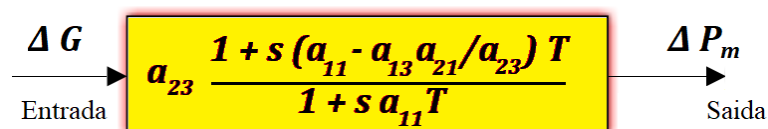
Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.5.1.2 Função de transferência de turbina hidráulica não ideal sem perdas

$$\begin{pmatrix} \Delta U \\ \Delta P_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11}\Delta H + a_{13}\Delta G \\ a_{21}\Delta H + a_{23}\Delta G \end{pmatrix}$$

Os coeficientes "a" dependem da carga da máquina e devem ser avaliados no ponto de operação. Os coeficientes a_{11} , a_{13} expressam mudanças no fluxo de água em relação a mudanças ΔH e ΔG , a_{21} e a_{23} expressam mudanças na potência mecânica em relação a mudanças na ΔH e ΔG . A função de transferência da turbina não ideal (Figura 79) resulta:

Figura 79 – Bloco de função de transferência da turbina hidráulica não ideal sem perdas.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para o ajuste do regulador de tensão, coeficientes típicos são necessários em plena carga e no vácuo. Os coeficientes "a" variam de acordo com o tipo de turbina, como valores típicos você tem-se:

Tabela 3 – Valores típicos dos parâmetros dos geradores.

Coefficiente	Ideal sem perdas	Típica carga completa	Típico em Vácuo
a_{11}	0.5	0.58	0.57
a_{13}	1.0	1.1	1.1
a_{21}	1.5	1.4	1.18
a_{23}	1.0	1.5	1.5

Fonte: Adaptado de (KUNDUR, 1994).

Observação:

Para uma variação na etapa da posição do distribuidor (ΔG), o teorema do valor inicial fornece o valor inicial da variação da potência mecânica (ΔP_m)

Da equação (88):

$$\Delta \overline{P}_m(s) = \frac{1 - T_W s}{1 + 0.5 T_W s} \Delta \overline{G}(s)$$

Se $\Delta \overline{G}(s)$ é uma função de grau: $\Delta \overline{G}(s) = 1/s$

$$\Delta \overline{P}_m(s) = \frac{1 - T_W s}{1 + 0.5 T_W s} \frac{1}{s}$$

Os polos do sistema são: $s = 0$ e $s = -2/T_W$, então:

$$\Delta \overline{P}_m(t) = A_0 + A_1 e^{\frac{2}{T_W} t}$$

Pelo teorema Heaviside

$$\Delta \overline{P}_m(s) = \frac{1 - T_W s}{1 + 0.5 T_W s} \frac{1}{s} = \frac{N(s)}{D(s)}$$

$$\frac{N(s)}{D'(s)} = \frac{1 - T_W s}{1 + T_W s}$$

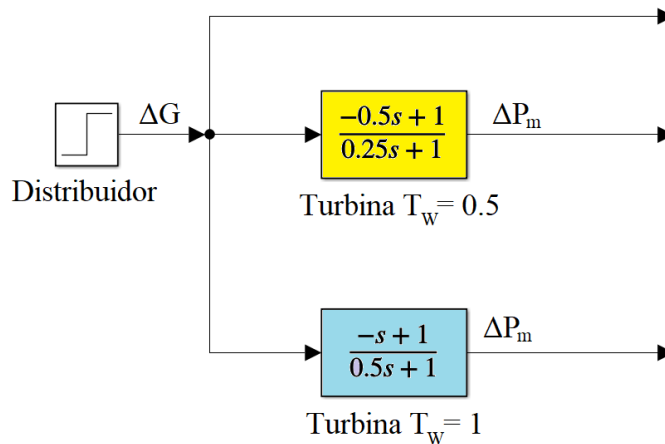
$$A_0 = \frac{1 - T_W s}{1 + T_W s} \Big|_{s=0} = 1$$

$$A_1 = \frac{1 - T_W s}{1 + T_W s} \Big|_{s=-2/T_W} = \frac{1 + 2}{1 - 2} = -3$$

$$\rightarrow \Delta \overline{P}_m(t) = 1 - 3 e^{\frac{2}{T_W} t} \tag{89}$$

Na Figura 80 ilustra-se, o diagrama de blocos do sistema quando $T_W = 0.5$ s e $T_W = 1$ s.

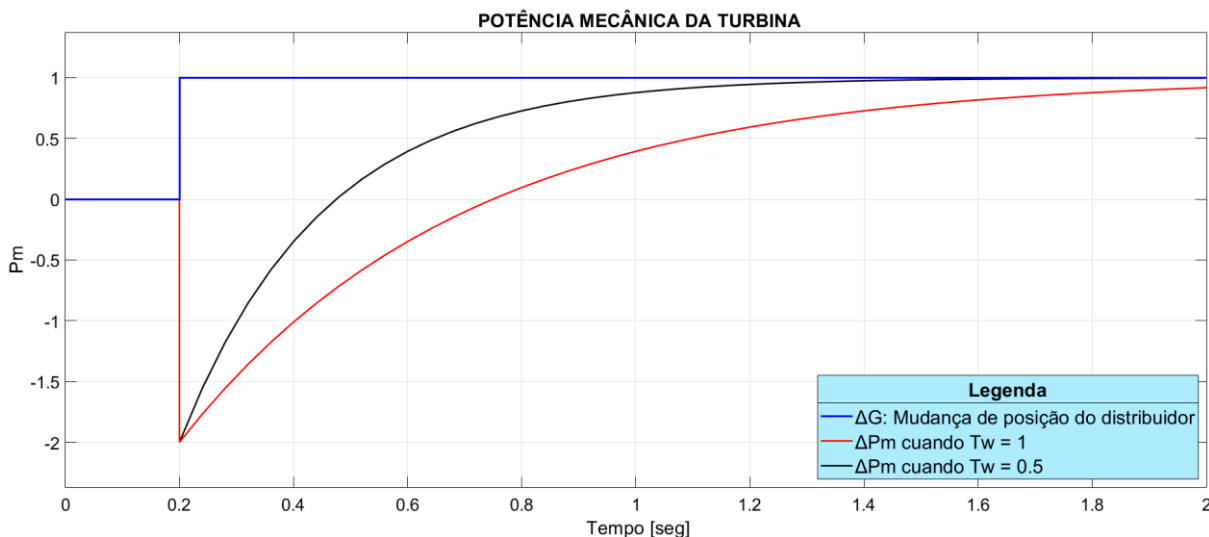
Figura 80 – Diagrama de blocos da turbina com variação de T_W .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 81 ilustra-se, o comportamento da potência mecânica P_m com a variação de T_W ; quando $T_W = 0.5$ s tem-se uma melhor resposta (mais rápido) que quando $T_W = 1$ s.

Figura 81 – Resposta da potência mecânica P_m com a variação de T_W .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.5.1.3 Regulador de velocidade

As turbinas e os reguladores de velocidade são elementos importantes na avaliação da estabilidade angular de um sistema elétrico de potência, pois influem no conjugado mecânico (T_m) entregue ao eixo do gerador, promovendo variações nas potências ativas geradas e nos deslocamentos angulares dos rotores (δ).

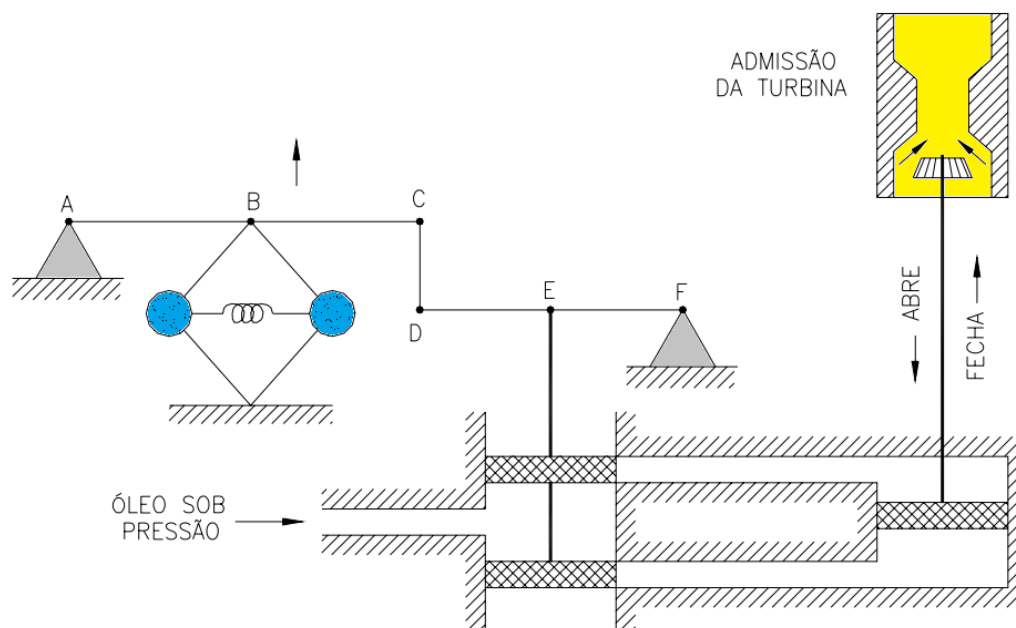
Existem vários tipos de reguladores de velocidade, segundo a tecnologia empregada, dentre eles se destacam os reguladores: mecânico-hidráulicos, eletro-hidráulicos e eletro-hidráulicos digitais. Todos estes tipos têm características individuais próprias, no entanto podem ser representados, de forma simplificada, pelos modelos matemáticos simplificados.

São apresentados alguns modelos matemáticos simplificados dos reguladores de velocidade. Estes modelos são necessários para que se tenha uma adequada compreensão do comportamento dinâmico da aplicação de unidades térmicas e hidráulicas em um sistema potência. Com este intuito são consideradas as características essenciais de três modelos básicos de regulador de velocidade, utilizados com turbinas, são eles (DE CARVALHO, 2006):

a) Regulador de velocidade isócrono.

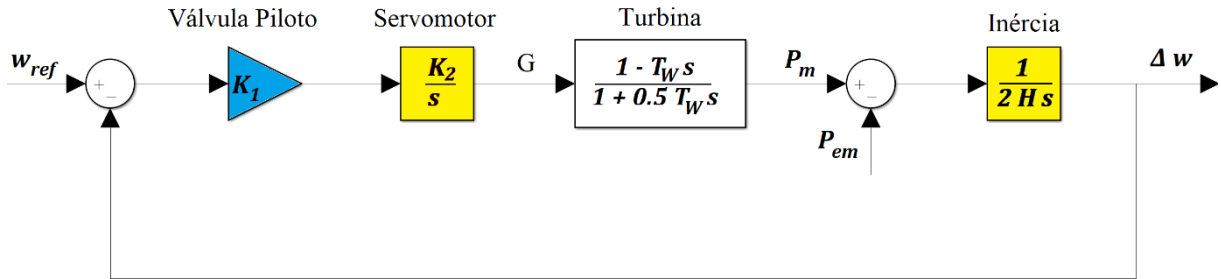
A frequência de um sistema elétrico de potência sofre redução, quando da ocorrência de um aumento súbito de carga, pois há diminuição na velocidade angular do rotor das unidades geradoras. Isto faz com que o ponto B da Figura 82 se desloque para cima. Este deslocamento determina uma abertura da parte superior do elemento distribuidor, o que permite a injeção de óleo no servomotor. A entrada de óleo desloca a haste da válvula de admissão de combustível da turbina para baixo, causando elevação da potência gerada. Este processo continuará até o instante em que se atinja o valor exato da frequência nominal operativa do sistema (DE CARVALHO, 2006). O regulador de velocidade isócrona tende a apresentar um comportamento pobre em termos de estabilidade, pois possui apenas uma realimentação externa, no processo de controle.

Figura 82 – Regulador de velocidade isócrona.



Fonte: Adaptado de (DE CARVALHO, 2006).

Um modelo matemático simplificado, que descreve o regulador isócrona através de um diagrama de bloco, é representado na Figura 83.

Figura 83 – Diagrama de bloco do regulador de velocidade isócrono.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

b) Regulador com queda de velocidade e estatismo permanente e transitório.

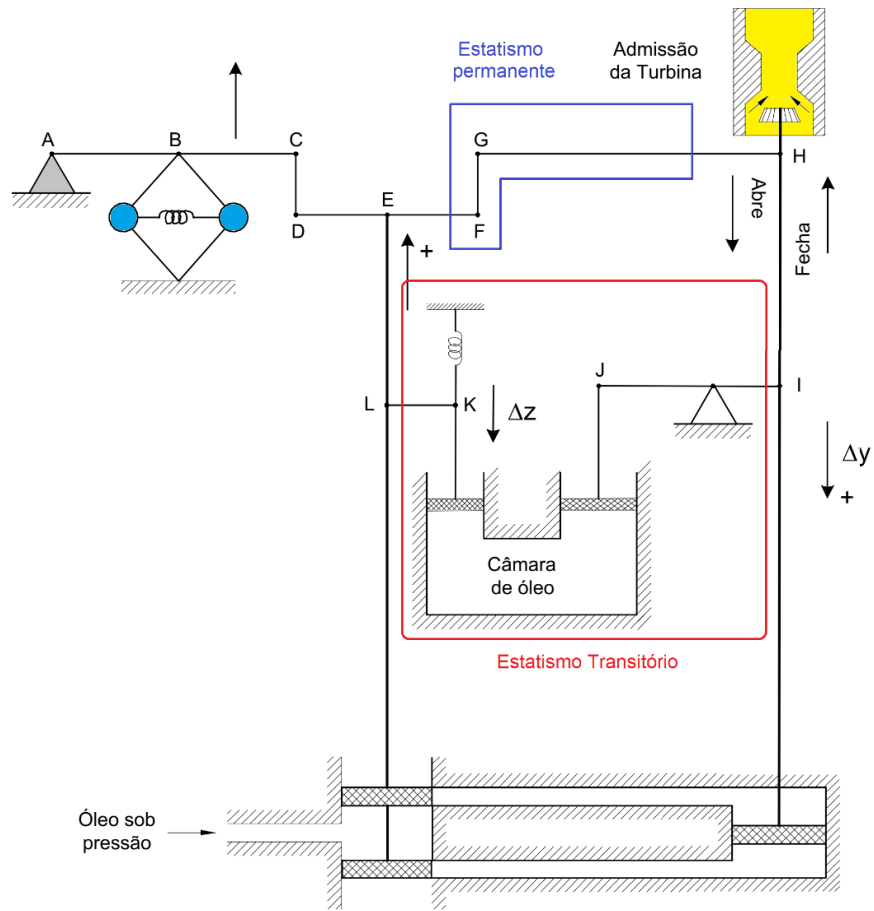
As turbinas hidráulicas, por causa de seus comportamentos peculiares de resposta, necessitam de reguladores de velocidade com características especiais de estatismo transitório, para que seja possível um desempenho estável no controle de velocidade. O termo estatismo transitório implica em que, para desvios rápidos de frequência (ou de velocidade), o regulador deva demonstrar uma alta regulação (R_t), enquanto que para variações mais lentas e no estado de equilíbrio, o regulador deve ter uma baixa regulação (R_t).

A Figura 84 mostra a adição de uma realimentação transitória por meio de uma câmara de óleo com um orifício.

Seja um aumento súbito de carga, produzindo uma queda na frequência do sistema de potência. Haverá uma tendência do ponto B, da figura 4.66, se elevar, promovendo abertura na parte superior do elemento distribuidor e conseqüente abertura da válvula de admissão da turbina. Esta ação conduzirá a uma elevação na potência gerada. Entretanto, o deslocamento, para baixo dos pontos H e I, promove reações contrárias a este aumento, assim, a ligação IJKL (através da câmara de óleo) determina uma oposição às variações rápidas na abertura da válvula de admissão da turbina, enquanto que a ligação EFGH desenvolve uma reação às variações mais lentas na abertura.

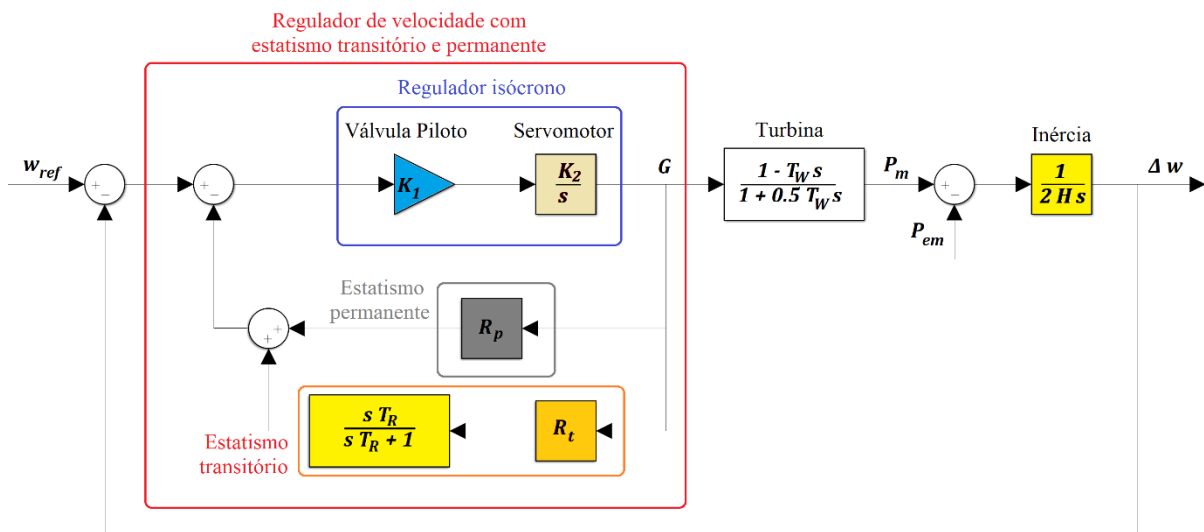
Assim como o regulador com queda de velocidade, o presente regulador é mais estável e mais rápido do que o regulador isócrono, entretanto apresenta um erro de regime permanente na frequência do sistema. A correção deste erro é uma função do controle secundário de frequência, que é exercido pelo CAG (DE CARVALHO, 2006).

Figura 84 – Regulador com queda de velocidade e estatismo transitório e permanente.



Fonte: Adaptado de (DE CARVALHO, 2006).

Figura 85 – Diagrama de blocos do regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Um modelo matemático simplificado, que descreve o regulador com queda de velocidade e estatismo transitório através de funções de transferência e diagrama de blocos, é apresentado na Figura 85.

c) Turbina dirigindo um gerador isolado

Usando os seguintes dados:

$$K_S = 5; T_F = 0,05 \text{ s}; T_G = 0,2 \text{ s}; T_W = 1 \text{ s}; H = 3 \text{ s}; D = 0; R_p = 0,04; T_R = 5,0 \text{ s}$$

Do diagrama de blocos do regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente (Figura 87) nós substituímos os dados anteriores e realiza-se a simulação para diferentes valores do estatismo transitório (R_t).

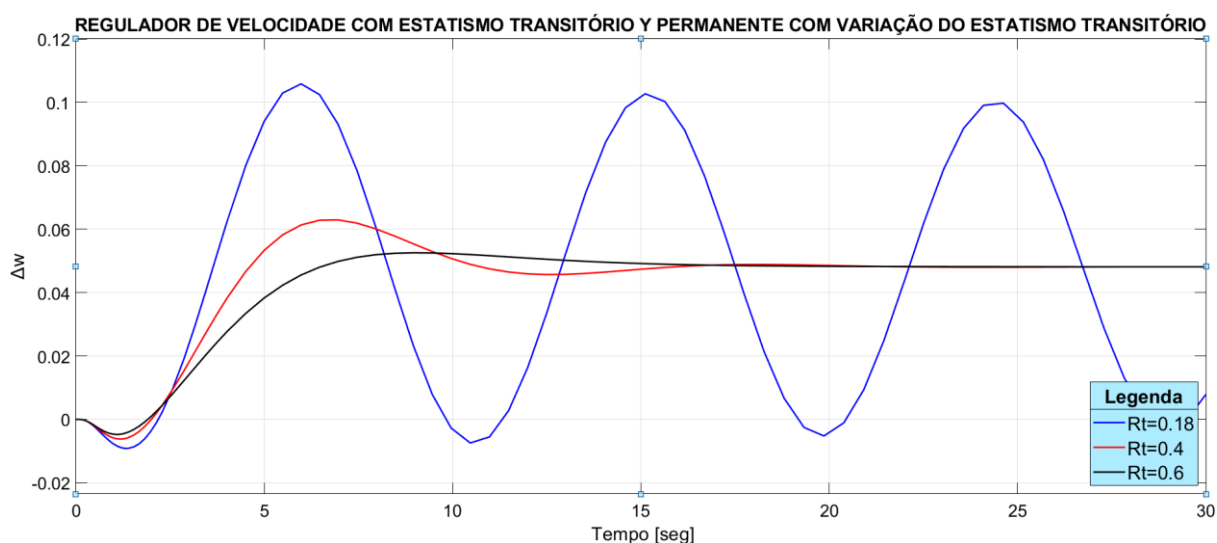
$$R_t = 0,18$$

$$R_t = 0,4$$

$$R_t = 0,6$$

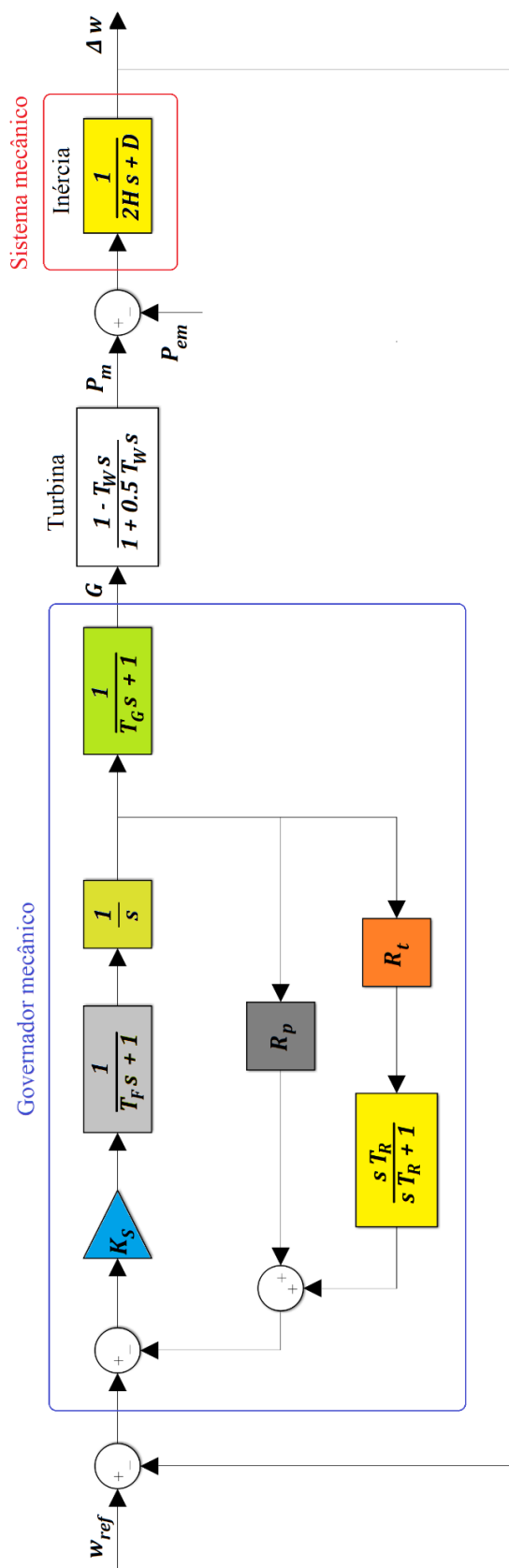
Na Figura 86, verifica-se que a estabilidade, aplicando um passo de carga de 5%, variando o estatismo transitório, observe-se que a melhor resposta é obtida com $R_t = 0,6$.

Figura 86 – Regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente com variação do estatismo transitório.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

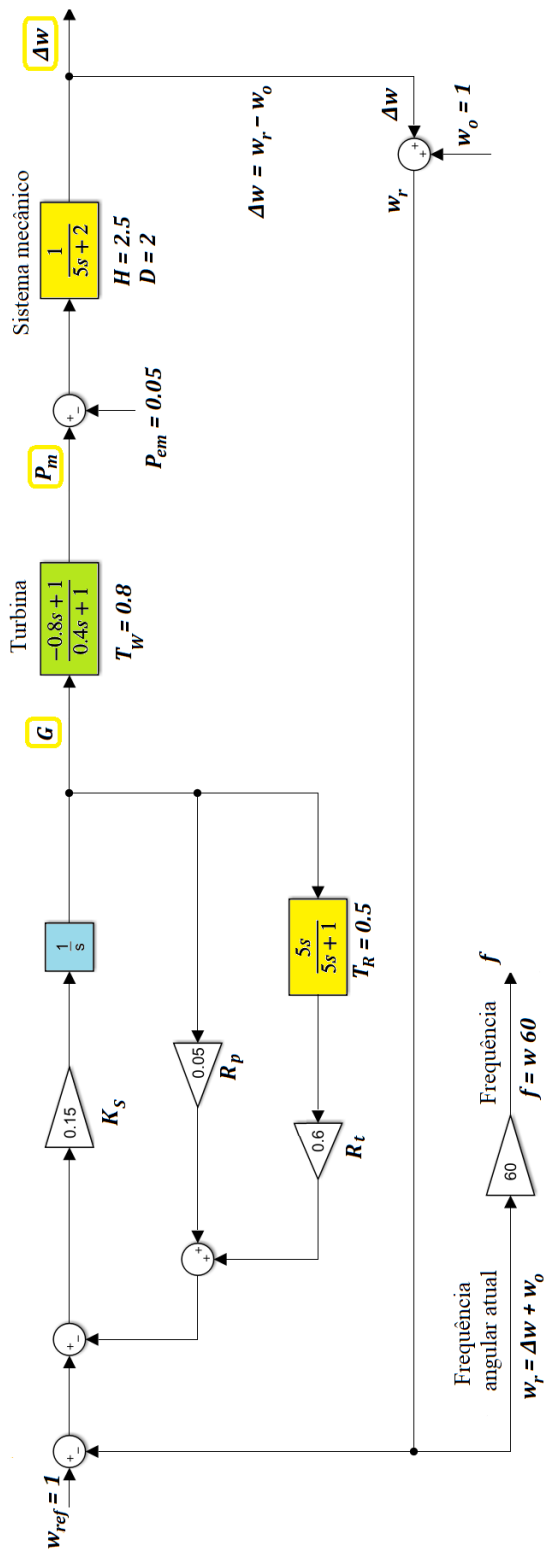
Figura 87 – Diagrama de blocos do regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

d) Usina de um sistema isolado em vazio aplicando um degrau de carga de 5%

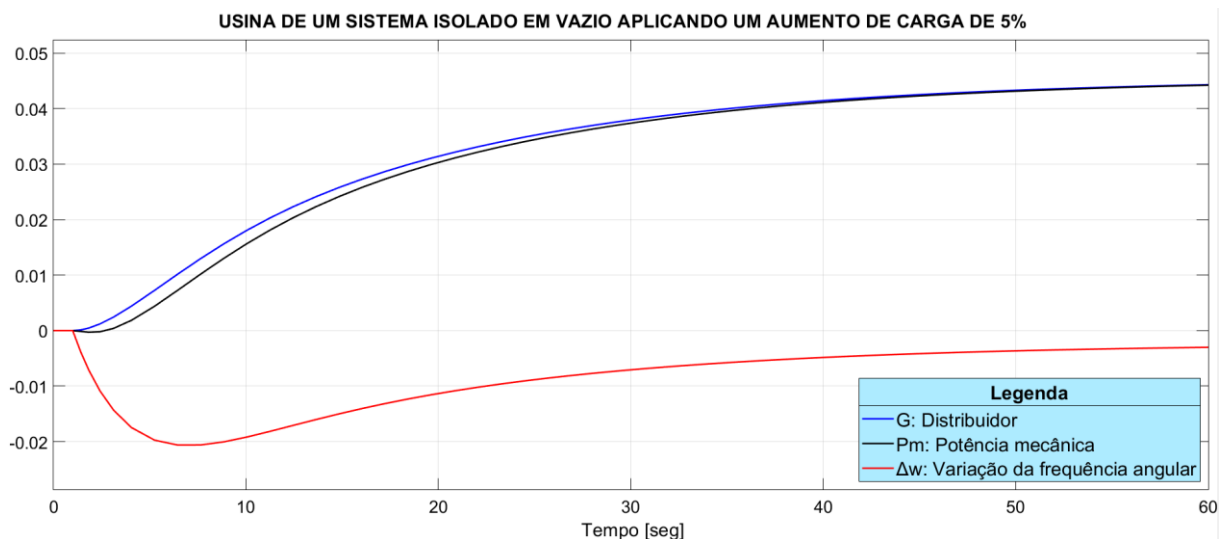
Figura 88 – Diagrama de blocos da usina de um sistema isolado em vazio aplicando carga de 5%.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Do diagrama de blocos do regulador de velocidade (Figura 88) substituem-se os dados e realiza-se a simulação para obter as saídas do distribuidor G , potência mecânica P_m e variação de frequência angular $\Delta\omega$.

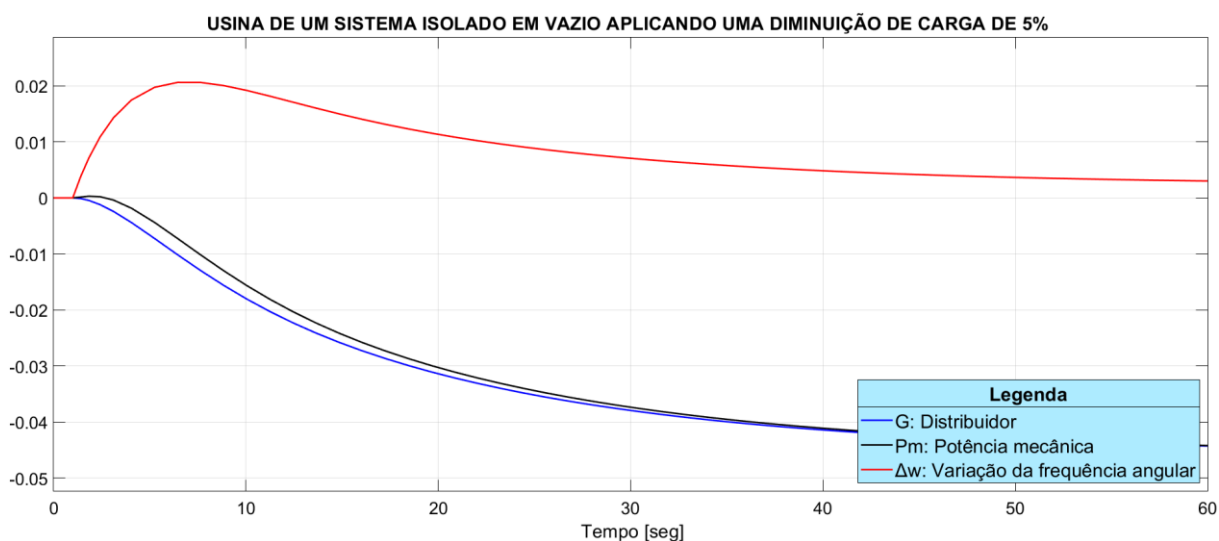
Figura 89 – Resposta da usina de um sistema isolado em vazio aplicando um aumento de carga de 5%.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 89 observa-se que se aplicarmos carga, a frequência angular (ω) diminui ligeiramente abaixo de 60Hz.

Figura 90 – Resposta da usina de um sistema isolado em vazio aplicando uma diminuição de carga de 5%.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 90 observa-se que se removemos carga, a frequência angular (w) aumenta ligeiramente por acima de 60Hz.

e) Usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando a constante de tempo de inercia da máquina H

No diagrama de blocos da Figura 87, substituímos os dados siguentes e realiza-se a simulação para diferentes valores de H .

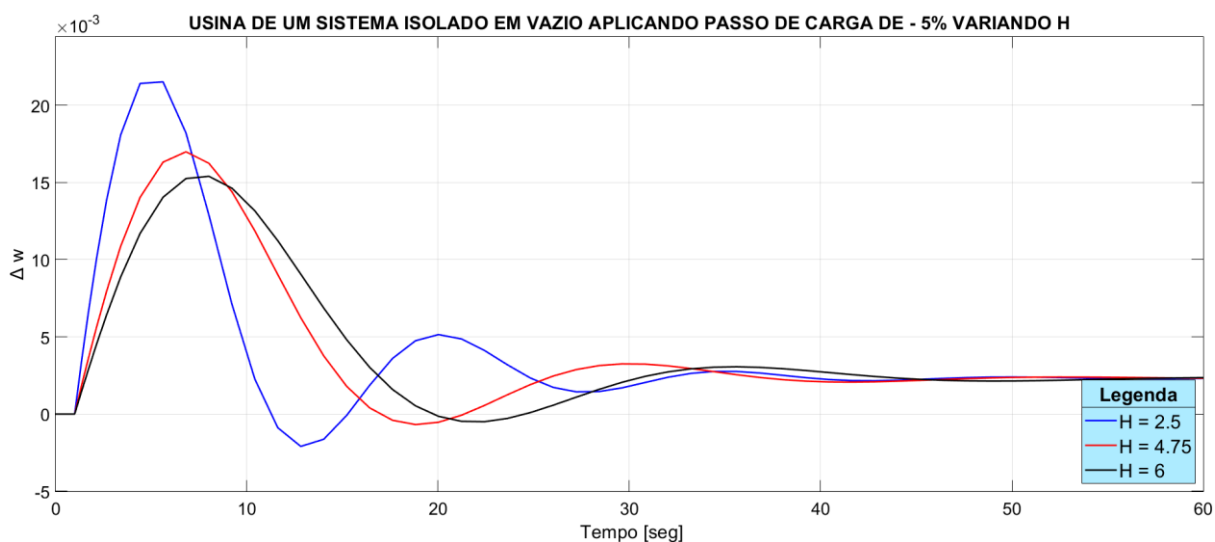
$$K_S = 1; T_W = 1,24 \text{ s}; D = 1,5; R_p = 0,05; R_t = 0,26; T_R = 5,0 \text{ s}$$

$$H = 2,5 \text{ s}$$

$$H = 4,75 \text{ s}$$

$$H = 6 \text{ s}$$

Figura 91 – Resposta da usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando H .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 91, observa-se que a constante de tempo de inércia da máquina síncrona H deve ser de maior **valor** para que a variação de frequência angular Δw seja mais estável no tempo.

f) Usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando constante de tempo de inercia da agua T_W

No diagrama de blocos da Figura 87, substituímos os dados seguintes e realiza-se a simulação para diferentes valores de T_W

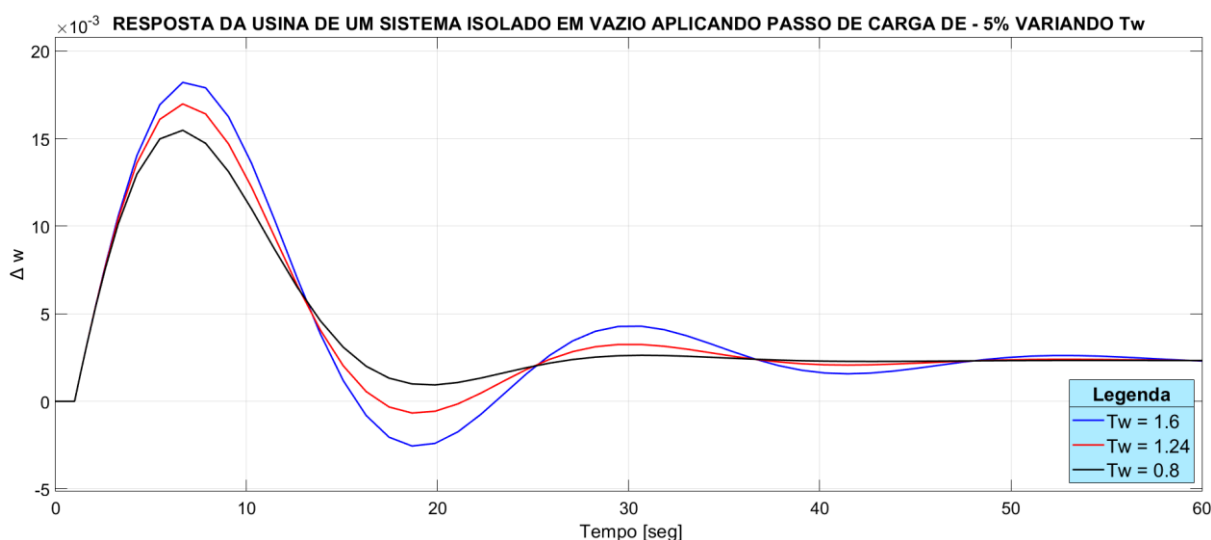
$$K_S = 1; H = 4,75 \text{ s}; D = 1,5; R_p = 0,05; R_t = 0,26; T_R = 5,0 \text{ s}$$

$$T_W = 1,6 \text{ s}$$

$$T_W = 1,24 \text{ s}$$

$$T_W = 0,8 \text{ s}$$

Figura 92 – Resposta da usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando T_W .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 92, observa-se que a constante de tempo de inércia da água T_W tem que ser de menor valor para que a variação de frequência angular Δw seja mais estável no tempo.

g) Usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando o estatismo transitório R_t

No diagrama de blocos da Figura 87, substituem-se os dados seguintes e realiza-se a simulação para diferentes valores de R_t .

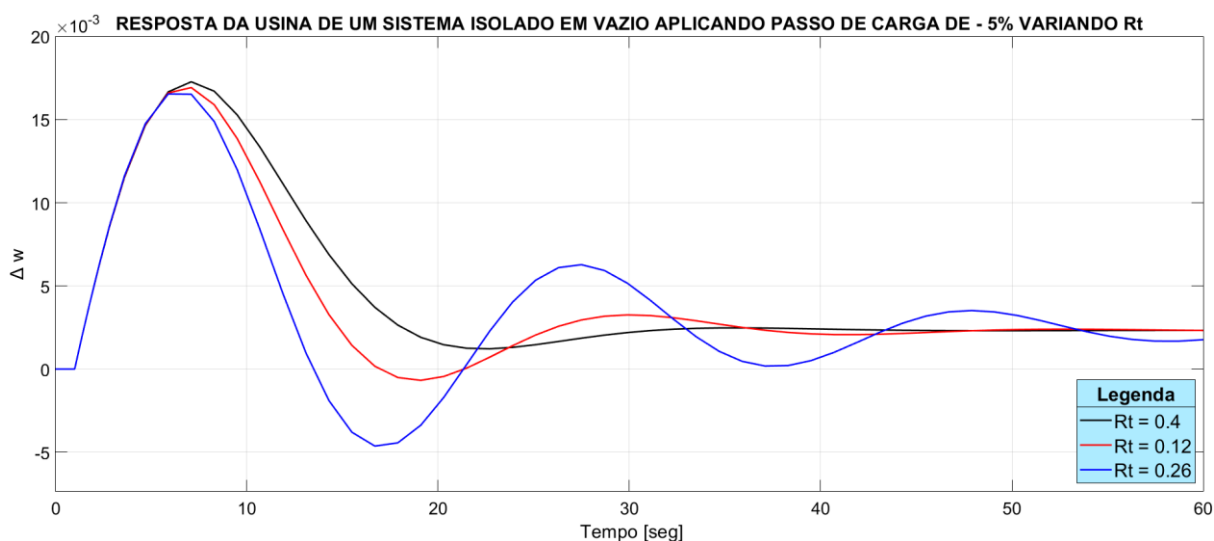
$$K_S = 1; H = 4,75 \text{ s}; D = 1,5; R_p = 0,05; T_W = 1,24 \text{ s}; T_R = 5,0 \text{ s}$$

$$R_t = 0,4$$

$$R_t = 0,12$$

$$R_t = 0,26$$

Figura 93 – Resposta da usina de um sistema isolado em vazio aplicando passo de carga de - 5% variando R_t .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 93, observa-se que o estatismo transitório R_t deve ser de maior valor para que a variação de frequência angular Δw seja mais estável no tempo.

4.5.2 TURBINA DE VAPOR

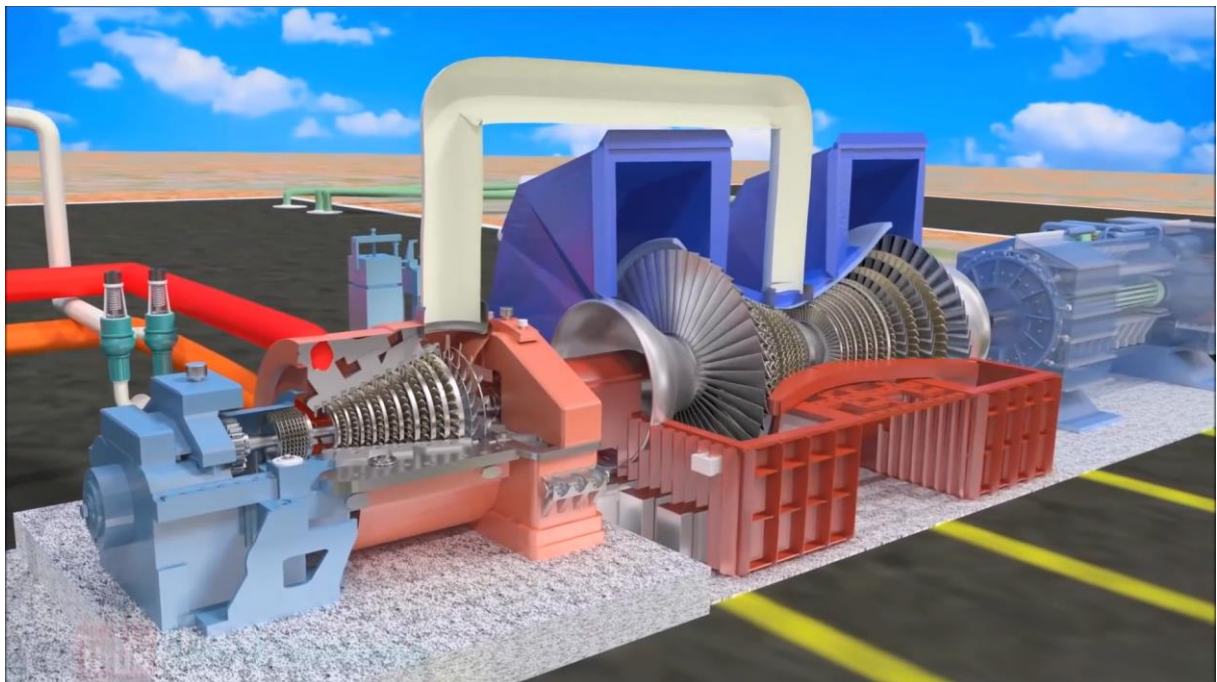
A energia obtida pela queima de carvão, óleo, gás, etc., bem como por fissão nuclear, é utilizada para produzir vapor a alta pressão e temperatura na caldeira ou boiler. Uma turbina térmica a vapor converte a energia armazenada no vapor em energia mecânica, acionando o eixo que a acopla ao gerador. O gerador, por sua vez, produz energia elétrica, alimentando o sistema de potência.

As turbinas térmicas com seus múltiplos estágios podem ser dos tipos *tandem-compound* ou *cross-compound*. Na configuração *tandem-compound* os estágios são conectados

em série e acoplados a um único gerador, tudo em um mesmo eixo. Já na configuração *cross-compound* a turbina apresenta dois eixos separados, cada qual acoplado a um gerador e acionado por um ou mais estágios da turbina. Embora existam dois eixos e dois geradores diferentes na configuração *cross-compound*, a turbina térmica constitui um conjunto único com vários estágios, sendo submetida à ação de um conjunto, também único, de sistemas de controle. Esta configuração apresenta maior capacidade e permite aumentar a eficiência. No entanto seu custo é mais elevado. De uma forma geral as turbinas do tipo *tandem-compound* rodam a 3600 rpm, enquanto que as do tipo *cross-compound* têm velocidade angular de 3600 rpm em seus dois eixos, ou alternativamente, 3600 rpm em um eixo e 1800 rpm no outro eixo (KUNDUR, 1994).

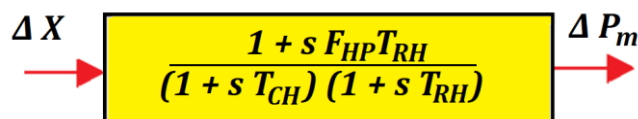
As turbinas térmicas a vapor (ver Figura 94) podem ser classificadas, também, em função da existência ou não de etapas de reaquecimento. Assim é possível considerar os seguintes tipos: (a) sem reaquecimento; (b) com reaquecimento simples.

Figura 94 – A estrutura de uma turbina a vapor.



Fonte: (SIEMENS, 2010).

A função de transferência simplificada que calcula a mudança no torque de saída mecânica da turbina versus uma mudança na posição da válvula de controle de vapor (Figura 95) é dado por:

Figura 95 – Bloco de função de transferência de uma turbina a vapor.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Valores Típicos

A Tabela 4 a seguir, apresenta valores típicos para os fatores de participação e constantes de tempo das diversas configurações vistas anteriormente

Tabela 4 – Valores típicos dos modelos de turbina térmica a vapor.

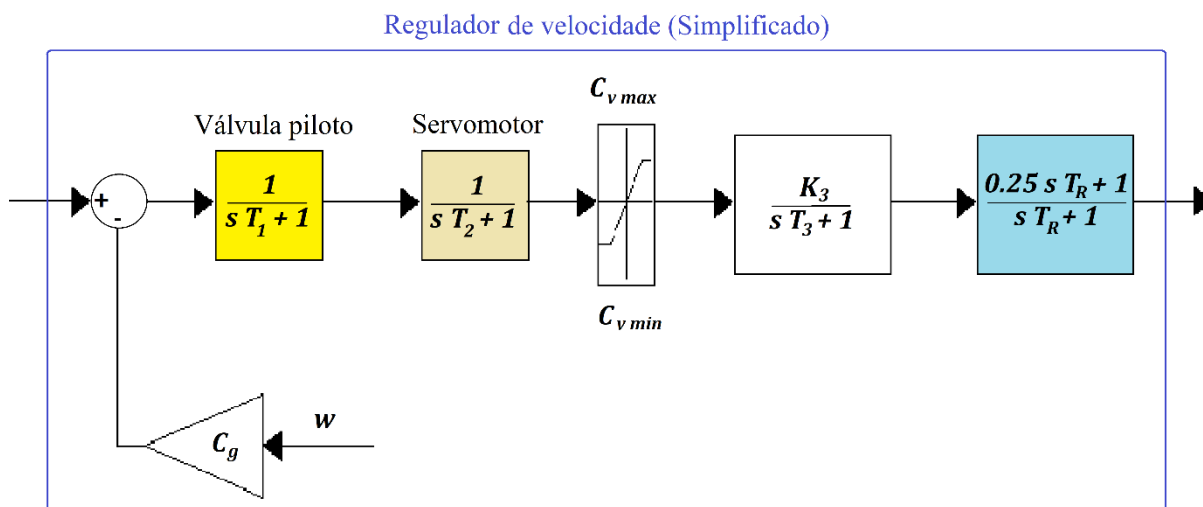
Configuração da Turbina Térmica	Fatores de Participação				Constantes de Tempo [s]			
	F _{VHP}	F _{HP}	F _{IP}	F _{LP}	T _{CH}	T _{RH1}	T _{RH2}	T _{CO}
Sem reaquecimento	---	---	---	---	0,2-0,5	---	---	---
Sem reaquecimento com estágios de baixa pressão	---	0,4	---	0,6	0,2-0,5	---	---	0,3-0,5
<i>Tandem-compound</i> com reaquecimento simples	---	0,3	0,4	0,3	0,1-0,4	4-11	---	0,3-0,5
<i>Cross-compound</i> com reaquecimento simples	---	0,25	0,25	0,50	0,1-0,4	4-11	---	0,3-0,5

Fonte: KUNDUR (1994)

a) Controle de Velocidade de uma turbina a vapor

O controlador de velocidade de uma turbina a vapor (Figura 96) tem de fornecer o controle de velocidade durante as condições de funcionamento normais e críticas, e recursos para evitar as velocidades críticas, para proteger o equipamento contra danos. Ele também fornece controle de velocidade de inicialização e desligamento automático.

Figura 96 – Controle de velocidade (simplificado) em uma turbina a vapor.



Fonte: Adaptado de RAMÍREZ (2015).

Sendo:

T_1 : Constante de tempo da válvula piloto (*)

T_2 : Constante de tempo do servomotor (*)

C_g : Ganho normalizado do regulador (20)

Tabela 5 – Valores típicos dos modelos de turbina térmica a vapor.

*	Sem reaquecimento	Com reaquecimento
T_1	0,08 – 0,14	0,08 – 0,18
T_2	0,15 – 0,25	0,15 – 0,30

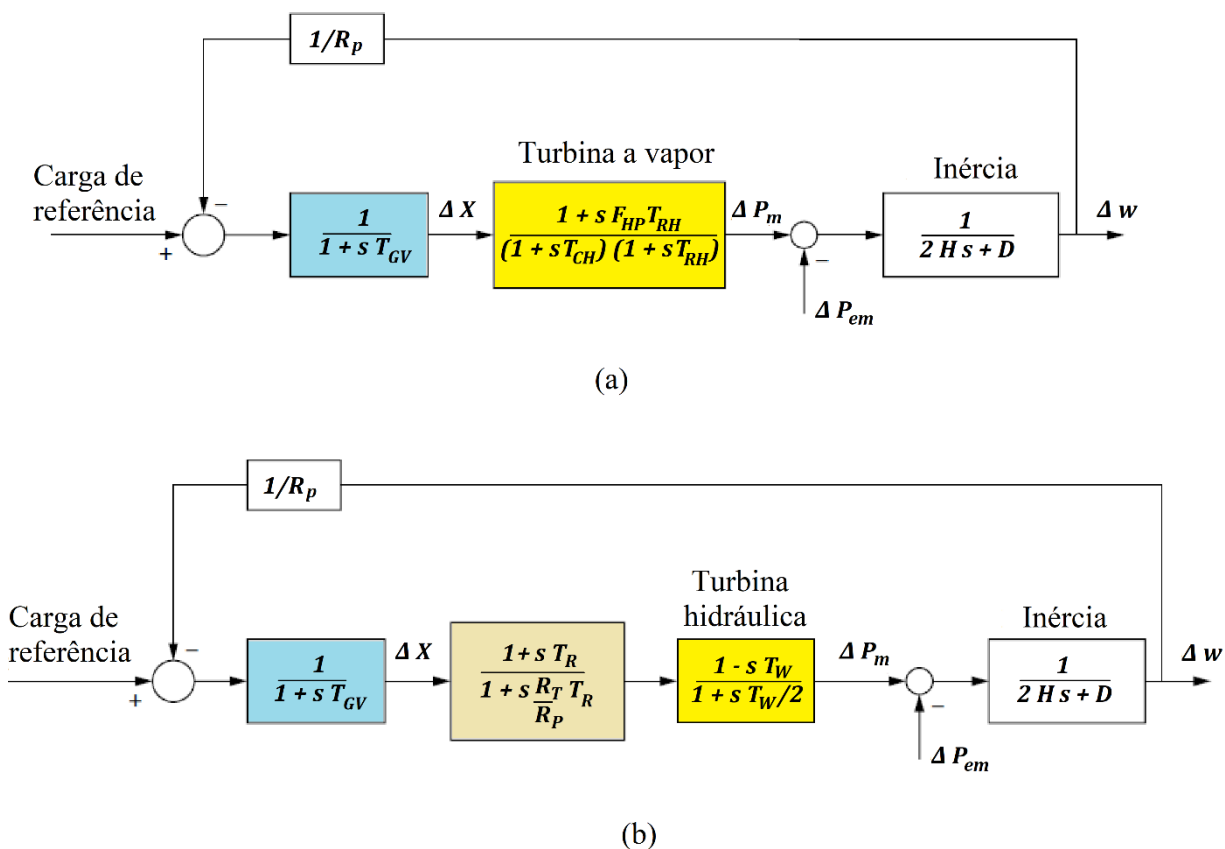
Fonte: Adaptado de (RAMÍREZ, 2015).

No diagrama de blocos da Figura 97, aplicando um aumento de carga de passo de 0,06 pu., ao modelo da turbina a vapor e também à turbina hidráulica, simulamos e obtemos a resposta em tempo da frequência angular elétrica Δw (Figura 98). Observa-se que o tempo da turbina hidráulica para estabilizar é de aproximadamente 50s, enquanto o tempo para estabilizar a turbina a vapor é de (aproximadamente 15s). Verificando, desta forma, que a turbina a vapor é mais sensível, se comparada à turbina hidráulica em relação às mudanças da carga. As constantes são as seguintes.

$$R_p = 20; T_G = 0,2 \text{ s}; F_{HP} = 0,25; T_{RH} = 3 \text{ s}; T_{CH} = 0,1 \text{ s}; H = 2 \text{ s}; D = 2,5; T_R = 2,5;$$

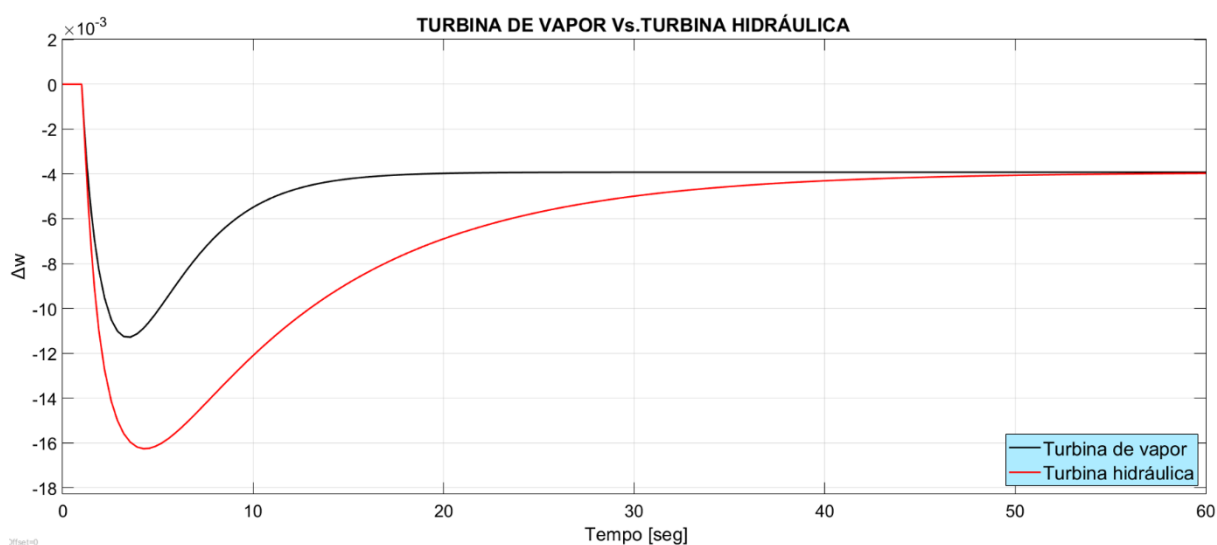
$$R_T = 0,2; R_P = 0,05; T_W = 0,8 \text{ s}$$

Figura 97 – Diagrama de blocos da turbina de vapor (a) e da turbina hidráulica (b).



Fonte: Adaptado de (SAMBARIYA; FAGANA, 2017).

Figura 98 – Resposta da turbina de vapor vs. turbina hidráulica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

5 LÓGICA FUZZY (NEBULOSA)

A lógica *fuzzy* e os conjuntos *fuzzy* foram propostos por Zadeh em 1965. De acordo com Zadeh, a lógica *fuzzy* é uma lógica precisa de imprecisão e raciocínio aproximado. É usado para raciocinar e tomar as decisões lógicas na presença de incerteza, imprecisão e informação imperfeita. Além disso, é capaz de modelar problemas em caso de ausência de medições. Como os problemas do mundo real estão envolvidos principalmente com incertezas e informações imperfeitas, a lógica difusa e os conjuntos nebulosos são necessários para modelar e resolver esses problemas (KAHRAMAN; KAYMAK; YAZICI, 2016).

A lógica *fuzzy* também chamado nebulosa ou difusa tem suas origens nos sistemas multivalorados desenvolvidos por Jan Lukasiewies, nos quais os valores não são exatos (*crisp*) e sua indistinção exibe uma distribuição descrita pela função de pertinência (*membership*). Baseia-se no princípio de que o pensamento humano é estruturado não em números, mas sim em classes de objetos, cuja transição entre pertencer ou não a um conjunto é gradual ao invés de abrupta. O raciocínio humano não trabalha somente com dicotomias (falso ou verdadeiro), mas se compõe de linguagem natural, na sua maior parte, com multiplicidade de sentidos. É esta característica, classificada de nebulosidade ou indistinção (*fuzziness*), que sugere um aspecto de incerteza, por vezes considerado como ambiguidade (JANTZEN, 2013).

Os sistemas nebulosos podem ser construídos em base da experiência de especialistas em a operação de qualquer processo, o que permite uma interação com pessoas que já entendam o processo em análise.

5.1 CONJUNTOS *CRISP* E *FUZZY*

5.1.1 Conjuntos ordinários ou *Crisp*

A noção de pertinência é bem definida como os elementos que pertencem ou não pertencem a um dado conjunto A (em um universo X):

$$f_A(x) = \begin{cases} 1, & x \in A \\ 0, & x \notin A \end{cases}$$

5.1.2 Conjuntos difuso, *fuzzy* ou nebuloso

A função característica é generalizada, podendo assumir um número infinito de valores no intervalo:

$$[0,1] \rightarrow \text{função de pertinência}$$

Um conjunto difuso A em um universo X é definido por uma função de pertinência.

$$\mu_A(x): X \rightarrow [0,1]$$

x : Elemento x ;

X : Universo de discurso;

A : Conjunto difuso;

μ : Função de pertinência.

Desta forma, a função de pertinência associa a cada elemento x , pertencente a X um número real $\mu_A(x)$ no intervalo $[0,1]$, que representa o **grau de pertinência** do elemento x ao conjunto A . Muitas vezes, situações do mundo real não são certas e não podem ser descritas com precisão. As incertezas de expressões como "muito bom", "muito pequeno", "alto valor" são chamadas difusas. A função que caracteriza a difusividade de um conjunto difuso A em um universo X , que associa cada ponto em X a um número real no intervalo $[0,1]$, é chamada de função de pertinência.

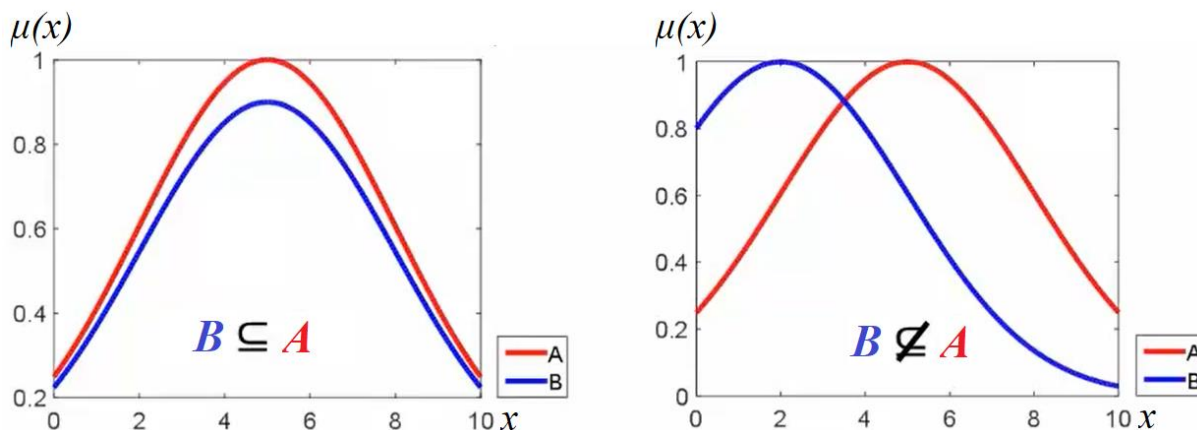
Não existe uma regra estrita para definir uma função de pertinência. A escolha da função de pertinência é, geralmente, dependente do problema a ser abordado e, muitas vezes, é determinada de forma heurística e subjetiva. As funções de pertinência mais utilizadas, na literatura sobre lógica difusa, são funções triangulares, trapezoidais, gaussianas e em forma de sino (NAZMUL; HOJJAT, 2013).

5.2 OPERAÇÕES ENTRE CONJUNTOS DIFUSOS

5.2.1 Subconjunto

$$B \subseteq A \leftrightarrow \mu_B(x) \leq \mu_A(x) \text{ para } \forall x \in X$$

Figura 99 – Subconjuntos difusos.

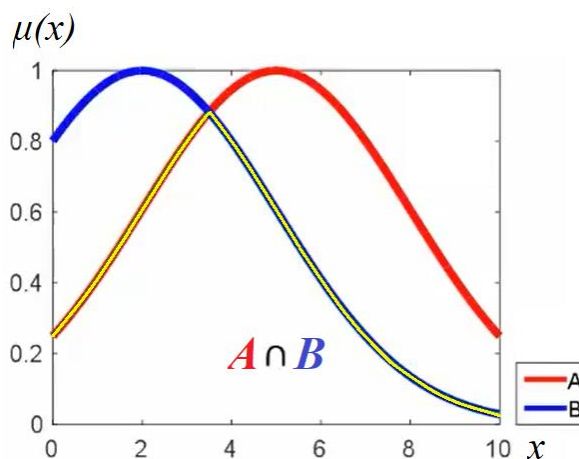


Fonte: Adaptado de (PONCE, 2011).

5.2.2 Intersecção

$$A \cap B \leftrightarrow \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x), \text{ para } \forall x \in X$$

Figura 100 – Intersecção de conjuntos difusos.

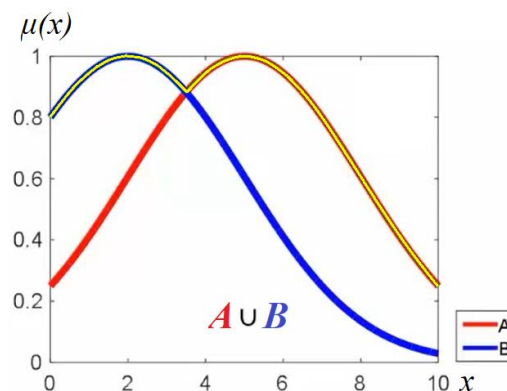


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.2.3 União

$$A \cup B \leftrightarrow \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x), \text{ para } \forall x \in X$$

Figura 101 – União de conjuntos difusos.

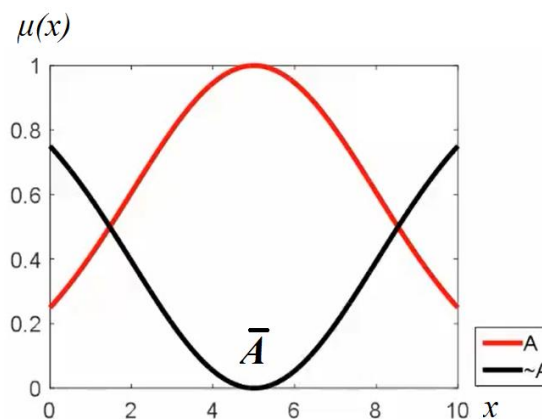


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.2.4 Complementar

$$\mu_{\sim A}(x) = 1 - \mu_A(x), \text{ para } \forall x \in X$$

Figura 102 – Complementar de conjuntos difusos.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.3 PROPRIEDADES DAS OPERAÇÕES

- Involução : $(A^c)^c = A$
- Comutatividade : $A \cup B = B \cup A; A \cap B = B \cap A$
- Associatividade : $(A \cup B) \cup C = A \cup (B \cup C)$
 $(A \cap B) \cap C = A \cap (B \cap C)$
- Distributividade : $A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C)$
 $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C)$
- Idempotência : $A \cup A = A; A \cap A = A$
- Absorção : $A \cup (A \cap B) = A; A \cap (A \cup B) = A$
- Identidade : $A \cup \emptyset = A; A \cap X = X$

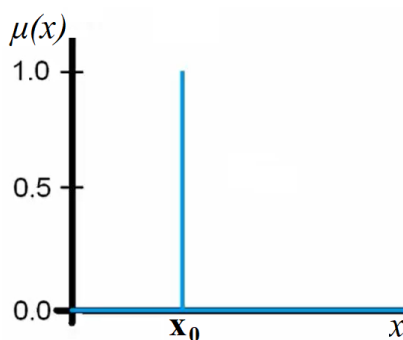
5.4 FUNÇÃO DE PERTINÊNCIA

Como toda a informação, contida em um conjunto difuso, são descritas por sua função de pertinência (TIMOTHY J. ROSS, 2017), é útil desenvolver um léxico de termos para descrever vários recursos especiais dessa função. Para fins de simplicidade, as funções mostradas nas figuras serão contínuas, mas os termos se aplicam para conjuntos difusos discretos e contínuos.

5.4.1 Singleton

$$\mu_A(x_0) = \begin{cases} 1, & x = x_0 \\ 0, & x \neq x_0 \end{cases}$$

Figura 103 – Função de pertinência singleton.



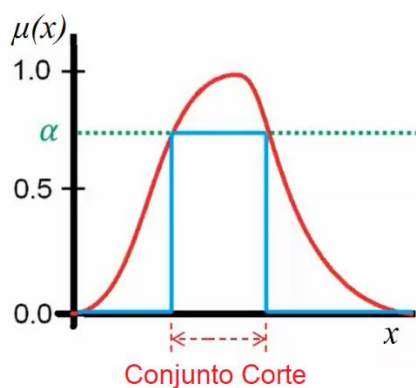
Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4.2 Conjunto corte

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\}$$

$$A'_\alpha = \{x | \mu_A(x) \geq \alpha\} \textit{ Fortemente}$$

Figura 104 – Função de pertinência corte.

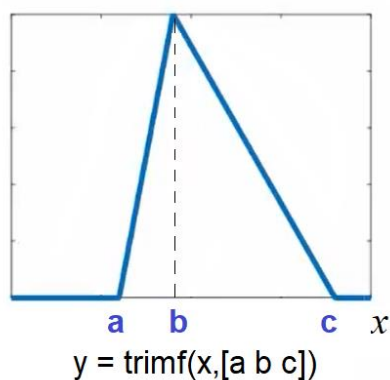


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4.3 Triangular

$$f(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & x \geq c \end{cases}$$

Figura 105 – Função de pertinência triangular.

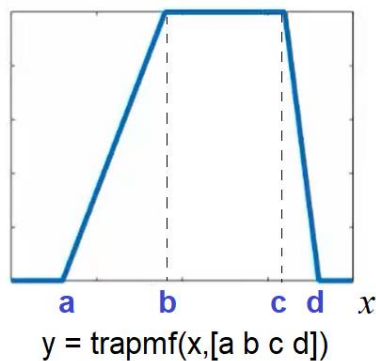


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4.4 Trapezoidal

$$f(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & x \geq d \end{cases}$$

Figura 106 – Função de pertinência trapezoidal.



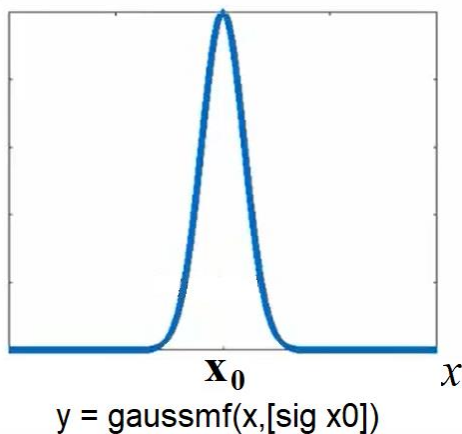
Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4.5 Gaussiana

$$f(x; \sigma, x_0) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-x_0}{\sigma}\right)^2}$$

σ : Largura da função; x_0 : Fixa o centro da função

Figura 107 – Função de pertinência Gaussiana.



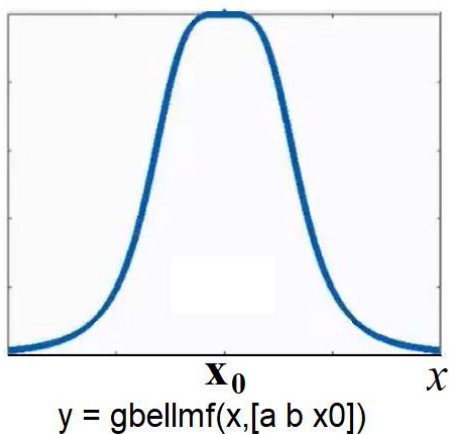
Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4.6 Função Sino Generalizada

$$f(x; a, b, x_0) = \frac{1}{1 + \left|\frac{x-x_0}{a}\right|^{2b}}$$

a : Largura da função; b : Pendente; x_0 : Fixa o centro da função

Figura 108 – Função de pertinência sino generalizada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

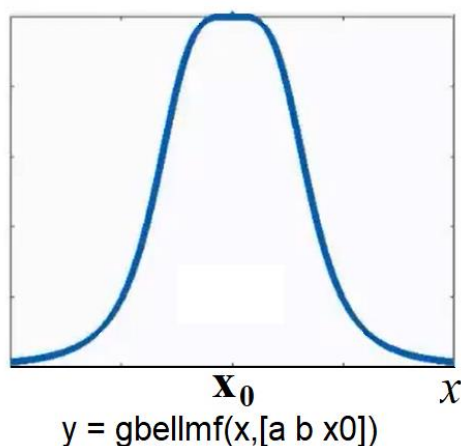
5.4.7 Sigmoide

$$f(x; a, x_0) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-x_0)}}$$

a : Pendiente $\begin{cases} a > 0 & \text{aberta pela direita} \\ a < 0 & \text{aberta pela esquerda} \end{cases}$

x_0 : Ponto do cruze da função

Figura 109 – Função de pertinência sigmoide.



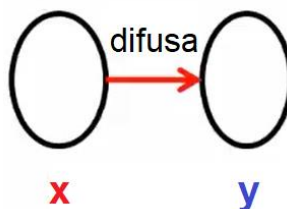
Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.5 RELAÇÕES DIFUSAS

5.5.1 Relação difusa

$$R = \left\{ \frac{u_R(x, y)}{(x, y)} \mid (x, y) \in X, Y \right\}$$

Figura 110 – Relação difusa



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As operações para as relações difusas são: subconjunto, intersecção, união e complementar. As propriedades das operações para R são as mesmas dos conjuntos difusos (MAHMOUD, 2018).

5.5.2 Produto cartesiano

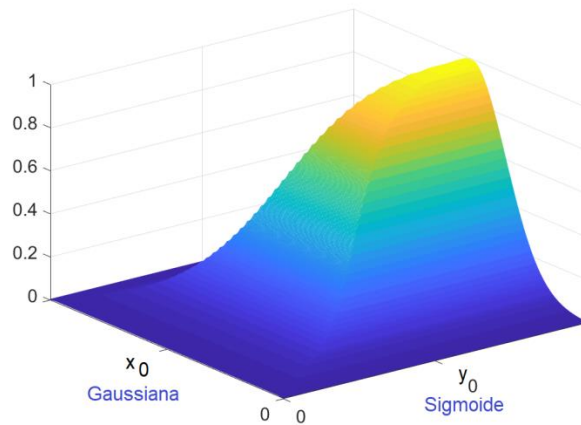
$$\mu_{A \times B}(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Exemplo: Se $\mu_A(x) = \text{gaussmf}(x, [\text{sig } x0])$ (Função gaussiana)

$\mu_B(y) = \text{sigmf}(y, [a \ y0])$ (Função sigmoide)

$$\mu_{A \times B}(x, y) = \min(\text{gaussmf}(x, [\text{sig } x0]), \text{sigmf}(y, [a \ y0]))$$

Figura 111 – Produto cartesiano.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.5.3 Composição

$$\mu_{R_1 \circ R_2}(x, z) = \bigvee_y [\mu_{R_1}(x, y) \wedge \mu_{R_2}(y, z)] = \max_y \{ \min [\mu_{R_1}(x, y), \mu_{R_2}(y, z)] \}$$

Exemplo: Se $\mu_A(x) = \text{sigmf}(x, [a \ x0])$ (Função sigmoide)

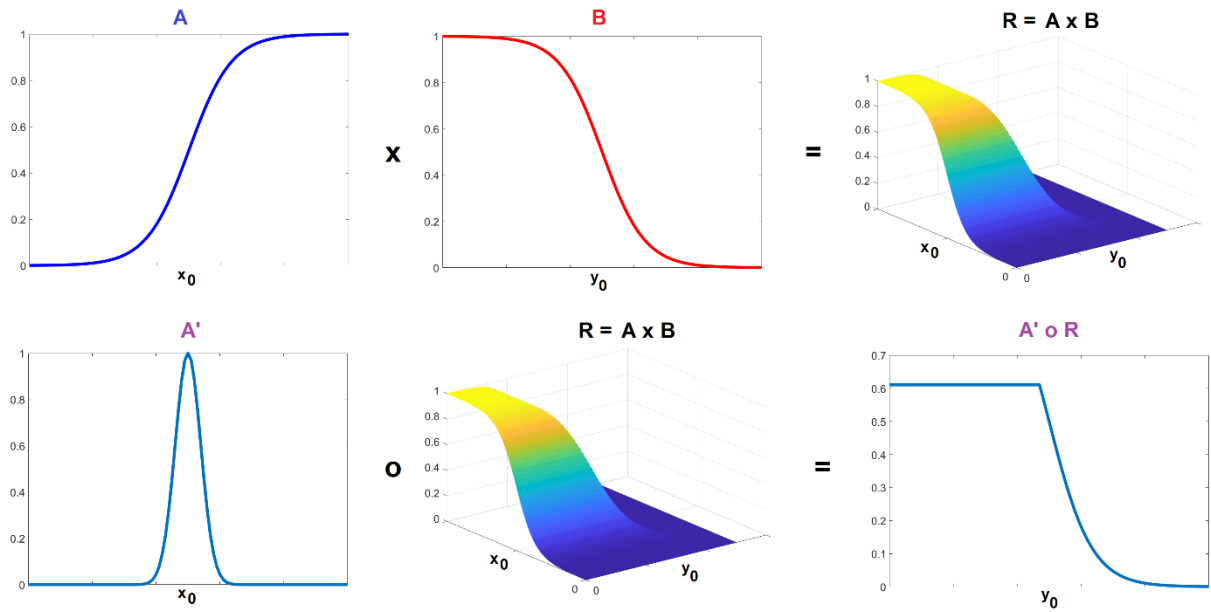
$\mu_B(y) = \text{sigmf}(y, [a \ y0])$ (Função sigmoide)

$$\mu_{A \times B}(x, y) = \min(\text{sigmf}(x, [a \ x0]), \text{sigmf}(y, [a \ y0]))$$

$\mu_{A'}(x) = \text{gaussmf}(x, [\text{sig } x0])$ (Função gaussiana)

$$\mu_{A' \circ R}(x, y) = \max_y \{ \min [\mu_{A'}(x), \mu_{A \times B}(x, y)] \}$$

Figura 112 – Composição Relação-Conjunto difuso.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

6 CONTROLADORES FUZZY

Os sistemas de controles são sistemas que possibilitam alterações nas condições de funcionamento e operação dos diversos equipamentos instalados em diversos tipos de indústrias, permitindo que eles operem eficientemente e que se adaptem às mudanças que acontecem (OGATA, 2010)..

Os sistemas de controle clássicos e tipo difusos possuem em geral os seguintes elementos básicos:

Sensores: dispositivos que medem a variável controlada e transmitem sinais ao controlador, seja ele pneumático, elétrico ou eletrônico. Esse sinal é interpretado através de uma função conhecida que relacione com o valor real da variável medida;

Controladores: dispositivos que comparam o valor medido com o valor alvo (setpoint) desejado e enviam ao atuador a ação corretiva;

Atuadores: dispositivos que fisicamente atuam no processo controlado.

Em alguns processos, o sensor e o controlador são combinados em um único dispositivo, como é o caso dos termostatos (já apresentados anteriormente no artigo), dos umidostatos (controle baseado na umidade relativa) e dos pressostatos (controle baseado no diferencial de pressão).

O controle lógico difuso (nebuloso, ou, simplesmente “*fuzzy*”) é uma metodologia que une a inteligência artificial e a teoria de controle tradicional. O controle tradicional é uma metodologia aplicada de forma apropriada nos casos em que a precisão não é de alta necessidade ou importância. Por outro lado, a lógica difusa pode resolver problemas complexos de controle, como movimento de braço robótico, controle de processo químico ou de fabricação, sistemas de frenagem ou controle de transmissão via celular com mais precisão, em muitos casos, melhor que às técnicas tradicionais de controle (GRIGORIE, 2011).

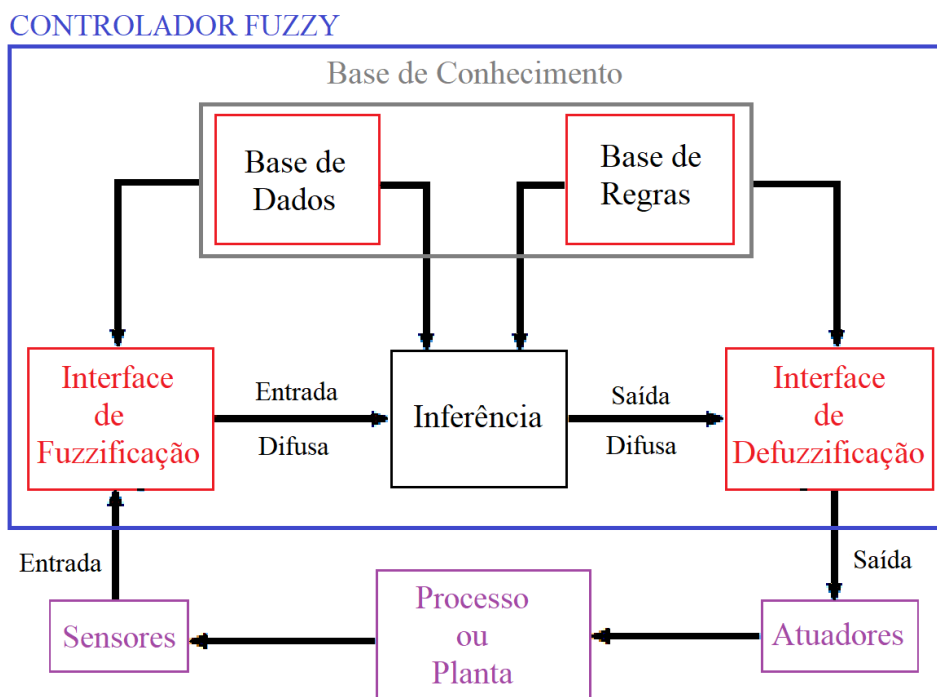
6.1 CONTROLADOR DIFUSO

Os controladores difusos (Figura 113) consistem num sistema difuso, onde as entradas representam as “condições” enquanto as saídas são as “ações”. No entanto, se a entrada for *crisp* (um elemento de \mathbb{R}^n), espera-se que a saída também seja *crisp* (um elemento de \mathbb{R}^m). Nesse caso, um sistema *fuzzy* é uma função de \mathbb{R}^n em \mathbb{R}^m construída de uma maneira específica (DE BARROS; BASSANEZI; LODWICK, 2017).

A metodologia da Lógica Difusa compreende três fases (YAGER; ZADEH, 1992):

- Fuzzificação
- Inferência
- Defuzzificação

Figura 113 – Estrutura de um controlador difuso.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

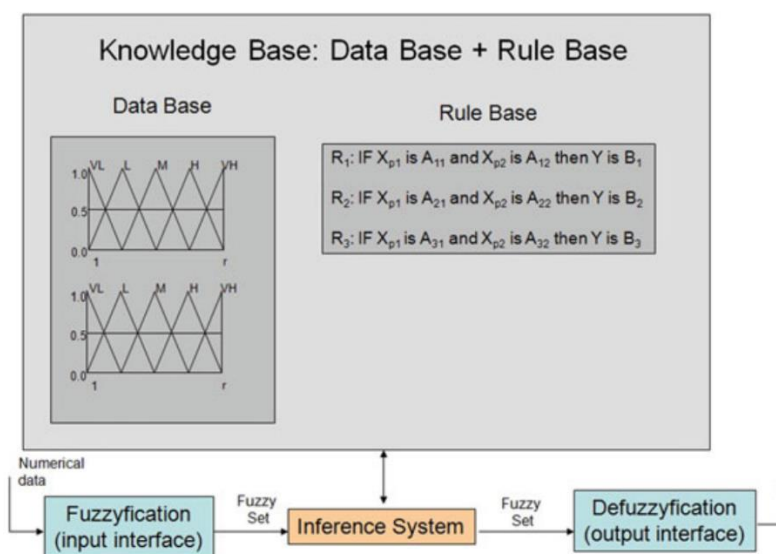
6.1.1 Base de Conhecimento

A base de conhecimento contém todas as informações do aplicativo que serão controladas, assim como as metas do controlador. Consiste em um banco de dados e uma base de regras linguísticas para controlar a variável (Figura 114). A base de dados fornece definições

para o estabelecimento de regras e manipulação de dados difusos. A base de regras caracteriza as metas de controle e a política que os especialistas usam para realizar o controle, usando proposições.

Um algoritmo de controle difuso deve ser capaz de inferir uma ação de controle correspondente para cada estado do processo a ser controlado. A estratégia da base de dados inclui os suportes da definição de conjuntos difusos (PONCE, 2011).

Figura 114– Estrutura dos sistemas baseados em regras difusas.



Fonte:(CALVO; TORRENS, 2016).

6.1.2 Base de Regras

Em um controlador baseado em regras, a estratégia de controle está em uma linguagem mais ou menos natural. Um controlador equivalente pode ser implementado usando técnicas convencionais, é mais conveniente isolar a estratégia de controle em uma base de regras quando os controladores controlam a planta (JANTZEN, 2013).

As regras desempenham um papel central na estrutura de um conjunto difuso. São uma maneira simples de reunir o conhecimento que define o comportamento de um sistema difuso em um aplicativo específico. Essas regras são desenvolvidas usando tipos diferentes de conjuntos difusos, que estão associadas aos termos linguísticos que aparecem nas partes antecedentes e consequentes da regra e são interconectados por operadores que estabelecem as dependências de relacionamento entre termos difusos (ANTÃO, 2017).

A Base de Regras pode ser considerada como um módulo que faz parte do “núcleo” do controlador difuso. Consiste nas proposições difusas e cada uma dessas proposições é descrita pela forma linguística (DE BARROS; BASSANEZI; LODWICK, 2017).

If x_1 is A_1 and x_2 is A_2 and . . . and x_n is A_n
Then u_1 is B_1 and u_2 is B_2 and . . . and u_m is B_m

Sendo que x_n e a entrada e u_m e a saída do controlador difuso. De acordo com informações coletadas pelo especialista. É nesse ponto que as variáveis e suas classificações linguísticas são delineadas e posteriormente modeladas por conjuntos difusos, ou seja, suas funções de pertinência.

6.1.3 Inferência Difusa

O Mecanismo de Inferência, é um mecanismo que implementa as álgebras necessárias para manipular conjuntos difusos. Da mesma forma que os humanos usam muitos procedimentos inferenciais, existem vários métodos para fazer isso com base na lógica difusa. Os mecanismos de inferência Mamdani e Takagi-Sugeno são os dois mais populares (ANTÃO, 2017).

A inferência em um ambiente difuso é percebida pelo *modus ponens generalizado*. O raciocínio difuso é um processo de inferência que deriva da conclusão de um conjunto de regras **If-Then** flexíveis e fatos conhecidos que podem ser *crisp* ou difusos. No raciocínio humano usual, o *modus ponens generalizado* é expresso de uma maneira aproximada, em vez de dados *crisp* (HUDEC, 2016):

Premissa 1 : x_1 is A'

Premissa 2 (regra) : **If** x_1 is A_1 **Then** u_1 is B_1

Premissa 3 (regra) : **If** x_1 is A_2 **Then** u_1 is B_2

. . .

Premissa n (regra) : **If** x_1 is A_n **Then** u_1 is B_n

Consequente : u_1 is B'

sendo: $R' = A'$

$$B'_1 = R' \circ R_1 = A' \circ (A_1 \times B_1)$$

$$B'_2 = R' \circ R_2 = A' \circ (A_2 \times B_2)$$

...

$$B'_n = R' \circ R_n = A' \circ (A_n \times B_n)$$

$$B' = B'_1 \cup B'_2 \cup \dots \cup B'_n$$

6.1.4 Fuzzificação

O processo que permite converter um valor numérico (ou valor *crisp*) em uma entrada difusa é chamado de fuzzificação. Existem dois métodos de fuzzificação.

- Fuzzificação *Singleton*: Mapeia um valor real $x_i \in X$ num *singleton* difuso A_{x_i} que tem um valor de pertinência 1 em $x = x_i$ e 0 em todos os outros pontos em X . Isso é expresso como:

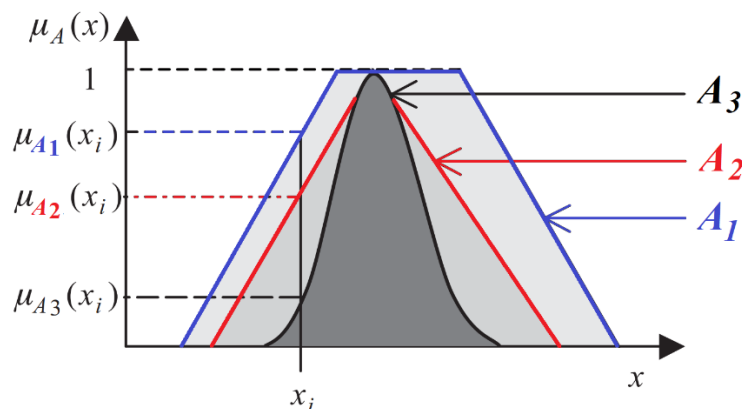
$$\mu_{A_{x_i}}(x) = \begin{cases} 1, & x = x_i \\ 0, & \text{De outra forma.} \end{cases}$$

A fuzzificação *singleton* simplifica muito o cálculo, mas é geralmente usada em implementações onde não há ruído. Não há uso generalizado de fuzzificação *singleton* em sistemas e aplicações difusas.

- A_{x_i} : Mapeia um valor real $x_i \in X$ em um conjunto difuso A_{x_i} em X descrito por uma função de pertinência:

$$\mu_{A_{x_i}}(x) = \begin{cases} 1, & x = x_i \\ [0,1], & \text{Diminui de 1 à medida que } x_i \text{ se move em } x. \end{cases}$$

Em outras palavras, a fuzzificação realmente fornece um grau de pertinência de um valor real (ou *crisp*) $x_i \in X$ como sua pertença a um conjunto difuso A_{x_i} . O conjunto difuso pode ser descrito por várias funções de pertinência. Na Figura 115 mostra-se a fuzzificação de $x_i \in X$ usando três tipos diferentes de funções de pertinência: trapezoidal (A1), triangular (A2) e Gaussiana (A3) (NAZMUL; HOJJAT, 2013).

Figura 115 – Fuzzificação de diferentes tipos de funções de pertinência.

Fonte: Adaptado de (NAZMUL; HOJJAT, 2013).

6.1.5 Defuzzificação

A defuzzificação é um mecanismo para converter ações de controle difuso em ações não difusas ou *crisp*. Isso é feito porque, na prática, os valores nítidos ou difusos dos controles podem ser usados. A defuzzificação é usada para reduzir o conjunto difuso em um valor *crisp* no universo de discurso da variável de saída. Esta etapa é necessária para sistemas de inferência difusa, que definem conjuntos difusos na parte consequente das regras (CELIKYILMAZ; TÜRKSEN, 2009).

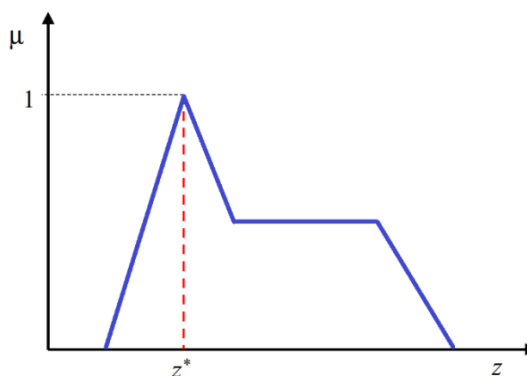
O mecanismo de raciocínio dos sistemas difusos manipula dados difusos, informações e conhecimento para determinar suas saídas. Quando os sistemas difusos precisam interagir com outros sistemas (não difusos) ou quando uma saída *crisp* é exigida do sistema difuso, as informações difusas processadas devem ser defuzzificadas para determinar o equivalente *crisp*. Esse processo é chamado de defuzzificação (SOUSA; UZAY, 2002).

Dentre os diversos tipos de técnicas de defuzzificação destaca-se

6.1.5.1 Princípio da máxima pertinência

Também conhecido como o meio do método máxima ou como o método das alturas, neste caso uma única saída defuzzificada é gerada pela média de todos os máximos locais, conforme ilustra a Figura 116..

Figura 116 – Defuzzificação pelo método do princípio da máxima pertinência.

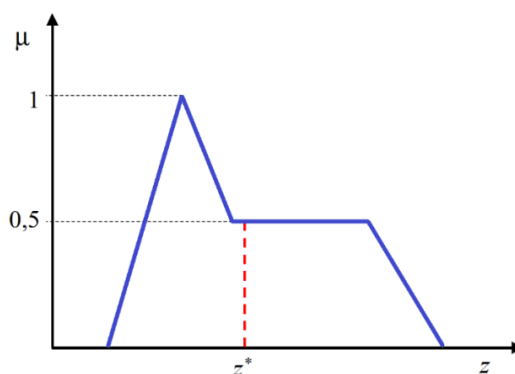


Fonte: Elaboração do próprio autor.

6.1.5.2 Método do centroide

Também chamado de centro da área ou centro de gravidade (COG). Neste método considera-se que o centro de gravidade fornece a média das áreas de todas as figuras que representam os graus de pertinência de um subconjunto *fuzzy*. É o mais prevalecente e fisicamente apelativo que qualquer outro método de “defuzzificação” (SUGENO, 1985). A Figura 117 ilustra e a aplicação deste método, onde z^* é a saída real do sistema.

Figura 117 – Defuzzificação pelo método do centroide.



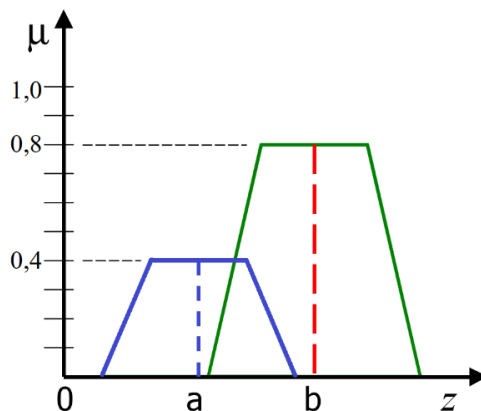
Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$z^* = \frac{\sum u_{\bar{c}}(\bar{z}) \cdot \bar{z}}{\sum u_{\bar{c}}(\bar{z})} \tag{90}$$

6.1.5.3 Método do peso médio

É o mais frequentemente utilizado em aplicações *fuzzy* por ser um dos métodos mais eficientes computacionalmente (TIMOTHY J. ROSS, 2017), ilustrado pela Figura 118. Este método é adequado para funções de associação simétricas.

Figura 118 – Defuzzificação pelo método do peso médio.



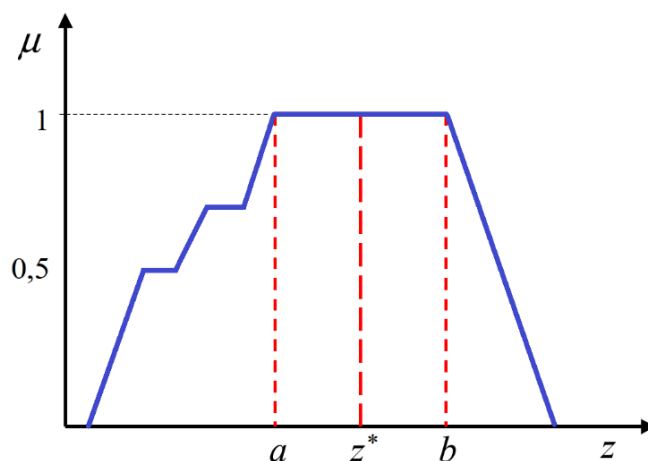
Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$z^* = \frac{\sum u_{\tilde{c}}(\bar{z}) \cdot \bar{z}}{\sum u_{\tilde{c}}(\bar{z})} = \frac{a(0.4) + b(0.8)}{0.4 + 0.8} \tag{91}$$

6.1.5.4 Centro dos máximos

Também conhecido como o meio-da-máxima (MOM) é muito similar ao método das alturas, o primeiro apresentado (NAZMUL; HOJJAT, 2013). A exceção é que, neste caso, o valor máximo da função de pertinência pode ser um platô ou invés de um único ponto, ilustrado pela Figura 119.

Figura 119 – Defuzzificação pelo método do centro dos máximos.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$z^* = \frac{\sum_{i=1}^N u_{max}(x_i)}{N} = \frac{a + b}{2} \tag{92}$$

6.2 MÉTODOS DE INFERÊNCIA DIFUSA

Na engenharia de controle clássica, como primeiro passo, constrói-se um modelo da planta. Como segundo passo, projeta-se um controlador adequado baseado neste modelo. Esta tentativa pode ser considerada como baseada em modelo. Em contraste com isso, o *design* de um controlador *fuzzy* é baseado em regras. Aqui, nenhum modelo é construído. Em vez disso, projeta-se o controlador diretamente, em certo sentido, por intuição, enquanto, claro, o *design* ainda requer alguma compreensão do comportamento da planta (MICHELS et al., 2006).

Portanto, o controlador *fuzzy* é apresentado principalmente para sistemas, onde não há modelo ou onde o modelo possui uma desvantagem de estrutura não linear. Onde neste tipo de sistemas, o *design* do controlador clássico não seria possível.

6.2.1 Inferência *fuzzy* Mamdani

A inferência *fuzzy* do tipo Mamdani foi proposta inicialmente como uma tentativa de controlar uma máquina a vapor e uma caldeira usando um conjunto de regras de controle linguístico obtidas de um operador humano experiente (MAMDANI; ASSILIAN, 1975). Na Figura 120, ilustra um modelo de inferência *fuzzy* do tipo Mamdani. O sistema pode ter muitas entradas. No seguinte sistema, consiste em duas entradas x_1 e x_2 (antecedentes) e uma única saída u_1 (consequente).

Entradas do controlador *fuzzy* : x_1, x_2

Saídas do controlador *fuzzy* : u_1

Premissa 1 : x_1 is A' and x_2 is B'

Premissa 2 (regra) : **If** x_1 is A_1 and x_2 is B_1 **Then** u_1 is C_1

Premissa 3 (regra) : **If** x_1 is A_2 and x_2 is B_2 **Then** u_1 is C_2

...

Premissa n (regra) : **If** x_1 is A_n and x_2 is B_n **Then** u_1 is C_n

Consequente : u_1 is C'

sendo: $R' = A' \times B'$

$$C'_1 = R' \circ R_1 = (A' \times B') \circ (A_1 \times B_1 \times C_1)$$

$$C'_2 = R' \circ R_2 = (A' \times B') \circ (A_2 \times B_2 \times C_2)$$

...

$$C'_n = R' \circ R_n = (A' \times B') \circ (A_n \times B_n \times C_n)$$

$$C' = C'_1 \cup C'_2 \cup \dots \cup C'_n$$

$$\mu_{C'_n}(u) = \bigvee_{x_1, x_2} [\mu_{R'}(x_1, x_2) \wedge \mu_{R_n}(x_1, x_2, u_1)]$$

$$\mu_{C'_n}(u) = \bigvee_{x_1, x_2} [\mu_{A'}(x_1) \wedge \mu_{B'}(x_2) \wedge \mu_{A_n}(x_1) \wedge \mu_{B_n}(x_2) \wedge \mu_{C_n}(u_1)]$$

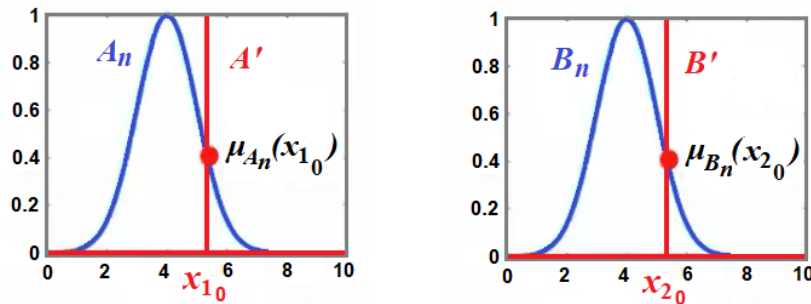
$$\mu_{C'_n}(u) = \{ \bigvee_{x_1} [\mu_{A'}(x_1) \wedge \mu_{A_n}(x_1)] \} \wedge \{ \bigvee_{x_2} [\mu_{B'}(x_2) \wedge \mu_{B_n}(x_2)] \} \wedge \mu_{C_n}(u_1)$$

Considerando $A' = x_{1_0}$ e $B' = x_{2_0}$ conjuntos *singleton*, como é mostrado na Figura 120.

$$\{ \bigvee_{x_1} [\mu_{A'}(x_1) \wedge \mu_{A_n}(x_1)] \} = \mu_{A_n}(x_{1_0})$$

$$\{ \bigvee_{x_2} [\mu_{B'}(x_2) \wedge \mu_{B_n}(x_2)] \} = \mu_{B_n}(x_{2_0})$$

Figura 120 – Fuzzificação dos conjuntos singleton A' e B' .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Substituindo as simplificações anteriores, tem-se: e

$$\mu_{C'_n}(u) = \mu_{A_n}(x_{1_0}) \wedge \mu_{B_n}(x_{2_0}) \wedge \mu_{C_n}(u_1)$$

Então:

$$\mu_{C'_1}(u) = \mu_{A_1}(x_{1_0}) \wedge \mu_{B_1}(x_{2_0}) \wedge \mu_{C_1}(u_1)$$

$$\mu_{C'_2}(u) = \mu_{A_2}(x_{1_0}) \wedge \mu_{B_2}(x_{2_0}) \wedge \mu_{C_2}(u_1)$$

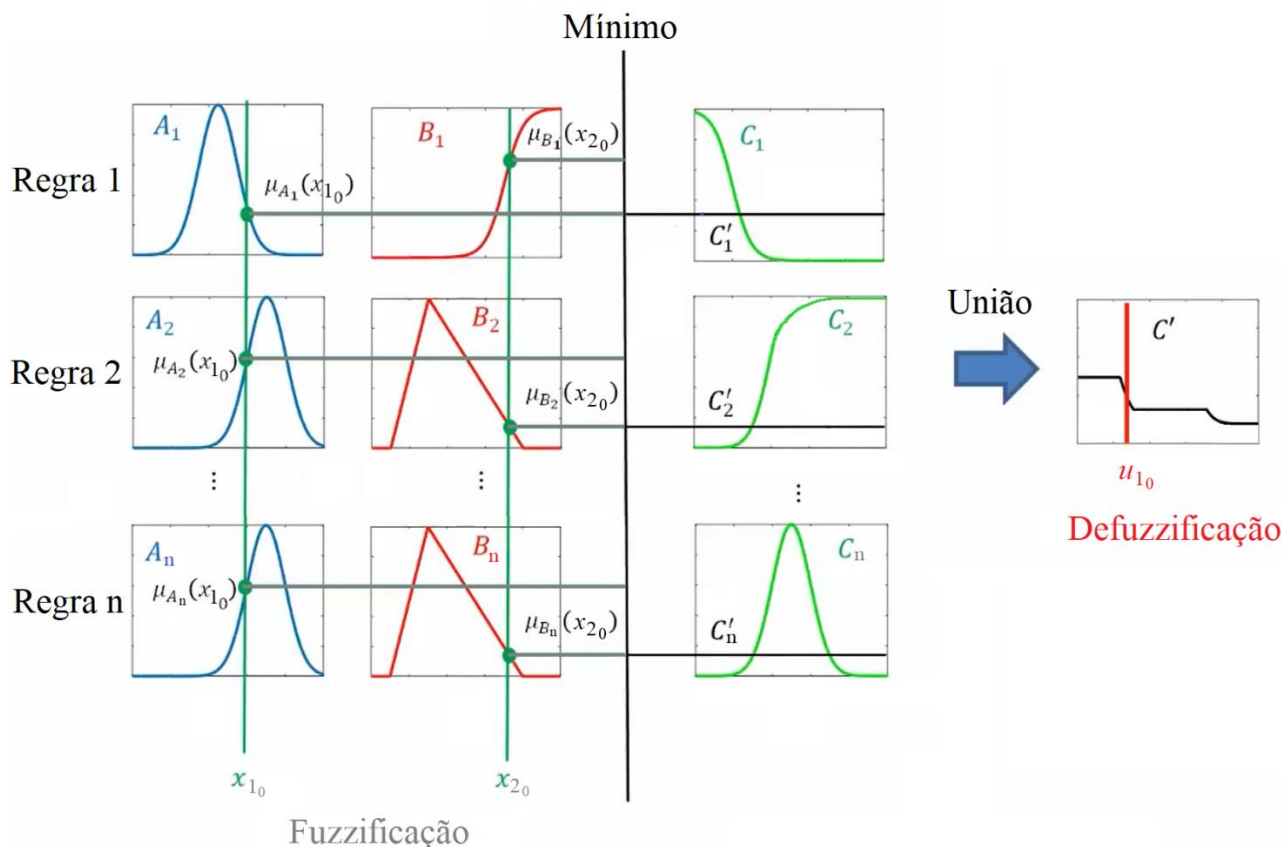
...

$$\mu_{C'_n}(u) = \mu_{A_n}(x_{1_0}) \wedge \mu_{B_n}(x_{2_0}) \wedge \mu_{C_n}(u_1)$$

$$\mu_{C'}(u) = \mu_{C'_1}(u) \vee \mu_{C'_2}(u) \vee \dots \vee \mu_{C'_n}(u)$$

Na Figura 121, ilustra um modelo de inferência *fuzzy* do tipo Mamdani. O sistema consiste em duas entradas x_1 e x_2 (antecedentes) e uma única saída u_1 (consequente). Cada entrada x_1 , x_2 e saída u_1 tem n funções de pertinência: A_n , B_n e C_n , respectivamente.

Figura 121 – Modelo de inferência Mamdani.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

6.2.2 Inferência fuzzy Takagi-Sugeno-Kang (TSK)

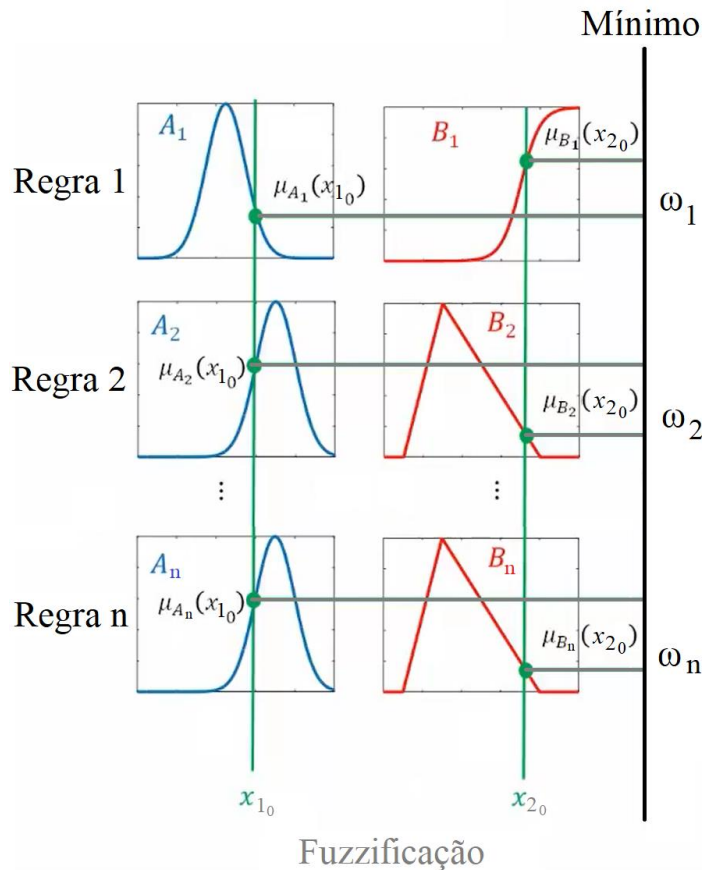
A abordagem difusa da TSK ou Takagi-Sugeno despertou grande interesse dos pesquisadores há muitos anos (TAKAGI; SUGENO, 1985). Foi proposta por Takagi, Sugeno e Kang (Takagi e Sugeno, 1985; Sugeno e Kang, 1988) em um esforço para desenvolver uma abordagem sistemática para gerar regras difusas a partir de um determinado conjunto de dados de entradas e saídas (NAZMUL; HOJJAT, 2013).

A ideia desta abordagem é descrever o comportamento de um sistema não linear por um número finito de subsistemas lineares locais dentro de diferentes regiões de operação.

No contexto da abordagem difusa de TSK, o sistema não linear é representado por uma interpolação entre subsistemas lineares locais. Cada subsistema local é um sistema dinâmico LTI que representa uma região operacional. De acordo com a literatura, três métodos podem ser usados para obter tais sistemas difusos de TSK (BENZAOUIA; EL HAJAJI, 2014).

- Método de identificação de caixa preta quando o sistema não linear não pode ser representado por um modelo matemático analítico.
- Método de linearização quando um modelo matemático do sistema não linear está disponível.
- Método do setor de não linearidade.

Figura 122 – Modelo de inferência Takagi-Sugeno-Kant.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na Figura 122, ilustra-se um modelo de inferência *fuzzy* do tipo Takagi-Sugeno-Kant.

Entradas do controlador *fuzzy*: x_1, x_2

Saídas do controlador *fuzzy*: u_1

Premissa 1 : x_1 is A' and x_2 is B'

Premissa 2 (regra) : **If** x_1 is A_1 and x_2 is B_1 **Then** u_1 is $f_1(x_1, x_2)$

Premissa 3 (regra) : **If** x_1 is A_2 and x_2 is B_2 **Then** u_1 is $f_2(x_1, x_2)$

...

Premissa n (regra) : **If** x_1 is A_n and x_2 is B_n **Then** u_1 is $f_n(x_1, x_2)$

Consequente : u_1 is u_{1_0}

$$u_{1_0} = \frac{\omega_1 f_1(x_{1_0}, x_{2_0}) + \omega_2 f_2(x_{1_0}, x_{2_0}) + \dots + \omega_n f_n(x_{1_0}, x_{2_0})}{\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n} \quad (93)$$

u_{1_0} é uma combinação linear com transições suaves.

6.2.3 Inferência fuzzy Tsukamoto

O método de inferência *fuzzy* de Tsukamoto baseia-se na simplificação do método de Mamdani. A inferência *fuzzy* de Tsukamoto, o consequente de cada regra *fuzzy* If-then é representado por um conjunto *fuzzy* com uma função de pertinência monótono (TSUKAMOTO, 1979). Como resultado, a saída inferida de cada regra é definida como um valor *crisp* pelo acionamento da regra. A saída geral é considerada a média ponderada da saída de cada regra. Como cada regra infere uma saída *crisp*, a inferência *fuzzy* de Tsukamoto agrega as regras de cada saída pelo método da média ponderada, isso evita o demorado processo de defuzzificação (MAHMOUD, 2018).

Entradas do controlador *fuzzy*: x_1, x_2

Saídas do controlador *fuzzy* : u_1

Premissa 1 : x_1 is A' and x_2 is B'

Premissa 2 (regra) : **If** x_1 is A_1 and x_2 is B_1 **Then** u_1 is C_1

Premissa 3 (regra) : **If** x_1 is A_2 and x_2 is B_2 **Then** u_1 is C_2

...

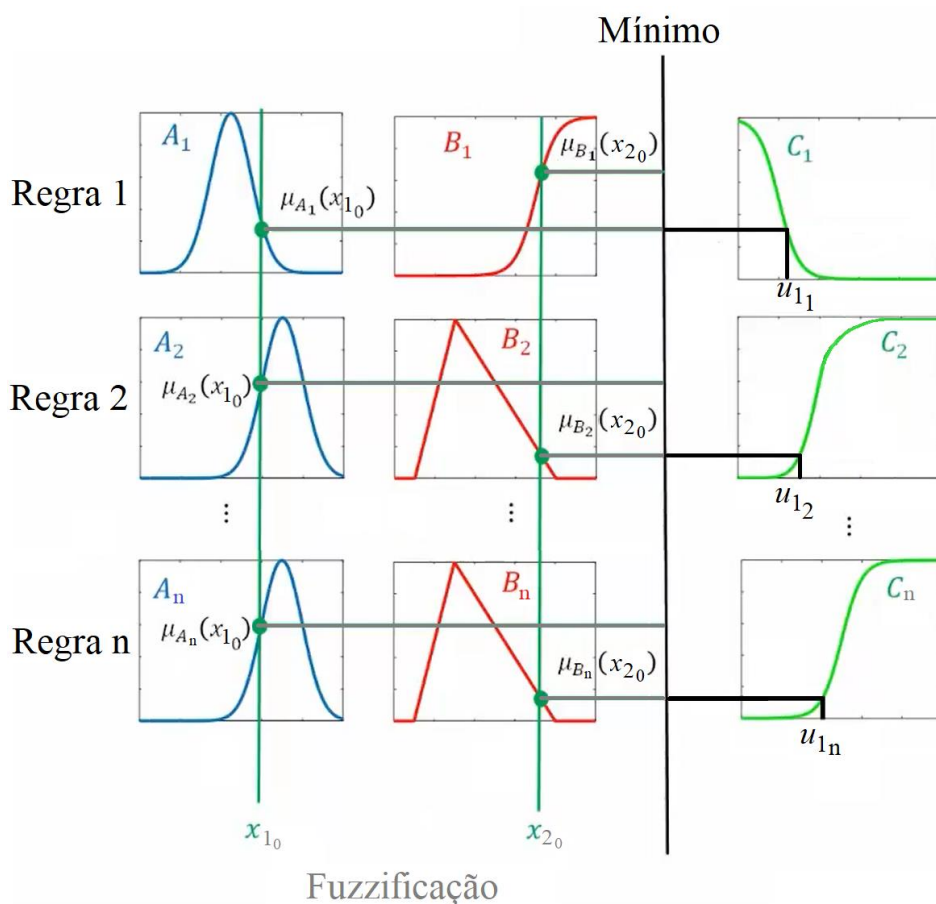
Premissa n (regra) : **If** x_1 is A_n and x_2 is B_n **Then** u_1 is C_n

Consequente : u_1 is u_{1_0}

$$u_{1_0} = \frac{\omega_1 u_{1_1} + \omega_2 u_{1_2} + \dots + \omega_n u_{1_n}}{\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n} \tag{94}$$

A condição, para o cumprimento da inferência *fuzzy* Tsukamoto, deve ser que C_1, C_2, \dots, C_n sejam funções de pertinência abertas (funções de pertinência monótonas). A Figura 123 ilustra um modelo de inferência *fuzzy* do tipo Tsukamoto.

Figura 123 – Modelo de inferência Tsukamoto.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

7 CONTROLADOR HÍBRIDO PID- FUZZY

Neste capítulo, inicialmente, procede-se uma revisão sobre os controladores PID clássicos. Posteriormente, apresenta-se a análise do controlador híbrido PID-*Fuzzy*. Para certas aplicações, os sistemas *fuzzy* e PID são usados juntos como um controlador híbrido. Um controlador PID pode ser usado para um controle rápido e aproximado, enquanto um sistema difuso ajusta os ganhos do PID (MUNAKATA, 2008), unindo esses dois tipos de controladores obtém-se um controlador híbrido mais apropriado para um melhor desempenho.

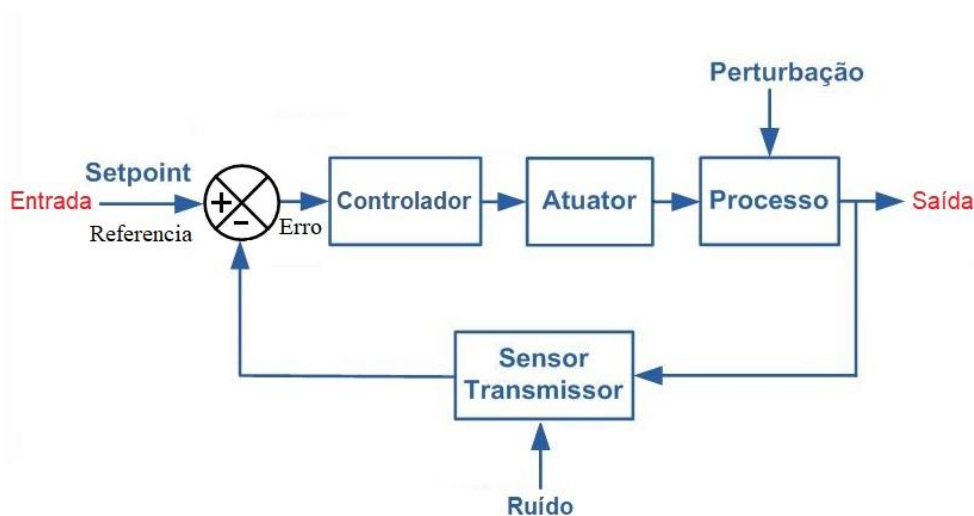
7.1 CONTROLADOR PID

Para um melhor entendimento, inicialmente estudar-se-ão os componentes típicos e os sinais num laço de controle. Um esquema de controle clássico pode consistir em quatro blocos básicos, como é mostrado na Figura 124, o atuador fornece a ação no bloco do processo ou planta, o processo pode ser afetado pela perturbação externa. O sensor mede a variável controlada e, finalmente, o controlador faz a planta se comportar de uma maneira predeterminada. As perturbações do processo são distúrbios que entram no laço de controle em algum ponto do processo e mudam o sistema para fora de seu ponto de operação desejado. O ruído de medição representa perturbações que distorcem as informações sobre as variáveis de processo obtidas dos sensores (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2009).

Um dos controladores mais empregados na indústria moderna é um controlador Proporcional, Integral e Derivativo, PID, porque é fácil de implementar, exigindo apenas testes básicos para ganhos de ajuste K_P , K_I e K_D (CRUZ et al., 2012).

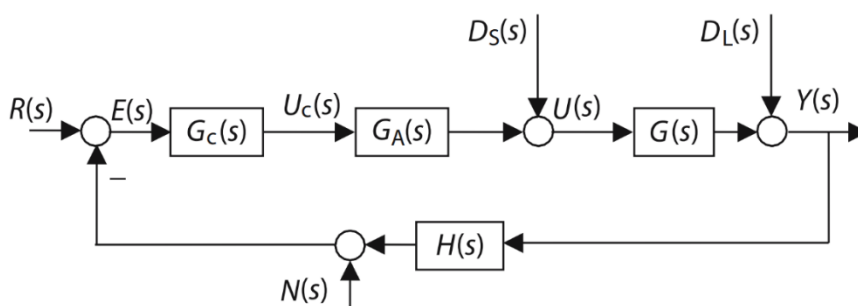
A linearidade é o caminho para a simples construção de modelos, porém um simples laço fechado pode levar a um modelo complicado, se todos os componentes forem considerados, o resultado pode ser um modelo de diagrama de blocos como é mostrado na Figura 7.2. (JOHNSON; MORADI, 2005).

Figura 124 – Componentes típicos num laço fechado de controle.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 125 – Modelo de diagrama de laço fechado usando termos de transformação de Laplace.



Fonte: (JOHNSON; MORADI, 2005)

Sinais no laço fechado:

$Y(s)$ Saída do processo

$D_L(s)$ Sinal de distúrbio de carga

$N(s)$ Medida de ruído

$R(s)$ Set-point ou sinal de referência

$U_C(s)$ Saída do controlador

$E(s)$ Entrada de erro do processo no controlador

$U(s)$ Saída do atuador do processo

$D_S(s)$ Sinal de distúrbio de alimentação

Blocos:

$G(s)$ Modelo do processo

$H(s)$ Modelo do processo de medição

$G_C(s)$ Unidade de controle

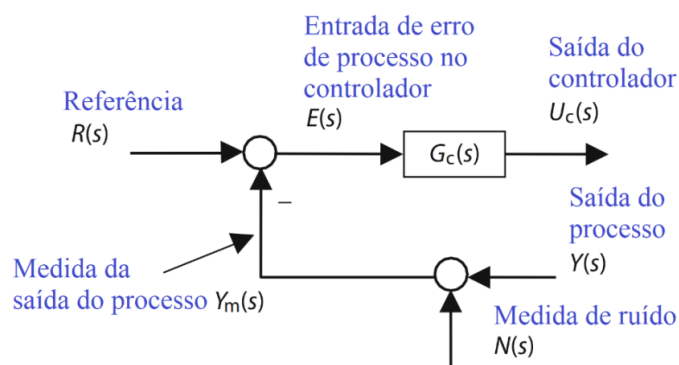
$G_A(s)$ Unidade de atuador

7.1.1 Controlador PID

O controlador PID é um algoritmo de controle de processo que, por causa do seu desempenho robusto e simplicidade, é o mais utilizado na indústria. Possui três ações: Derivada (D), Integral (I) e Proporcional (P), para que o sinal de erro seja minimizado.

A estrutura de sinais de entradas e saídas para o controlador de três termos é mostrada na Figura 126. É usada para estudar os três termos do controlador PID. A ação Proporcional depende do erro atual, a ação Integral depende dos erros passados e a ação Derivativa é uma previsão de erros futuros.

Figura 126 – Entradas e saídas do controlador.



Fonte: Adaptado de (JOHNSON; MORADI, 2005).

7.1.1.1 Ação Proporcional

A ação de controle proporcional é proporcional ao erro de controle atual, de acordo com a expressão:

$$U_C(s) = K_P E(s) = K_P (R(s) - Y_m(s))$$

Sendo K_P o ganho ou constante proporcional. Seu significado é direto, pois implementa a operação típica de aumentar a variável de controle quando o erro de controle é grande (VISIOLI, 2006). A principal característica é a presença de *offset*, isto porque esta ação de controle apenas reduz o erro, mas não elimina o erro. Existem valores limites da constante proporcional a partir dos quais, em alguns casos, o sistema atinge valores maiores ou menores que o desejado. Estes fenômenos são chamados sobreoscilação (*overshoot*) e sobreamortecimento, respectivamente. No caso de *overshoot* por razões de *design*, não deve exceder 30%.

7.1.1.2 Ação Integral

A principal função da ação integral é garantir que a saída do processo concorda com a sinal de referência no estado estacionário. Com o controle proporcional, normalmente há um erro de controle no estado estacionário. Com a ação integral, um pequeno erro positivo sempre levará a um sinal de controle crescente, e um erro negativo dará um sinal de controle decrescente, independentemente de quão pequeno seja o erro (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995). O controle integral supera a deficiência do controle proporcional, eliminando o *offset* sem o uso de ganho de controlador excessivamente grande. A expressão seguinte em Laplace mostra a ação integral, onde K_I é o ganho integral:

$$U_C(s) = \left[\frac{K_I}{s} \right] E(s)$$

7.1.1.3 Ação Derivativa

Por causa da dinâmica do processo, levará algum tempo até que uma mudança na variável de controle seja detectável na saída do processo. Por isso, o sistema de controle levará tempo para corrigir um erro. A ação de um controlador com ação proporcional e derivada pode ser interpretada como se o controle fosse proporcional à *previsão* de saída do processo (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2009). No controle derivativo usa-se a taxa de mudança do sinal de erro, de acordo com a seguinte expressão, sendo K_D o ganho Derivativo:

$$U_C(s) = [K_D s] E(s)$$

7.1.2 Estruturas de Controladores PID

7.1.2.1 Combinações típicas dos controladores P, I e D

Aqui, os três ganhos de controle, K_P , K_I e K_D , são constantes que devem ser determinadas no projeto para o desempenho do seguimento e da estabilidade do ponto de ajuste (*set-point*). Para aumentar suas capacidades de controle, eles geralmente são usados em combinações. No domínio da frequência, têm-se as seguintes relações correspondentes para os controladores individuais P, I e D (CHEN; TAT PHAM, 2000).

Controlador PI:
$$U_C(s) = K_P E(s) + \left(\frac{K_I}{s} \right) E(s)$$

$$\text{Controlador PD: } U_C(s) = K_P E(s) + K_D s E(s)$$

$$\text{Controlador PID: } U_C(s) = K_P E(s) + \frac{K_I}{s} E(s) + K_D s E(s)$$

$$\text{Controlador PI + D: } U_C(s) = K_P E(s) + \left(\frac{K_I}{s}\right) E(s) - K_D s Y(s)$$

7.1.3 Arquitetura dos controladores PID

Muitas variações da estrutura do controlador PID foram propostas. Como é sugerido, uma razão importante para as estruturas não padronizadas é devido à transição dos controladores desde a implementação pneumática depois a implementação eletrônica para atualmente a implementação do microprocessador. O controlador PID de domínio de tempo contínuo ideal para um processo SISO é expresso no domínio de Laplace das seguintes maneiras:

7.1.3.1 Arquitetura Ideal

A combinação de ações proporcionais, integrais e derivadas pode ser feita de diferentes maneiras. Na chamada forma *ideal ou não interativa*, o controlador PID é descrito pela seguinte função de transferência (VISIOLI, 2006).

$$U_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s)$$

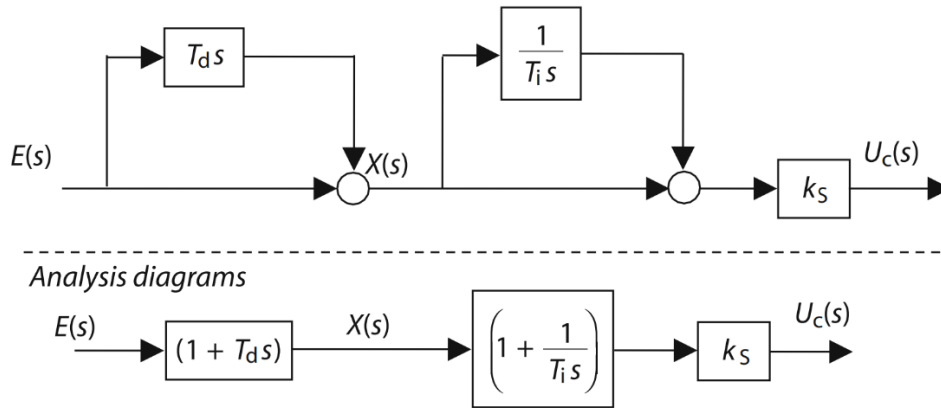
$$T_i = \frac{K_P}{K_I} ; T_d = \frac{K_D}{K_P}$$

Onde K_P é o ganho proporcional, T_i é a constante de tempo integral e T_d é a constante de tempo derivativo.

7.1.3.2 Arquitetura Serie

Alguns dos primeiros controladores PID usavam hardware pneumático para o qual uma representação da função de transferência serial era uma descrição matemática adequada. Para manter a continuidade em dispositivos PID analógicos posteriores, alguns fabricantes mantiveram essa estrutura em série. No entanto, mas essas fórmulas da série PID ainda são encontradas em alguns manuais de controladores PID industriais (JOHNSON; MORADI, 2005). O diagrama de blocos da estrutura em série é mostrado na Figura 127.

Figura 127 – Arquitetura série do controlador PID.



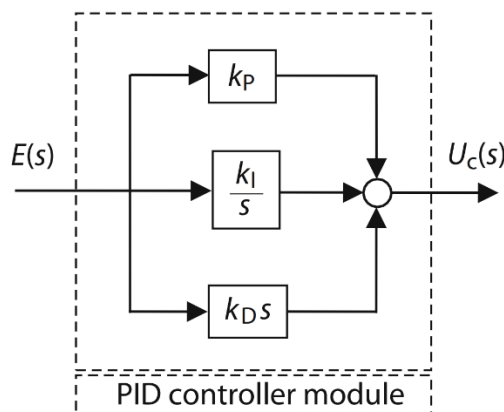
Fonte:(JOHNSON; MORADI, 2005)

$$U_C(s) = \left[K_S \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \right] E(s)$$

7.1.3.3 Arquitetura Paralelo

A família de controladores PID é construída a partir de várias combinações dos termos proporcional, integral e derivativo conforme necessário para atender a requisitos específicos de desempenho é provável que os atuais controladores PID modernos sejam digitais e paralelos. A fórmula e o diagrama de blocos da estrutura em paralelo para o controlador PID básico é mostrado na Figura 128 (JOHNSON; MORADI, 2005).

Figura 128 – Arquitetura paralela do controlador PID.



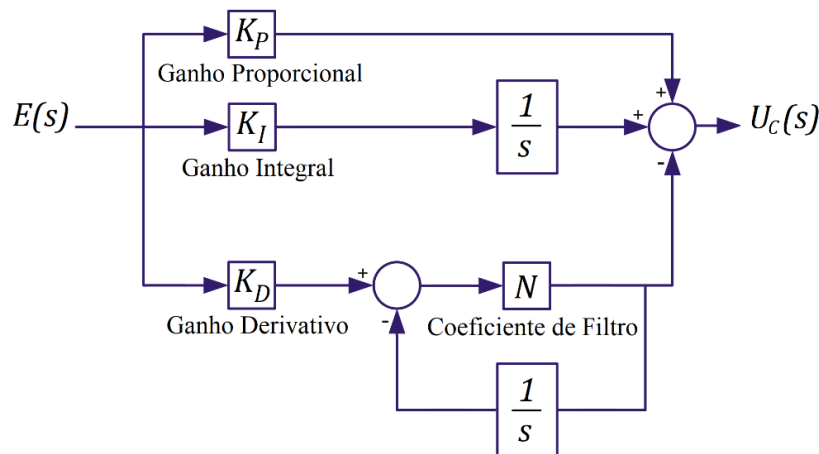
Fonte:(JOHNSON; MORADI, 2005)

$$U_C(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \right) E(s)$$

7.1.3.4 Arquitetura Paralelo com filtro derivativo

Os problemas como a frequência de ruído alto, podem causar danos ao atuador. Estes problemas podem ser resolvidos através da filtragem da ação derivativa com (pelo menos) um filtro passa baixa de primer ordem. O coeficiente de filtro deve ser selecionado para filtrar adequadamente o ruído e evitar influenciar significativamente na dinâmica dominante do controlador PID (VISIOLI, 2006). O bloco PID no software MATLAB-SIMULINK tem esta arquitetura para projetar os sistemas de controle que se vai utilizar nesta pesquisa. O coeficiente do filtro especifica um valor de ganho real e finito para o coeficiente do filtro, ele determina a localização do pólo do filtro na ação derivativa do bloco. O diagrama de blocos da estrutura em paralelo é mostrado na Figura 129.

Figura 129 – Arquitetura paralela com filtro derivativo no controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As equações do diagrama de blocos são os seguintes:

$$U_C(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \right) E(s) \quad \text{ou} \quad U_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \right) E(s)$$

7.1.4 Sintonização de controladores PID

A sintonia dos controladores PID é uma questão crítica no projeto do sistema de controle. No projeto do controlador PID, várias tarefas devem ser consideradas. As duas principais tarefas que devem ser focalizadas são o seguimento do sinal de referência ou a

rejeição de perturbações. No entanto, em alguns casos, essas duas tarefas devem ser consideradas simultaneamente. Além disso, o controlador deve produzir um nível aceitável de sinal de controle para não danificar o atuador. Também, o controlador projetado deve funcionar bem em face das incertezas dos parâmetros da planta, ou seja, o controlador deve ser robusto (YOUSEF, 2017).

7.1.4.1 Sintonização manual

O ajuste manual é baseado nas regras práticas do Quadro 2. Existem exceções às regras na tabela; se o processo contiver um integrador, um aumento no K_p geralmente resultará em um controle mais estável (JANTZEN, 2013).

Quadro 2 – Regras básicas para a sintonização de controladores PID.

RESPOSTA	TEMPO DE SUBIDA	OVERSHOOT	TEMPO DE ESTABILIZAÇÃO	ERRO NO ESTADO ESTACIONÁRIO
K_p	Diminuição	Incremento	Pequena mudança	Diminuição
K_i	Diminuição	Incremento	Incremento	Diminuição
K_d	Pequena mudança	Diminuição	Diminuição	Sem mudança

Fonte: Adaptado de (JANTZEN, 2013).

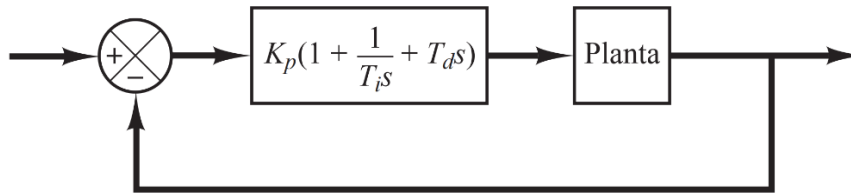
O seguinte algoritmo é um procedimento mais rigoroso para ajuste manual. O resultado do ajuste é um compromisso entre reação rápida e estabilidade. O procedimento ajusta o ganho derivativo antes do ganho integral, mas na prática a sequência pode ser invertida. Uma desvantagem é que pode levar muito tempo para desenvolver essa sensação, e é difícil perceber se as configurações finais são ótimas (JANTZEN, 2013).

1. Remova toda a ação integral e derivada definindo $T_d = 0$ e $1/T_i = 0$.
2. Ajuste o ganho proporcional K_p para obter a resposta desejada, ignorando qualquer offset de valor final do set-point.
3. Aumente ainda mais o ganho proporcional e ajuste o ganho derivativo T_d para amortecer o overshoot.
4. Ajuste o ganho integral $1/T_i$ para remover qualquer offset do valor final.
5. Repita a partir do passo 3 até que o ganho proporcional K_p seja o maior possível.

7.1.4.2 Sintonização Ziegler-Nichols

Ziegler e Nichols sugeriram regras para a sintonia de controladores PID baseadas na resposta experimental ao degrau ou no valor de K_p que resulta em uma estabilidade marginal, quando somente uma ação proporcional é utilizada.

Figura 130 – Controle PID de uma planta.



Fonte: (OGATA, 2010).

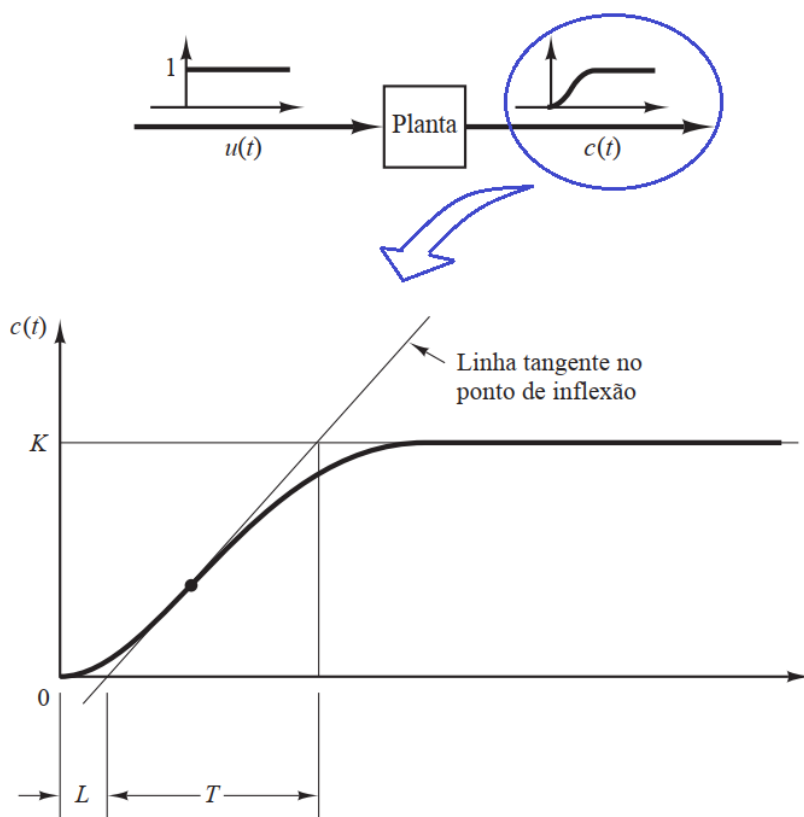
As regras de Ziegler-Nichols, são úteis quando os modelos matemáticos da planta são desconhecidos. (Também podem ser aplicadas aos sistemas com modelos matemáticos conhecidos). Elas sugerem um conjunto de valores de K_p , T_i e T_d que vão proporcionar uma operação estável do sistema. A Figura 130 mostra o controle PID de uma planta (OGATA, 2010).

PRIMEIRO MÉTODO: No primeiro método, experimentalmente a resposta da planta a uma entrada em degrau unitário, como mostra a Figura 131. Se a planta não possui integradores ou polos complexos conjugados dominantes, então essa curva de resposta ao degrau unitário pode ter o aspecto de um S, como se pode ver na Figura 131. Esse método se aplica se a curva de resposta ao degrau de entrada tiver o aspecto de um S. Essa curva de resposta ao degrau pode ser gerada experimentalmente ou a partir de uma simulação dinâmica da planta.

A curva com o formato em S pode ser caracterizada por duas constantes, o atraso L e a constante de tempo T . O atraso e a constante de tempo são determinados desenhando-se uma linha tangente no ponto de inflexão da curva com o formato em S e determinando-se a intersecção da linha tangente com o eixo dos tempos e a linha $c(t) = K$.

Ziegler e Nichols sugeriram escolher os valores de K_p , T_i e T_d , de acordo com a fórmula da Tabela 6 (OGATA, 2010).

Figura 131 – Resposta ao degrau unitário de uma planta.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2010).

Tabela 6 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada na resposta ao degrau da planta (primeiro método).

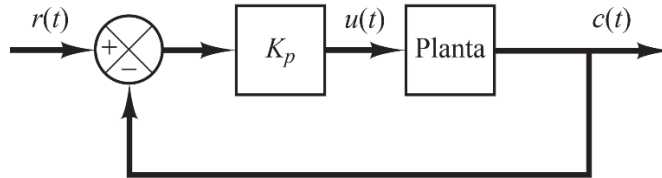
Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Fonte: (OGATA, 2010).

SEGUNDO MÉTODO: No segundo método, definimos primeiro $T_i = \infty$ e $T_d = 0$. Usando somente a ação de controle proporcional (veja a Figura 132), aumente K_p de 0 ao valor crítico K_{cr} , no qual a saída exibe uma oscilação sustentada pela primeira vez. (Se a saída não exibe uma oscilação sustentada para qualquer valor que K_p pode assumir, então esse método não se aplica). Portanto, o ganho crítico K_{cr} e o período P_{cr} correspondente são determinados

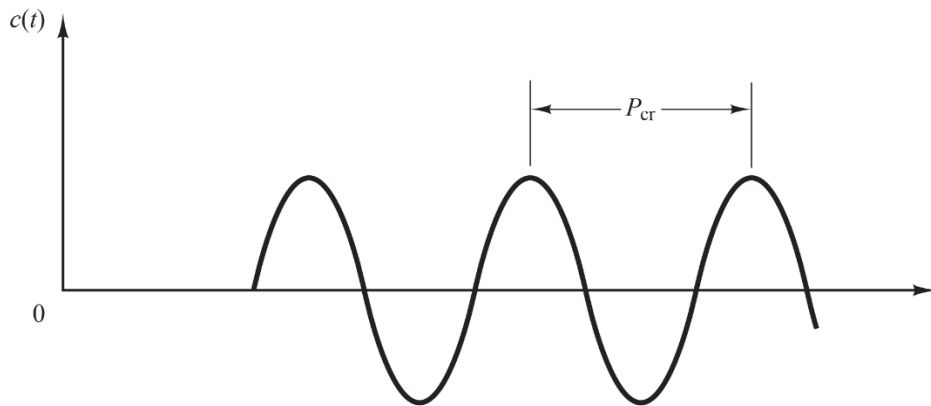
experimentalmente (veja a Figura 133). Ziegler e Nichols sugeriram escolher os valores dos parâmetros K_p , T_i e T_d de acordo com a fórmula mostrada na Tabela 7.

Figura 132 – Sistema de malha fechada com um controlador proporcional.



Fonte: (OGATA, 2010).

Figura 133 – Oscilação $c(t)$ sustentada com período P_{cr} (P_{cr} é medido em segundos).



Fonte: (OGATA, 2010).

Tabela 7 – Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K_{cr} e no período crítico P_{cr} (segundo método).

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

Fonte: (OGATA, 2010).

NOTA: Se um modelo matemático da planta pode ser obtido, então é possível aplicar várias técnicas de projeto na determinação dos parâmetros do controlador que atenderão às especificações do regime transitório e do regime permanente do sistema de malha fechada, por exemplo, métodos como sintonização do lugar geométrico de raízes, Gallier-Otto, Graham-Lathrop, etc.

Se a planta for muito complexa, de modo que seu modelo matemático não possa ser obtido facilmente. Então, a abordagem analítica do projeto do controlador PID não será possível. Temos então de recorrer a abordagens experimentais de sintonia de controladores PID (OGATA, 2010).

7.2 CONTROLADOR HÍBRIDO PID- FUZZY

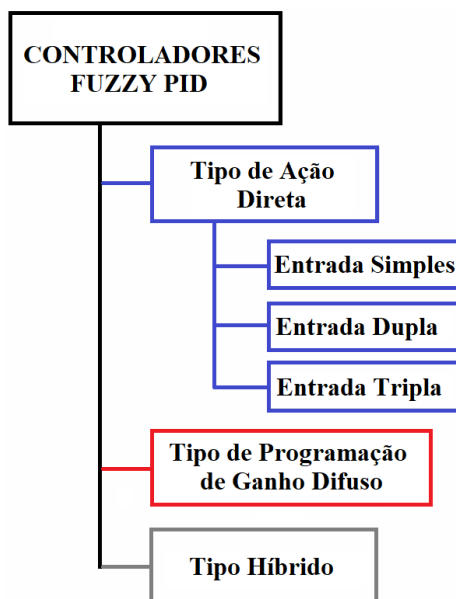
Os controladores PID-*Fuzzy* é um tipo de controlador inteligente e são usados em processos com realimentação e estão relacionados ao controlador PID clássico. O problema no controlador PID clássico é a sintonia de seus parâmetros. O controlador *fuzzy* pode incorporar um melhor desempenho em comparação com o controlador PID linear clássico, devido às suas características não lineares. Com a incorporação do controlador *fuzzy* pode-se obter mais estabilidade e robustez para os sistemas que variam com o tempo. Outro problema dos controladores PID é que são controladores para sistemas com uma única entrada e uma única saída, ou seja, são controladores SISO. Em sistemas mais complexos com aplicações de controle de sistemas multivariáveis (MIMO), um controlador PID deve ser usado para cada tipo de variável com seu próprio ciclo de realimentação. Pelo contrário, outra vantagem de usar controladores difusos é que eles podem ser aplicados a sistemas MIMO.

A união desses dois tipos de controladores por suas vantagens é chamada controlador híbrido PID-*Fuzzy*. Para certas aplicações, os sistemas *fuzzy* e PID são usados juntos como um controlador híbrido. Um controlador PID pode ser usado para controle próximo e rápido, enquanto um sistema difuso ajusta os ganhos PID ou programa o controlador PID mais adequado para um melhor desempenho (MUNAKATA, 2008).

Os controladores PID-*Fuzzy* são comumente aplicados em processos industriais complexos, onde eles exigem controladores sofisticados.

Os controladores PID-*Fuzzy* na literatura podem ser classificados em três categorias principais como tipo de ação direta, tipo de programação de ganho difuso e controladores PID-*Fuzzy* do tipo híbrido. O tipo de controladores PID-*Fuzzy* de ação direta também pode ser classificado em três categorias, de acordo com o número de entradas como entrada única, entrada dupla e entrada tripla. A classificação dos controladores PID-*Fuzzy* pode ser vista na Figura 134.

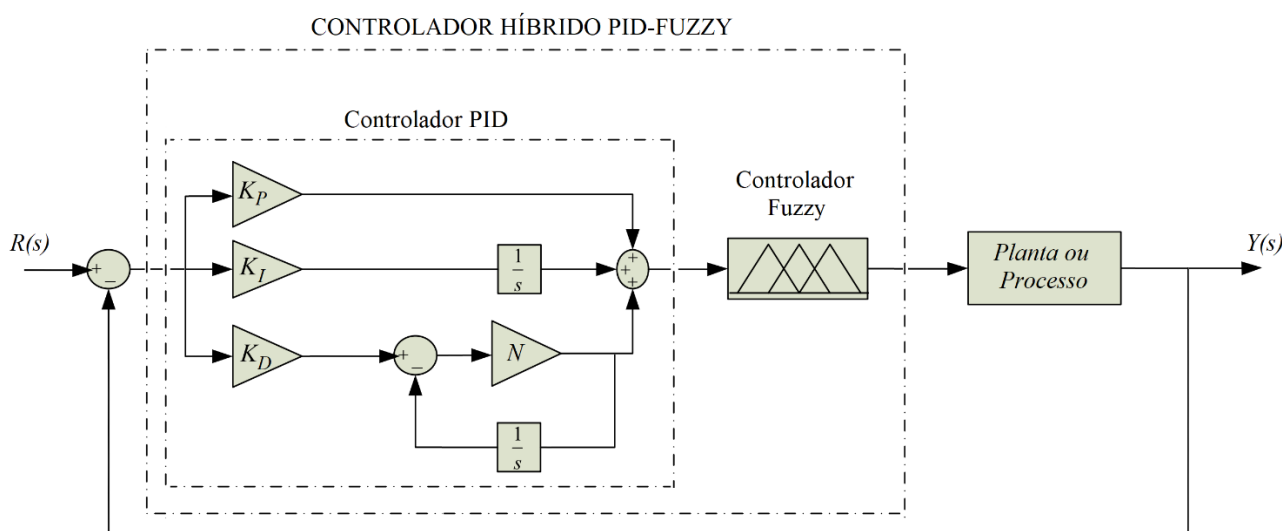
Figura 134 – Classificação de controladores PID-Fuzzy.



Fonte: Adaptado de (ERENOGLU et al., 2006).

O projeto de um controlador PID-Fuzzy pode ser obtido de diferentes maneiras. Uma maneira é construir um controlador *fuzzy* com três entradas: o erro (ação proporcional), mudança do erro (ação derivativa) e a soma do erro (ação integral) (veja a Figura 135). O inconveniente para tal controlador é que o número de regras aumentará exponencialmente (ESPINOSA; VANDEWALLE; WERTZ, 2005).

Figura 135 – Estrutura do controlador híbrido PID- Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

8 PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID-FUZZY TAKAGI-SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO E FREQUÊNCIA

Na presente pesquisa, a base de conhecimento do controlador PID-*fuzzy* é representada como uma memória associativa *fuzzy* em forma de cubo (o erro (ação proporcional), mudança do erro (ação derivativa) e a soma do erro (ação integral)), em vez de uma combinação de controladores *fuzzy* do tipo PD, PI, PI+D, I+PD e de outras estruturas, onde a memória associativa tem só duas variáveis de entrada. Este tipo de controladores *fuzzy* de duas variáveis é o mais usado na maioria das pesquisas. Isto pode ser feito tanto em tempo contínuo e como em tempo discreto.

Os controladores PID (Proporcional Integral Derivativo) são amplamente utilizados no controle de processos com realimentação, havendo trabalhos que comentam que esta estrutura chega a ser utilizada em até 90% dos laços de controle (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995). O controlador de três modos contém um termo proporcional, integral e derivado.

A popularidade de um controlador PID pode ser atribuída ao seu bom desempenho e simplicidade funcional, o que permite que os engenheiros operem de maneira simples e direta. Por exemplo, os três ganhos do controlador podem ser escolhidos independentemente por um engenheiro, com base na sua experiência ou por meio de alguns métodos simples de seleção, como as regras clássicas de ajuste (ZIEGLER; NICHOLS, 1942).

Por outro lado, Lotfi Zadeh redescobriu e promoveu a imprecisão em 1965. As duas técnicas de inferência subsequentes propostas por Mamdani e Sugeno inspiraram pesquisas em controladores de lógica difusa (FLC). As regras difusas heurísticas, que refletem a experiência de especialistas humanos, podem ser aplicadas a plantas difíceis de modelar matematicamente. Os FLCs mais comuns são os controladores tipo PI ou tipo PD, que possuem as mesmas características dos tradicionais controladores PI ou PD, respectivamente. Além disso, Os FLCs exibem aplicabilidade superior em comparação com os tradicionais controladores PI ou PD (CHAO et al., 2017).

O FLC, normalmente, supera os controladores clássicos PI, PD ou PID porque um FLC é um controlador com características não linear e MIMO, enquanto um controlador clássico PI, PD ou PID é de característica linear e SISO. Quando se tem um controlador clássico PID bem projetado e com uma boa sintonização e adicionalmente incorporarmos o controlador *fuzzy*, pode-se obter mais estabilidade e robustez, melhorando, então, o desempenho sobre um controlador PID convencional clássico. Isto pode ser feito modificando ligeiramente as regras difusas.

Quando um controlador PI é dado, uma saída FLC é idêntica àquela do controlador PI usando operações de lógica difusa especificadas. No entanto, este projeto é limitado aos controladores PI, e o procedimento de projeto não é claro o suficiente (MOON, 1995).

Na presente pesquisa, será realizada uma estrutura de controlador híbrido com regras difusas tridimensionais dos três parâmetros (o erro (ação proporcional), mudança do erro (ação derivativa) e a soma do erro (ação integral)), em vez da combinação de diferentes elementos estruturais difusos do PID (PI, PD, PI + D etc.).

Considerando $u(t)$ como a saída do controlador e $e(t)$ como o erro no domínio do tempo, então o controlador PID no domínio do tempo pode ser expresso como:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (95)$$

Sendo que o controlador fornece um termo proporcional, um termo de integração e um termo derivativo. A saída e a entrada $u(t)$ e as três entradas $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ podem ser consideradas como variáveis *fuzzy* no projeto FLC. Assume-se que os intervalos de operação são (CHAO et al., 2017):

Intervalo de operação para $u(t)$: $OR_u = [-a_u, a_u]$

Intervalo de operação para $e(t)$: $OR_e = [-a_e, a_e]$

Intervalo de operação para $\int e(t)$: $OR_i = [-a_i, a_i]$

Intervalo de operação para $\dot{e}(t)$: $OR_d = [-a_d, a_d]$

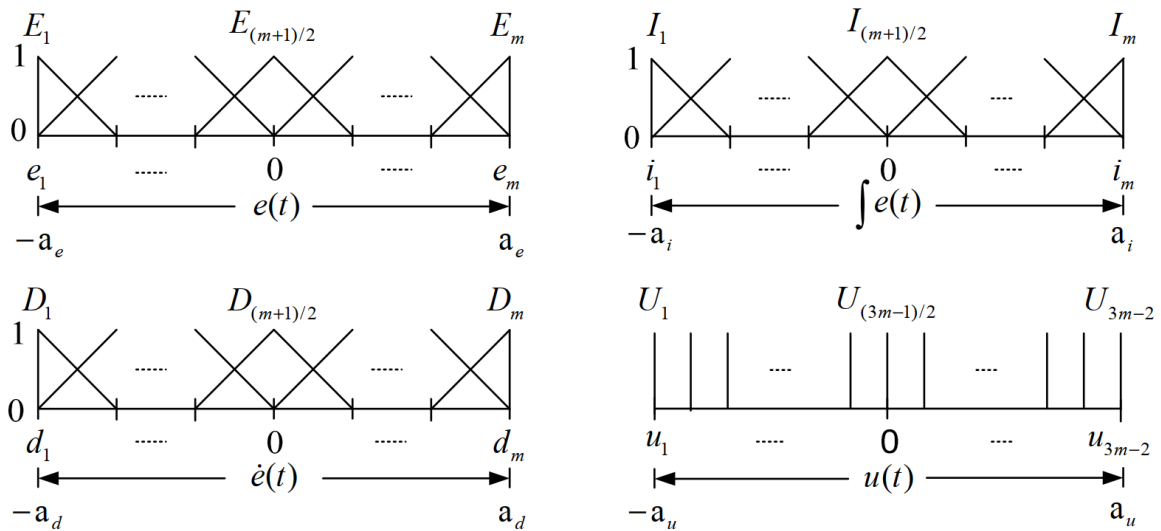
A Figura 136 mostra as funções de pertinência para definir graficamente as quatro variáveis difusas. Também é mostrado que, os conjuntos *m fuzzy* são igualmente espaçados e triangulares para cada variável *fuzzy* de entrada $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$. Por outro lado, a variável *fuzzy* de saída $u(t)$ é fuzzificada por $3m - 2$ funções de pertinência *singleton*. Digamos que

e_k, i_k, d_k e u_k denotem o centro dos conjuntos *fuzzy* E_k, I_k, D_k e U_k , respectivamente, então podemos obter as seguintes equações (CHAO et al., 2017).

$$e_k = \frac{(2k - m - 1)}{m - 1}, i_k = \frac{(2k - m - 1)}{m - 1}, d_k = \frac{(2k - m - 1)}{m - 1}, 1 \leq k \leq m \tag{96}$$

$$u_k = \frac{(2k - 3m + 1)}{3(m - 1)}, 1 \leq k \leq 3m - 2 \tag{97}$$

Figura 136 – Definição gráfica das funções de pertinência para variáveis difusas, $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ e $u(t)$.



Fonte: (CHAO et al., 2017).

Além disso, definindo-se a distância entre u_k e u_{k+1} como:

$$\Delta u = u_{k+1} - u_k \tag{98}$$

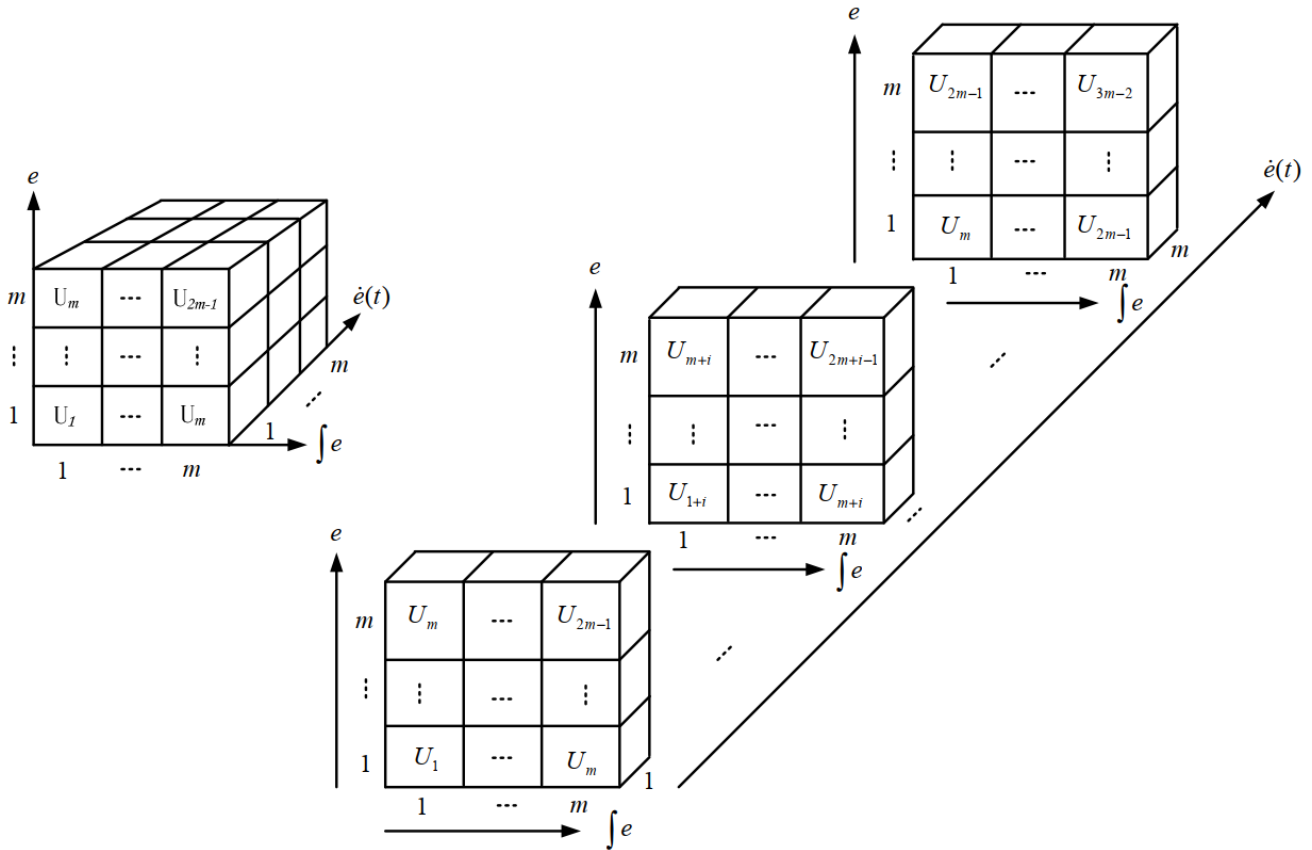
Com base na definição de variáveis *fuzzy*, a expressão de antecedente (**If**) e consequente (**Then**) para cada regra *fuzzy* é definida como:

$$\text{If } e(t) \text{ is } E_i \text{ and } \int e(t) \text{ is } I_j \text{ and } \dot{e}(t) \text{ is } D_k \text{ Then } u(t) \text{ is } U_l \tag{99}$$

Onde as três entradas variáveis *fuzzy* $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ são levados em consideração simultaneamente. Na proposta do projeto PID linear, as regras *fuzzy* globais para o sistema de três por um podem ser representadas pela memória associativa difusa tipo um cubo fatiado, como é mostrado na Figura 137. Além disso, temos a seguinte equação relacionada à equação (99) (CHAO et al., 2017).

$$l = i + j + k - 2 \tag{100}$$

Figura 137 – Representação da memória associativa difusa do cubo fatiado da base de conhecimento.



Fonte: (CHAO et al., 2017).

Na presente pesquisa aplicar-se-á o método de inferência **Takagi-Sugeno** (exposto no capítulo 6). Então, a verificação do projeto proposto é feita aplicando o método de inferência Takagi-Sugeno que é uma combinação linear com transições suaves, a saída do controlador resultante $u(t)$ para as entradas do controlador $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ pode ser calculada aplicando-se a equação 6.1:

$$u(t) = \frac{\sum u_l \left(\mu_{E_i}(e(t)) \mu_{I_j}(\int e(t)) \mu_{D_k}(\dot{e}(t)) \right)}{\sum \mu_{E_i}(e(t)) \mu_{I_j}(\int e(t)) \mu_{D_k}(\dot{e}(t))}, 1 \leq i, j, k \leq m, l \tag{101}$$

$$= i + j + k - 2$$

Sendo que a regra de operação do produto é usada para as implicações da lógica difusa e o centro de gravidade (COG) é aplicado para o processo de defuzzificação. É determinado

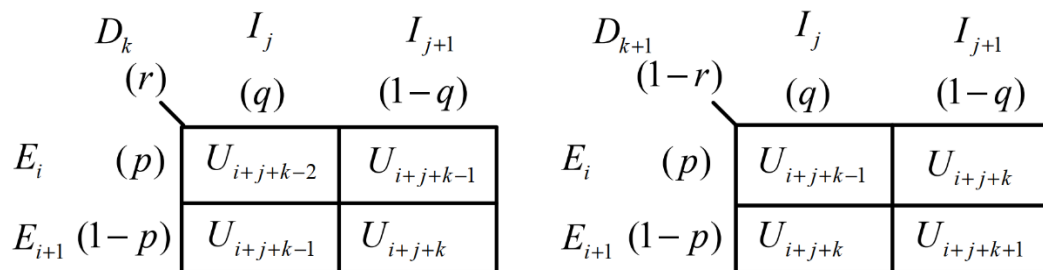
que existem, no máximo, oito regras que devem ser ativadas para qualquer entrada do controlador $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$. Para esclarecer, considere a entrada crisp $e(t)$ correspondendo às funções de pertinência E_i e E_{i+1} para os graus de p e $1 - p$, respectivamente. Da mesma forma, considere que $\int e(t)$ mapeia as funções de pertinência I_j e I_{j+1} para os graus de q e $1 - q$, respectivamente. Além disso, assume-se que $\dot{e}(t)$ tem graus de r e $1 - r$ em relação às funções de pertinência D_k e D_{k+1} . Com base na assinação anterior, os graus de pertinência p , q e r podem ser descritos como (CHAO et al., 2017).

$$p = \frac{e_{i+1} - e(t)}{e_{i+1} - e_i}, \quad q = \frac{i_{j+1} - \int e(t)}{i_{j+1} - i_j} \quad \text{and} \quad r = \frac{d_{k+1} - \dot{e}(t)}{d_{k+1} - d_k} \quad (102)$$

As oito regras ativadas estão listadas abaixo, e a Figura 138 é uma ilustração para essas oito regras.

- 1 **If** $e(t)$ is E_i and $\int e(t)$ is I_j and $\dot{e}(t)$ is D_k **Then** $u(t)$ is $U_{i+j+k-2}$
- 2 **If** $e(t)$ is E_i and $\int e(t)$ is I_j and $\dot{e}(t)$ is D_{k+1} **Then** $u(t)$ is $U_{i+j+k-1}$
- 3 **If** $e(t)$ is E_i and $\int e(t)$ is I_{j+1} and $\dot{e}(t)$ is D_k **Then** $u(t)$ is $U_{i+j+k-1}$
- 4 **If** $e(t)$ is E_i and $\int e(t)$ is I_{j+1} and $\dot{e}(t)$ is D_{k+1} **Then** $u(t)$ is U_{i+j+k}
- 5 **If** $e(t)$ is E_{i+1} and $\int e(t)$ is I_j and $\dot{e}(t)$ is D_k **Then** $u(t)$ is $U_{i+j+k-1}$
- 6 **If** $e(t)$ is E_{i+1} and $\int e(t)$ is I_j and $\dot{e}(t)$ is D_{k+1} **Then** $u(t)$ is U_{i+j+k}
- 7 **If** $e(t)$ is E_{i+1} and $\int e(t)$ is I_{j+1} and $\dot{e}(t)$ is D_k **Then** $u(t)$ is U_{i+j+k}
- 8 **If** $e(t)$ is E_{i+1} and $\int e(t)$ is I_{j+1} and $\dot{e}(t)$ is D_{k+1} **Then** $u(t)$ is $U_{i+j+k+1}$

Figura 138 – As oito regras de ativação.



Fonte: (CHAO et al., 2017).

Aplicando a equação (101), a saída *crisp* $u(t)$ pode ser avaliada como $u(t) = \frac{\text{num } u(t)}{\text{den } u(t)}$ tomando a média ponderada das oito regras consequentes. Assim, o denominador de $u(t)$ com 8 termos será finalmente reduzido a 1, como é mostrado na equação (103).

$$\begin{aligned} \text{den } u(t) &= pqr + pq(1-r) + p(1-q)r + p(1-q)(1-r) + (1-p)qr \\ &\quad + (1-p)q(1-r) + (1-p)(1-q)r + (1-p)(1-q)(1-r) \\ \text{den } u(t) &= pqr + pq - pqr + p - pq - pr + pqr + pr - pqr + qr - pqr + q - pq - qr \\ &\quad + pqr + r - qr - pr + pqr + 1 - q - p + pq - r + qr + pr - pqr \\ \text{den } u(t) &= 1 \end{aligned} \tag{103}$$

O numerador de $u(t)$ com 8 termos é obtida por:

$$\begin{aligned} \text{num } u(t) &= pqr u_{i+j+k-2} + pq(1-r)u_{i+j+k-1} + p(1-q)ru_{i+j+k-1} \\ &\quad + p(1-q)(1-r)u_{i+j+k} + (1-p)qru_{i+j+k-1} + (1-p)q(1-r)u_{i+j+k} \\ &\quad + (1-p)(1-q)ru_{i+j+k} + (1-p)(1-q)(1-r)u_{i+j+k+1} \end{aligned} \tag{104}$$

Que pode ser confirmado na Figura 8.3. Para fazer a simplificação da equação (104), podemos usar um método de aplicação da equação (98) e definindo $u_x = u_{i+j+k}$. Então, a equação (104) pode ser reduzida (CHAO et al., 2017), e logo aplicando a equação (97) temos.

$$\begin{aligned} \text{num } u(t) &= u_x + \Delta u(1-p-q-r) = u_{i+j+k+1-p-q-r} \\ \text{num } u(t) &= \frac{2(i+j+k+1-p-q-r) - 3m + 1}{3(m-1)} a_u \end{aligned} \tag{105}$$

Ao substituir a equação (96) na equação (102), podemos reescrever os graus de pertinência p , q e r como:

$$\begin{aligned} p &= \frac{(2i-m+1)a_e - (m-1)e(t)}{2a_e}, q = \frac{(2j-m+1)a_i - (m-1)\int e(t)}{2a_i}, \\ r &= \frac{(2k-m+1)a_d - (m-1)\dot{e}(t)}{2a_d} \end{aligned} \tag{106}$$

Com a equação (106) substituída na equação (105), o num $u(t)$ é finalmente obtido da seguinte forma (CHAO et al., 2017):

$$\begin{aligned} \text{num } u(t) &= \frac{a_u}{3(m-1)} \left[2i + 2j + 2k - 3m + 3 + \frac{(m-1)e(t)}{a_e} - \frac{2ia_e}{a_e} + \frac{(m-1)a_e}{a_e} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(m-1) \int e(t)}{a_i} - \frac{2ja_i}{a_i} + \frac{(m-1)a_i}{a_i} + \frac{(m-1)\dot{e}(t)}{a_d} - \frac{2ka_d}{a_d} + \frac{(m-1)a_d}{a_d} \right] \\ \text{num } u(t) &= \frac{a_u}{3a_e} e(t) + \frac{a_u}{3a_i} \int e(t) + \frac{a_u}{3a_d} \dot{e}(t) \end{aligned} \quad (107)$$

Assim, a saída *crisp* $u(t)$ do FLC linear proposto é dada por:

$$u(t) = \frac{a_u}{3a_e} e(t) + \frac{a_u}{3a_i} \int e(t) + \frac{a_u}{3a_d} \dot{e}(t) \quad (108)$$

O que implica um controlador linear PID com:

$$K_P = \frac{a_u}{3a_e}, \quad K_I = \frac{a_u}{3a_i}, \quad K_D = \frac{a_u}{3a_d} \quad (109)$$

A equação (109) mostra que se um projeto FLC é baseado no conhecimento *fuzzy* da Figura 137 e o processo de defuzzificação na equação (101), então ele produzirá um controlador PID linear e o resultado dos parâmetros PID não têm relação com m , também, eles não tem relação com o número de funções de pertinência, mas está fortemente correlacionado com os intervalos de operação da entrada/saída de controle.

Com o resultado de equivalência, o projetista pode obter um protótipo de projeto FLC baseado em um projeto de controlador PID convencional (CHAO et al., 2017).

8.1 PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID-FUZZY TAKAGI-SUGENO PARA A REGULAÇÃO DE TENSÃO

No capítulo 3 desta pesquisa foram expostas as bases teóricas para a Estabilidade do sistema elétrico de potência, definindo a estabilidade de tensão. No capítulo 4, apresentamos a modelagem do sistema de potência, nesta parte apresentamos a modelagem de sistemas de excitação e regulação da tensão (SERT) para poder fazer o estudo do controle de tensão.

Como resumo, podemos dizer que a *Estabilidade de tensão* é a habilidade de um sistema de potência de manter tensões de aceitação estáveis em todos os barramentos do sistema depois de ser submetido a uma perturbação a partir de um ponto inicial de equilíbrio assumido. Um sistema entra em um estado de instabilidade de tensão quando uma perturbação altera a condição do sistema para fazer uma queda progressiva ou aumento das tensões de alguns barramentos. Perda de carga numa área, disparo de linhas de transmissão e outros equipamentos de proteção são possíveis resultados de instabilidade de tensão (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

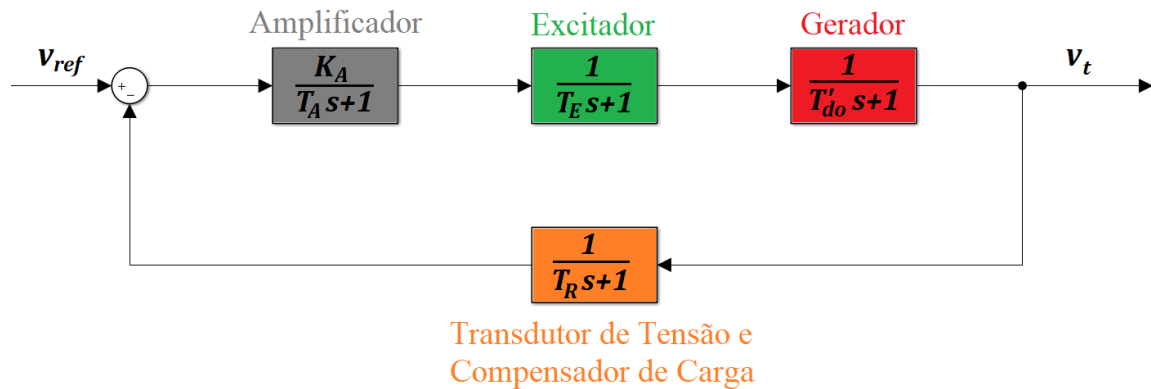
Neste capítulo 8 apresentamos primeiro o projeto do controlador PID e logo para um controlador híbrido PID-fuzzy.

8.1.1 Controlador híbrido PID-Fuzzy Takagi-Sugeno para SERT tipo DC1A

O modelo de excitação rotativa tipo DC1A, mostrado na Figura 4.42, é usado para representar os excitadores de comutador DC controlados por campo com reguladores de tensão atuando continuamente, especialmente com o reostato de ação direita, amplificador giratório e amplificador magnético. O regulador de ação contínua pode iniciar uma ação corretiva para uma carga sustentada na variável controlada.

Na Figura 139 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema de excitação e regulação de tensão tipo contínuo DC1A (SERT-DC1A). Ele foi elaborado em base à Figura 63 do Capítulo 4.

Figura 139 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A.



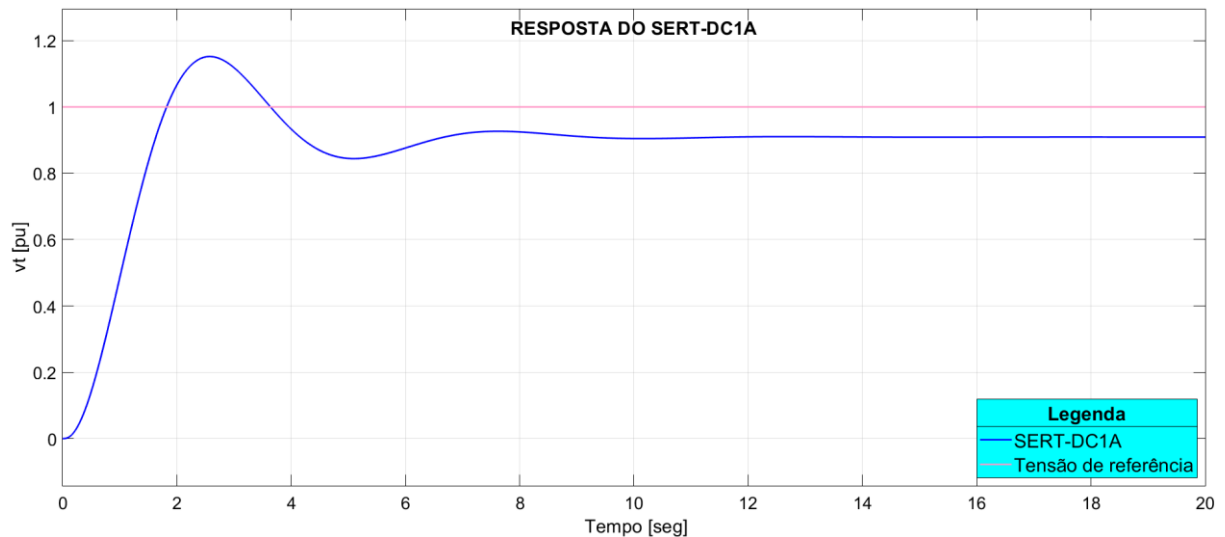
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os principais parâmetros da Figura 139 são:

Sinal de entrada $v_{ref} = 1 pu$ (Função degrau unitário)

$K_A = 10$; $T_A = 0,05 s$; $T_E = 1 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$

Figura 140– SERT-DC1A sem controlador.

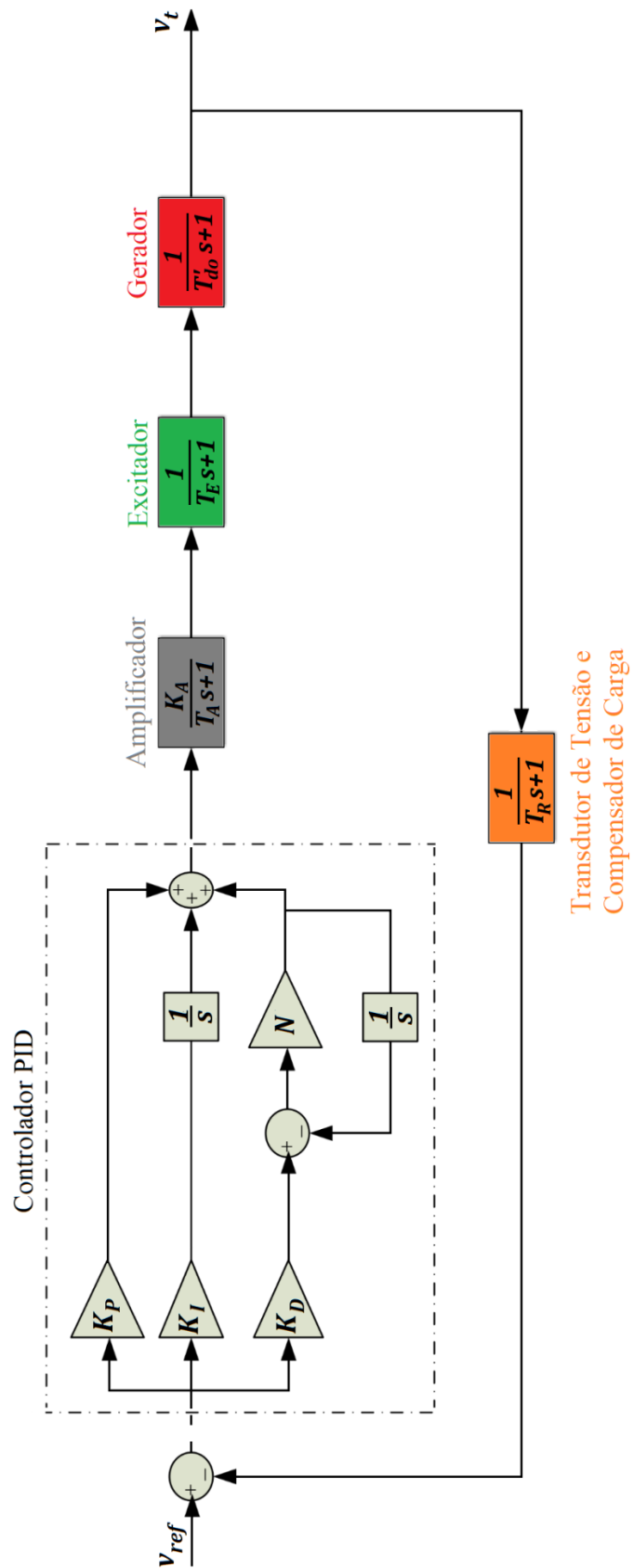


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 140 observa-se que comportamento da tensão terminal em função do tempo tem erro, o SERT-DC1A não pode atingir à tensão de referência, isto porque o SERT-DC1A não tem controlador.

Então, projeta-se um controlador PID de arquitetura paralela com filtro derivativo (N) para que o SERT-DC1A atinja à tensão de referência no tempo e diminua o erro, como mostra-se na Figura 141.

Figura 141 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Fazendo a sintonização adequada do controlador PID de arquitetura com filtro paralelo, seguindo os passos da sintonização manual do Capítulo 7, Seção 7.1.4.1 com filtro derivativo $N = 100000$ (MATHWORKS, 2018) obtemos os seguintes parâmetros $K_P = 10,8$, $K_I = 1$ e $K_D = 8,7$

Então, os principais parâmetros da Figura 141 são:

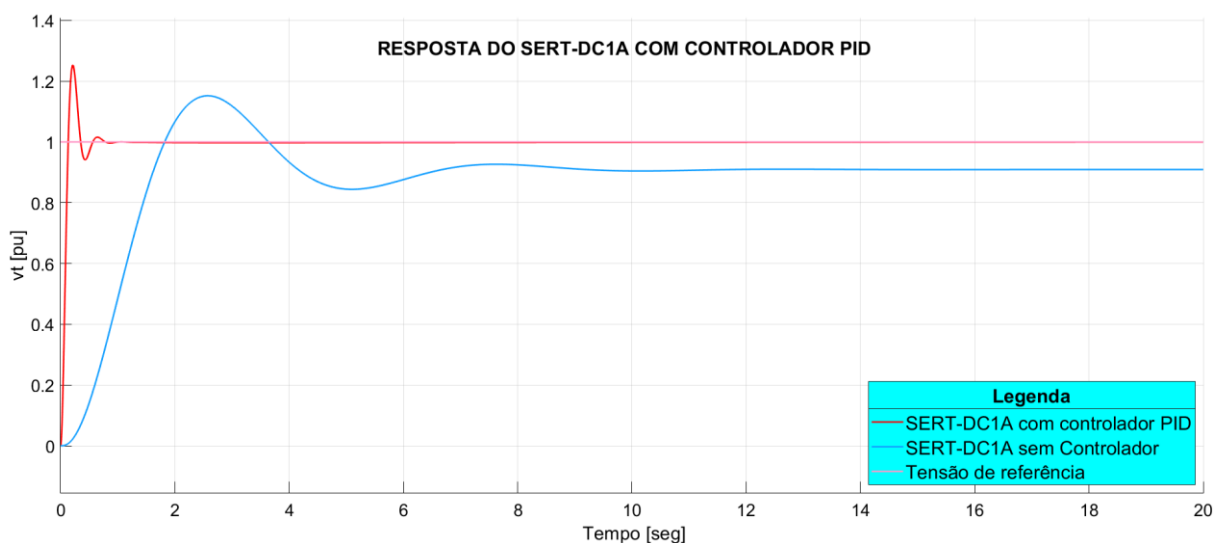
Sinal de entrada $v_{ref} = 1 pu$. (Função degrau unitário)

$N = 100000$; $K_P = 10,8$; $K_I = 1$; $K_D = 8,7$

$K_A = 10$; $T_A = 0,05 s$; $T_E = 1 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$

Com os dados anteriores, realiza-se a simulação e obtem-se o gráfico como é mostrado na Figura 142. Observa-se que com o controlador PID a resposta é muito rápida, o tempo de estabelecimento é aproximadamente 1s.

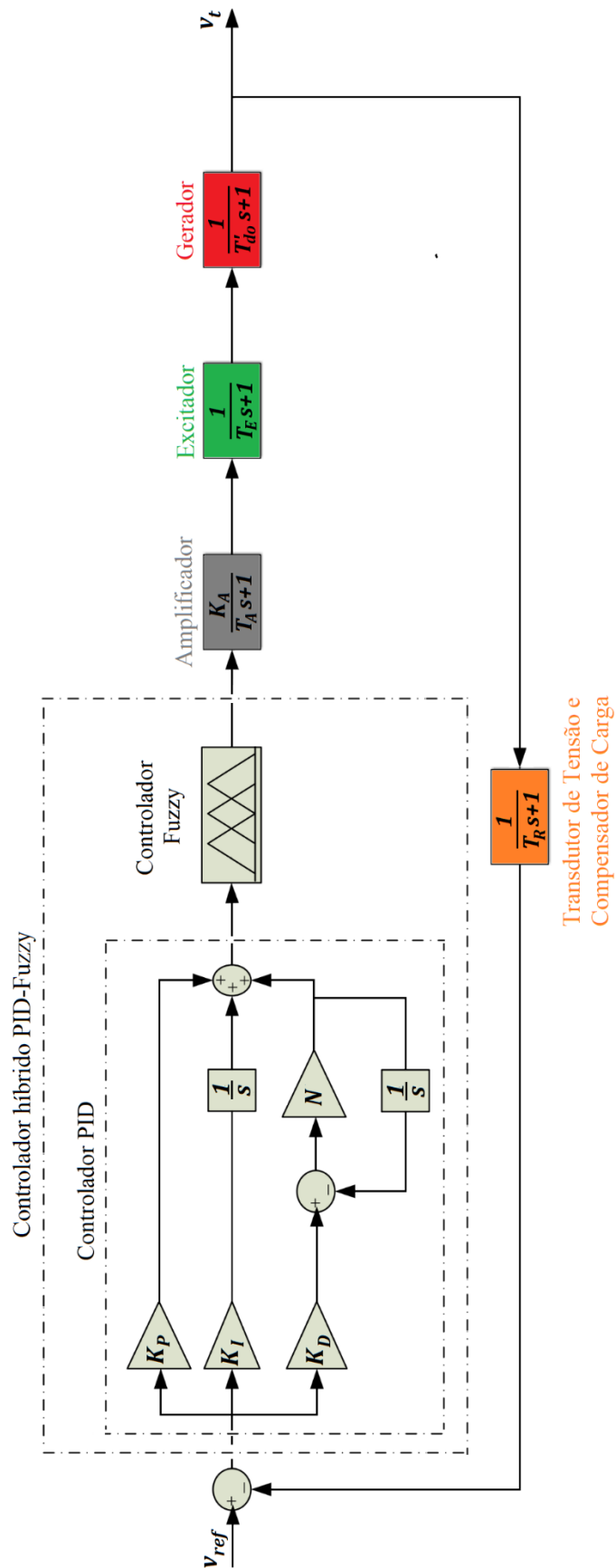
Figura 142 – SERT-DC1A com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nesta parte, realiza-se o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy (Figura 143) baseado com os dados obtidos no controlador PID. Observando as respostas do sistema $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$ com o controlador PID e depois de haver feito a sintonização adequada. Os intervalos de operação OR_e , OR_i , OR_d , e OR_u podem ser definidos de acordo com a Equação (8.15).

Figura 143 – Diagrama de blocos do SERT-DC1A com controlador híbrido PID-Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Intervalo de operação para $e(t)$: $OR_e = [-a_e; a_e]$, $erro = v_{ref} = a_e = 1$

$$OR_e = [-1; 1]$$

Intervalo de operação para $u(t)$: $OR_u = [-a_u; a_u]$, $K_P = \frac{a_u}{3a_e} \rightarrow a_u = K_P 3a_e = (10,8) 3(1)$

$$OR_u = [-a_u; a_u] = [-32,4; 32,4]$$

Intervalo de operação para $\int e(t)$: $OR_i = [-a_i; a_i]$, $K_I = \frac{a_u}{3a_i} \rightarrow a_i = \frac{a_u}{3K_I} = \frac{32,4}{3(1)}$

$$OR_i = [-a_i; a_i] = [-10,8; 10,8]$$

Intervalo de operação para $\dot{e}(t)$: $OR_d = [-a_d; a_d]$, $K_D = \frac{a_u}{3a_d} \rightarrow a_d = \frac{a_u}{3K_D} = \frac{32,4}{3(8,7)}$

$$OR_d = [-a_d; a_d] = [-1,2414; 1,2414]$$

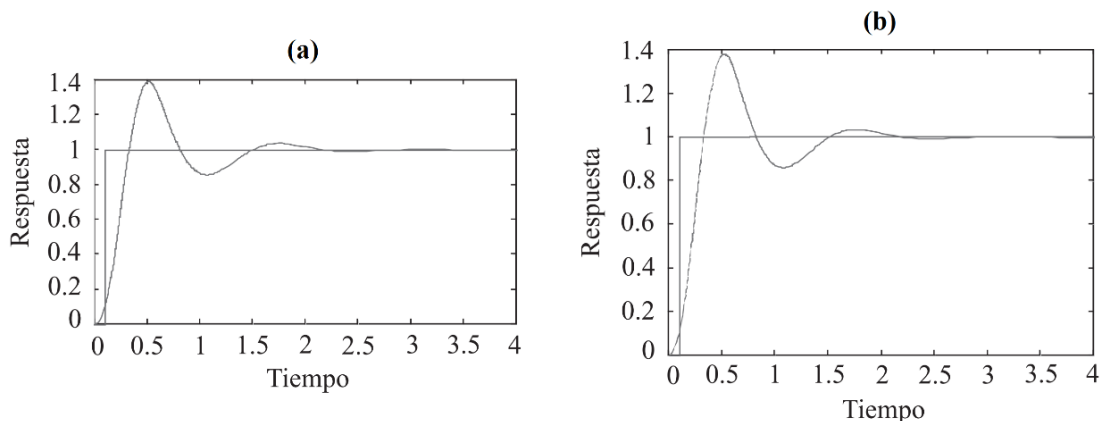
O projeto PID-Fuzzy na Figura 143 deve ser definido com o método de inferência Takagi-Sugeno. Com base nos intervalos operacionais dos quatro variáveis ($e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$) fuzzy, as funções de pertinência correspondentes podem ser definidas pela Figura 145.

Para as três entradas $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ tem-se 3 conjuntos fuzzy para cada um ($m = 3$), que são igualmente espaçados e triangulares. Por outro lado, a variável fuzzy de saída $u(t)$ deveria ser fuzzificada por $3m - 2 = 7$ funções de pertinência *singleton* como é indicada na Figura 136. Porém, pode-se considerar que a saída com a mesma estrutura tenha 3 funções de pertinência com valores *singleton* como mostra-se na Figura 145, uma vantagem de fazer isto é reduzir o custo computacional.

Pode-se trabalhar a saída com 3 funções de pertinência obtendo similares respostas com as 5 ou 7 funções de pertinência, isto porque, por exemplo, numa planta externa, submetida a dois controladores (a) Controlador com 3 funções de pertinência e (b) Controlador com 5 funções de pertinência, observa-se na Figura 144 (PONCE, 2011) que as respostas são muito similares.

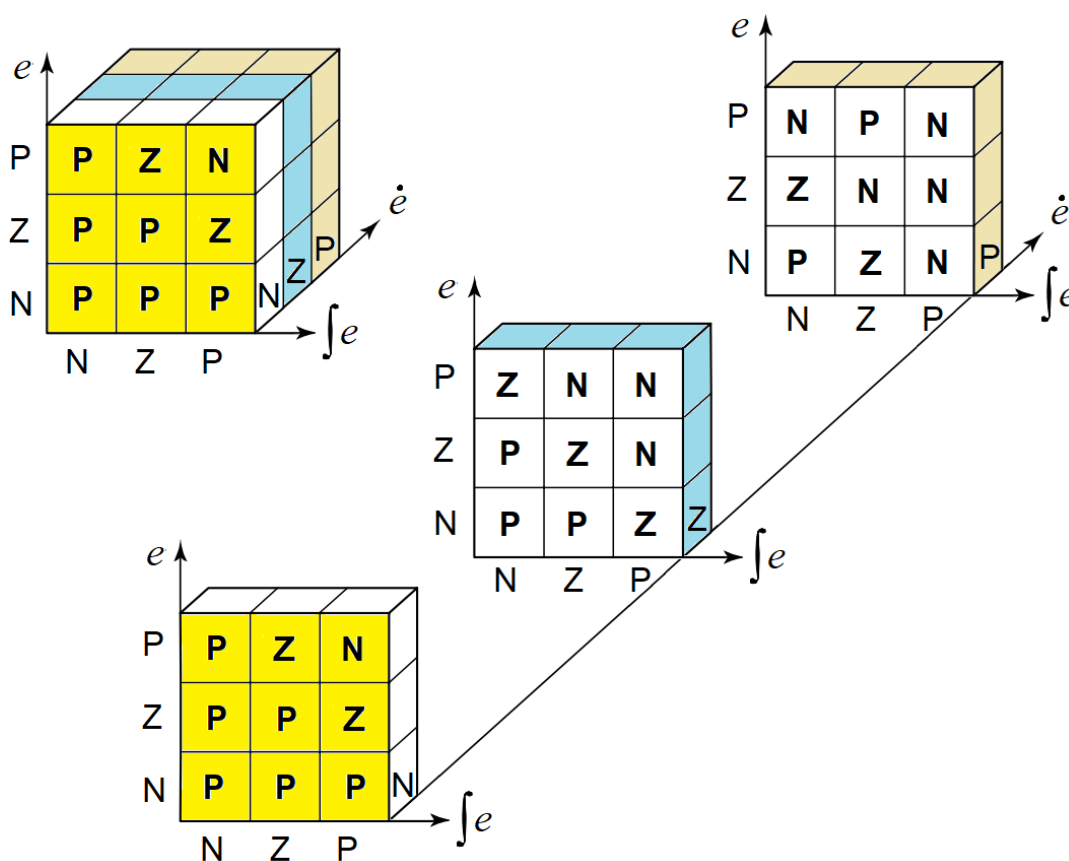
Na Tabela 8 mostra as 27 regras de controle para o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy, baseadas nas regras em forma de cubo das 3 entradas ($e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$) e 1 saída ($u(t)$) (veja a Figura 145).

Figura 144 – Respostas dos controladores (a) Controlador com 3 funções de pertinência e (b) Controlador com 5 funções de pertinência.



Fonte:(PONCE, 2011).

Figura 145– Representação de memória associativa difusa de cubos e representações de memória associativa difusa de cubo segmentado.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

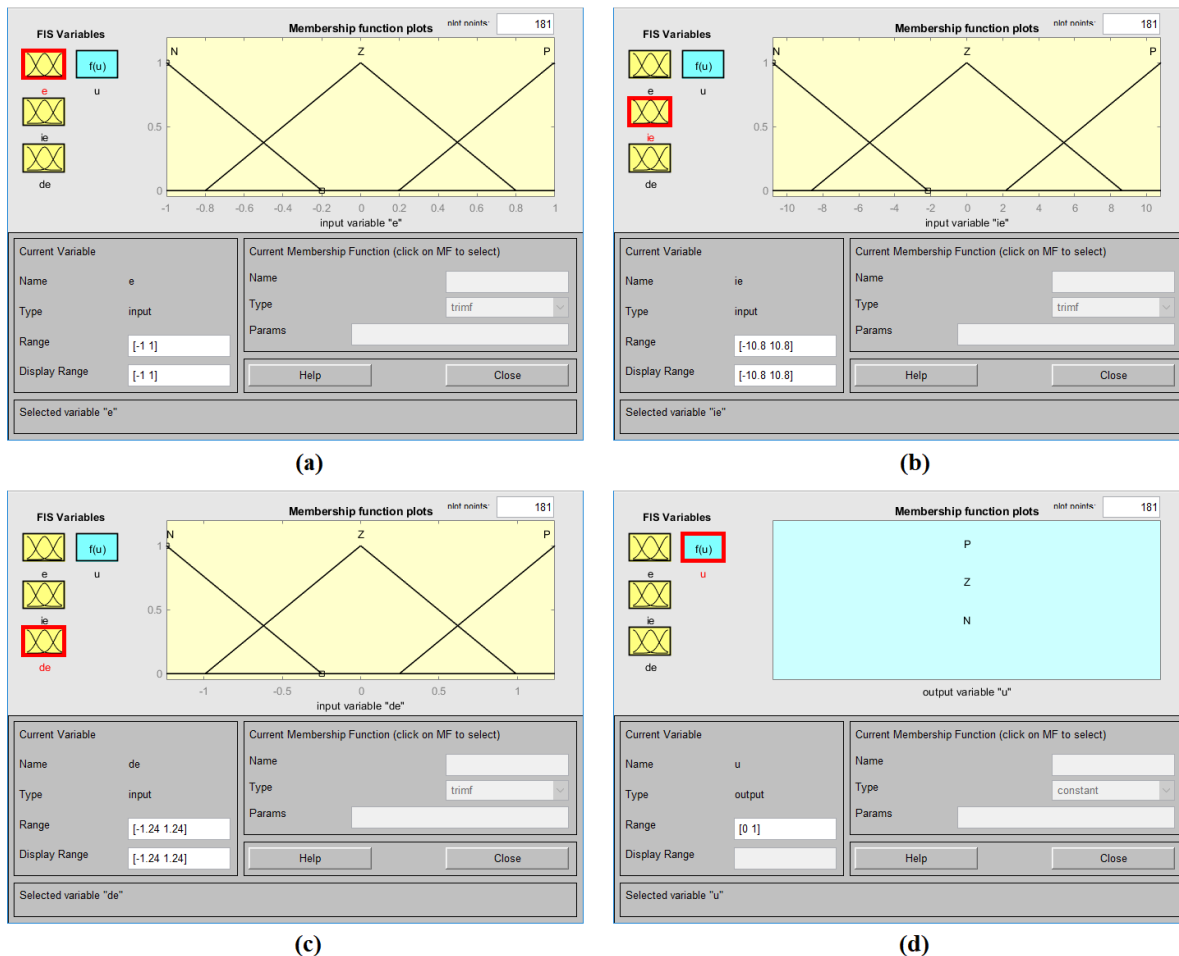
Tabela 8.1 – Tabela de regras do controlador PID-Fuzzy.

REGRA	ERRO $e(t)$	INTEGRAL $\int e(t)$	DERIVADA $e'(t)$	SAÍDA $u(t)$
1	N	N	N	P
2	N	N	Z	P
3	N	N	P	P
4	N	Z	N	P
5	N	Z	Z	P
6	N	Z	P	Z
7	N	P	N	P
8	N	P	Z	Z
9	N	P	P	N
10	Z	N	N	P
11	Z	N	Z	P
12	Z	N	P	Z
13	Z	Z	N	P
14	Z	Z	Z	Z
15	Z	Z	P	N
16	Z	P	N	Z
17	Z	P	Z	N
18	Z	P	P	N
19	P	N	N	P
20	P	N	Z	Z
21	P	N	P	N
22	P	Z	N	Z
23	P	Z	Z	N
24	P	Z	P	P
25	P	P	N	N
26	P	P	Z	N
27	P	P	P	N

Fonte: Adaptado de (ABEDINIFAR, 2016).

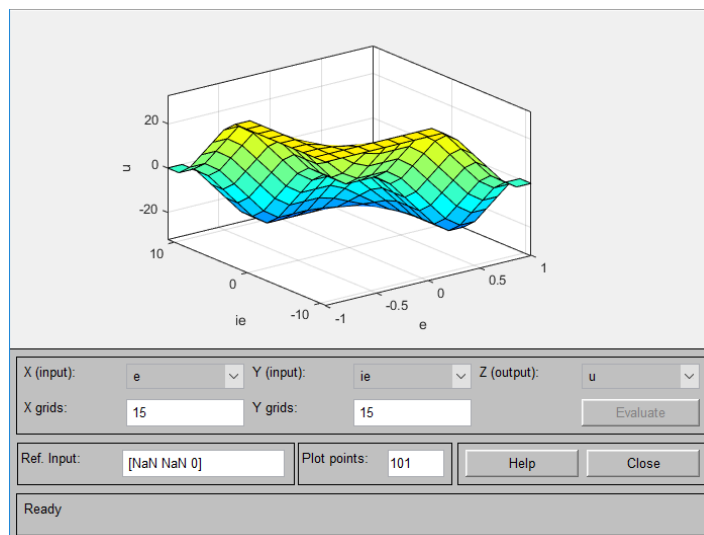
A Figura 146 mostra as configurações de todas as funções de pertinência para as 3 entradas e 1 saída no entorno toolbox *fuzzyLogicDesigner* do MATLAB e na Figura 147 observa-se a vista da superfície de controle do controlador híbrido PID-Fuzzy para o SERT-DC1A.

Figura 146 – Funções de pertinência das variáveis *fuzzy* (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID-Fuzzy para o SERT-DC1A.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

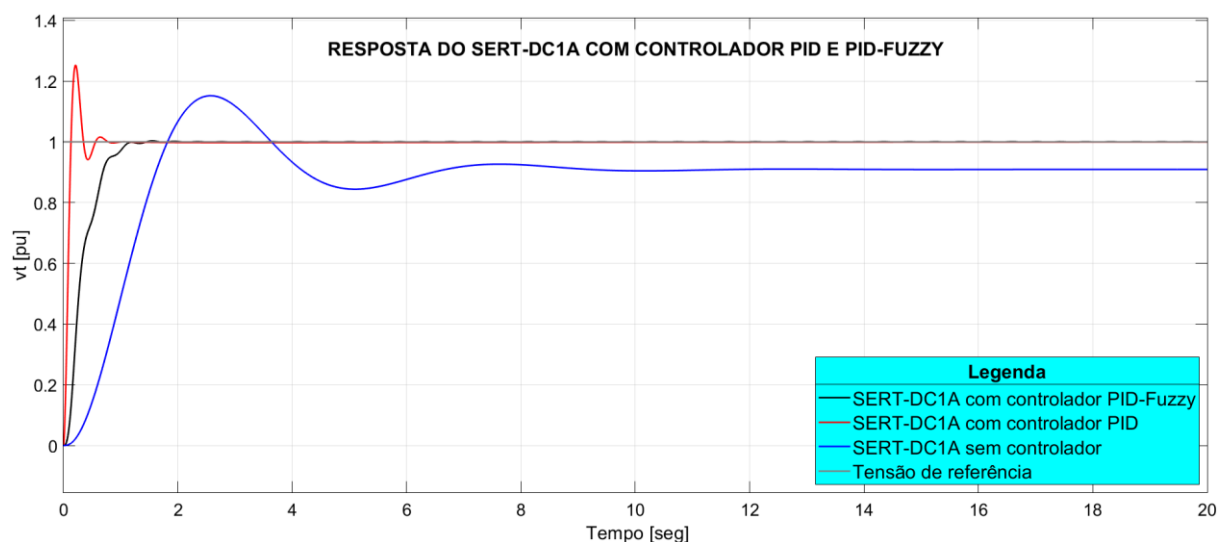
Figura 147 – A vista da superfície de controle do controlador PID-Fuzzy para o SERT-DC1A.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para a nova sintonização do controlador híbrido PID-*Fuzzy*, faz-se o mesmo que para um sistema de controle convencional. Os sinais de erro e mudança de erro (derivativo) são frequentemente aplicados como entradas para um controlador *fuzzy* (controlador PID-*Fuzzy*) (REZNIK; DIMITROV, 1998) (Capítulo 7, Seção 7.1.4.1). Então, fazendo a sintonização dos novos parâmetros obtém-se $K_P = 0,782$, $K_I = 1,8$ e $K_D = 0,116$. As respostas do sistema resultantes sem controlador, com controlador PID e com controlador PID-*Fuzzy* são mostradas na Figura 148 em tempo contínuo. Observa-se o tempo de estabelecimento entre o controle PID e PID-*Fuzzy* são similares aproximadamente 1s. Porém, o controle PID-*Fuzzy* é muito mais suave (não tem *overshoot*), em consequência, ele produz um nível aceitável de sinal de controle para não danificar o atuador neste caso o sistema de excitação.

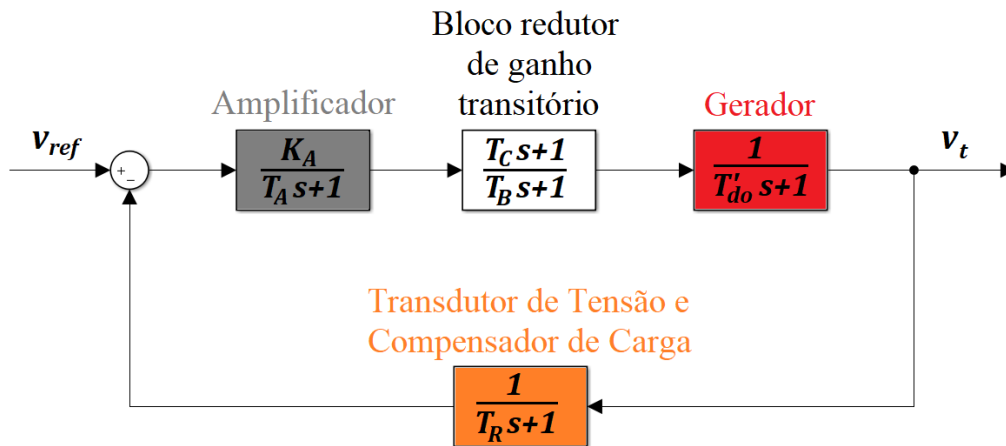
Figura 148 – SERT-DC1A com controlador PID e PID-*Fuzzy* para o SERT-DC1A.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

8.1.2 Controlador híbrido PID-*Fuzzy* Takagi-Sugeno para SERT tipo AC4A

O sistema de excitação estática não tem elementos rotativos, o sinal de corrente contínua é obtido a partir de dispositivos eletrônicos, a alimentação para o enrolamento de campo é feita por meio de anéis e escovas. O modelo de excitação estática tipo AC4A com redução de ganho transitório, mostrado na Figura 70. Na Figura 149 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema de excitação e a regulação de tensão contínua AC4 (SERT-AC4A). Ele foi elaborado em base à Figura 70 do Capítulo 4.

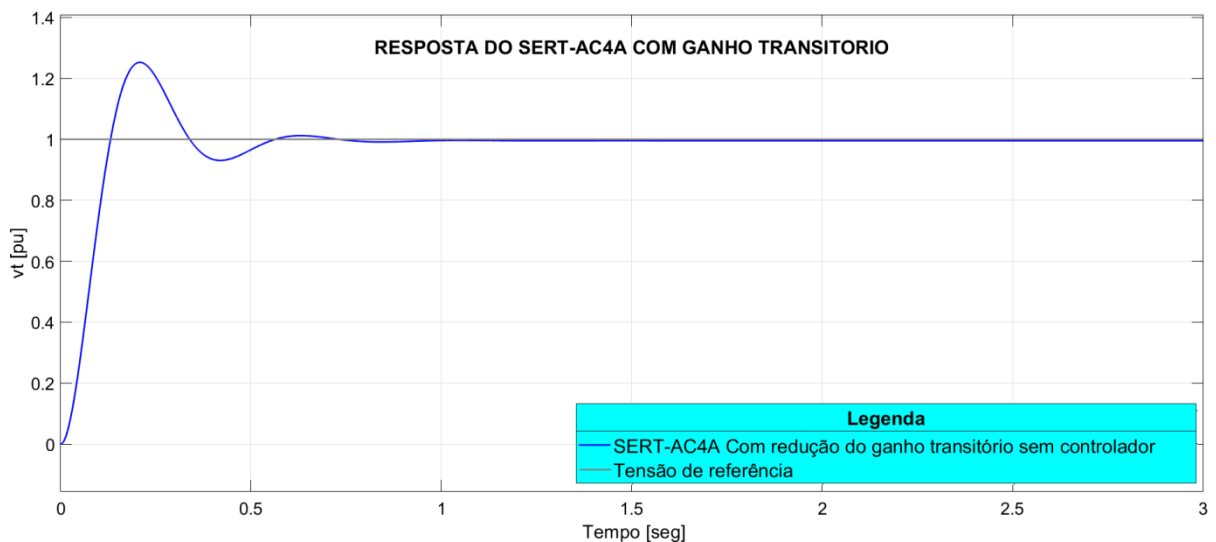
Figura 149 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução de ganho transitório.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os principais parâmetros da Figura 149 são:

Sinal de entrada $v_{ref} = 1 pu$ (Função degrau unitário)

$K_A = 180$; $T_A = 0,05 s$; $T_C = 5 s$; $T_B = 10 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$

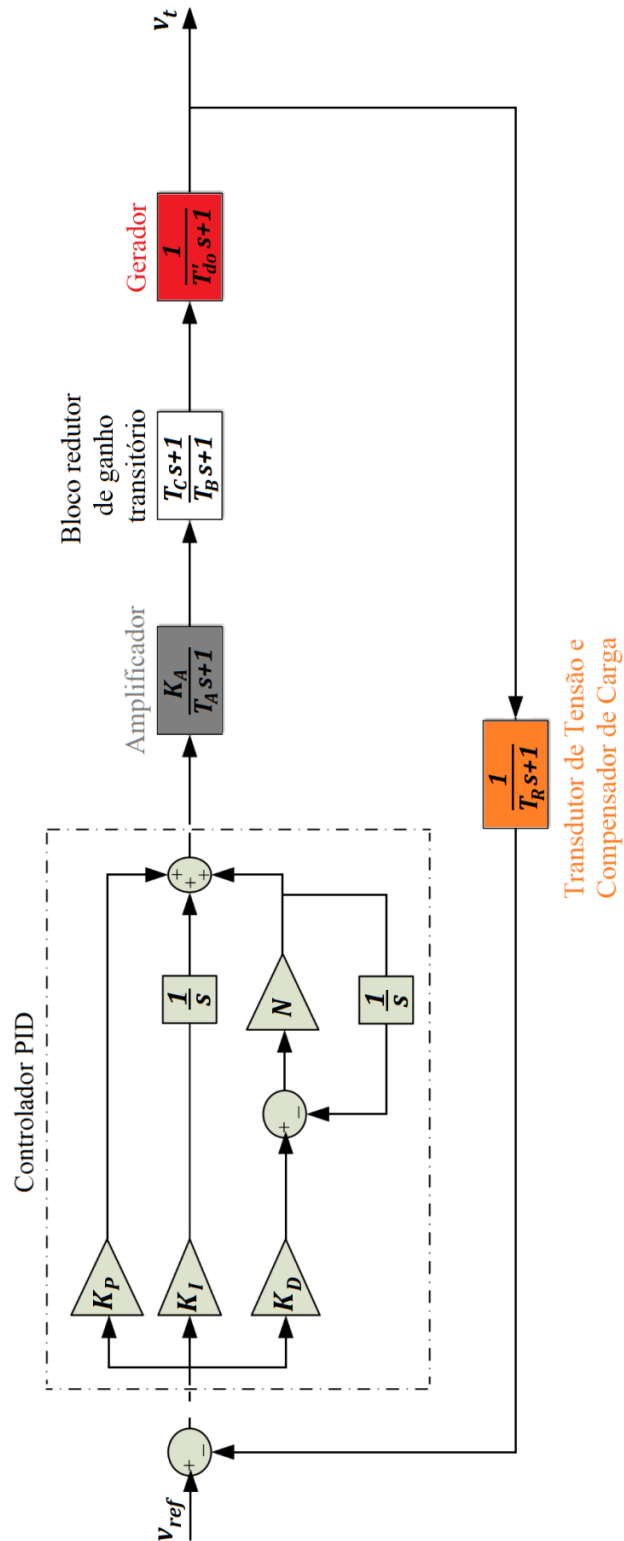
Figura 150 – SERT-AC4A com redução de ganho transitório sem controlador.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 150, observa-se que comportamento da tensão terminal em função do tempo, o SERT-AC4A com redução do ganho transitório pode atingir à tensão de referência. Porém, ele tem erro pequeno, isto é, devido a que o SERT-AC4A não tem controlador. Então, projeta-se um controlador PID de arquitetura paralela com filtro derivativo (N) para que o SERT-AC4A

com redução do ganho transitório atinja à tensão de referência no tempo diminuir o erro pequeno, como se mostra na Figura 151.

Figura 151 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Fazendo a sintonização adequada do controlador PID de arquitetura com filtro paralelo, seguindo os passos da sintonização manual do Capítulo 7, Seção 7.1.4.1 com filtro derivativo $N = 100000$ (MATHWORKS, 2018) obtém-se os seguintes parâmetros $K_P = 3,34$, $K_I = 0,96$ e $K_D = 0,11$

Então, os principais parâmetros da Figura 151 são:

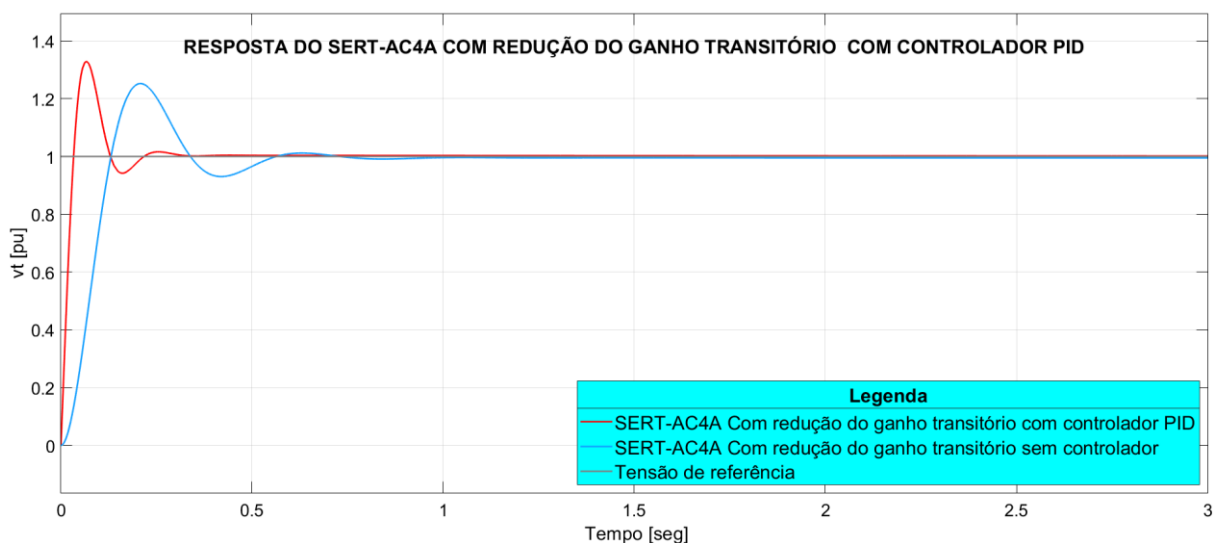
Sinal de entrada $v_{ref} = 1 pu$ (Função degrau unitário)

$N = 100000$; $K_P = 3,34$; $K_I = 0,96$; $K_D = 0,11$

$K_A = 180$; $T_A = 0,05 s$; $T_C = 5 s$; $T_B = 10 s$; $T'_{do} = 6 s$; $T_R = 0,02 s$.

Com os dados anteriores, realiza-se a simulação e obtém-se o gráfico como mostra-se na Figura 152. Observa-se que com o controlador PID a resposta é mais rápida. O tempo de estabelecimento é aproximadamente 0.4s.

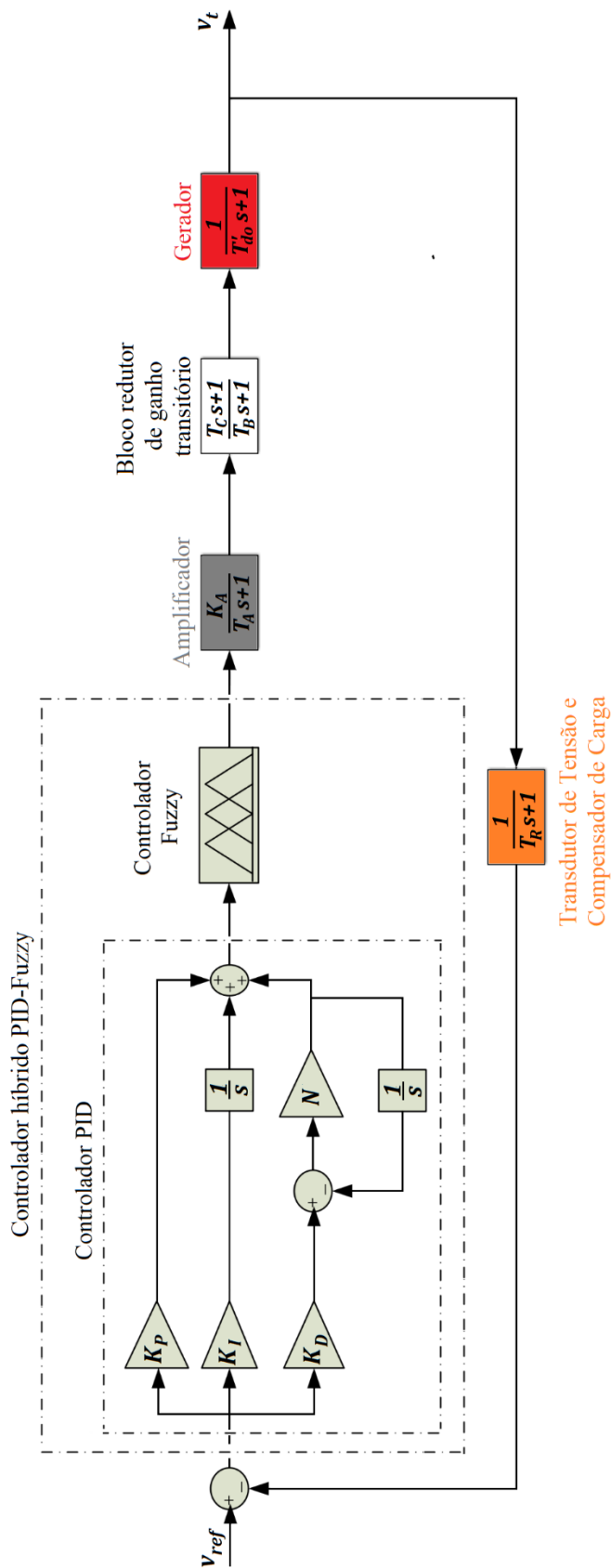
Figura 152 – SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nesta parte, realiza-se o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy (Figura 153) baseado com os dados obtidos no controlador PID. Observa-se as respostas do sistema $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$ com o controlador PID e depois de haver implementada a sintonização adequada. Os intervalos de operação OR_e , OR_i , OR_d , e OR_u podem ser definidos de acordo com a equação (8.15).

Figura 153 – Diagrama de blocos do SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador híbrido PID-Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Intervalo de operação para $e(t)$: $OR_e = [-a_e; a_e]$, $erro = v_{ref} = a_e = 1$

$$OR_e = [-1; 1]$$

Intervalo de operação para $u(t)$: $OR_u = [-a_u; a_u]$, $K_P = \frac{a_u}{3a_e} \rightarrow a_u = K_P 3a_e = (3,34) 3(1)$

$$OR_u = [-a_u; a_u] = [-10,02; 10,02]$$

Intervalo de operação para $\int e(t)$: $OR_i = [-a_i; a_i]$, $K_I = \frac{a_u}{3a_i} \rightarrow a_i = \frac{a_u}{3K_I} = \frac{10,02}{3(0,96)}$

$$OR_i = [-a_i; a_i] = [-3,48; 3,48]$$

Intervalo de operação para $\dot{e}(t)$: $OR_d = [-a_d; a_d]$, $K_D = \frac{a_u}{3a_d} \rightarrow a_d = \frac{a_u}{3K_D} = \frac{10,02}{3(0,11)}$

$$OR_d = [-a_d; a_d] = [-30,36; 30,36]$$

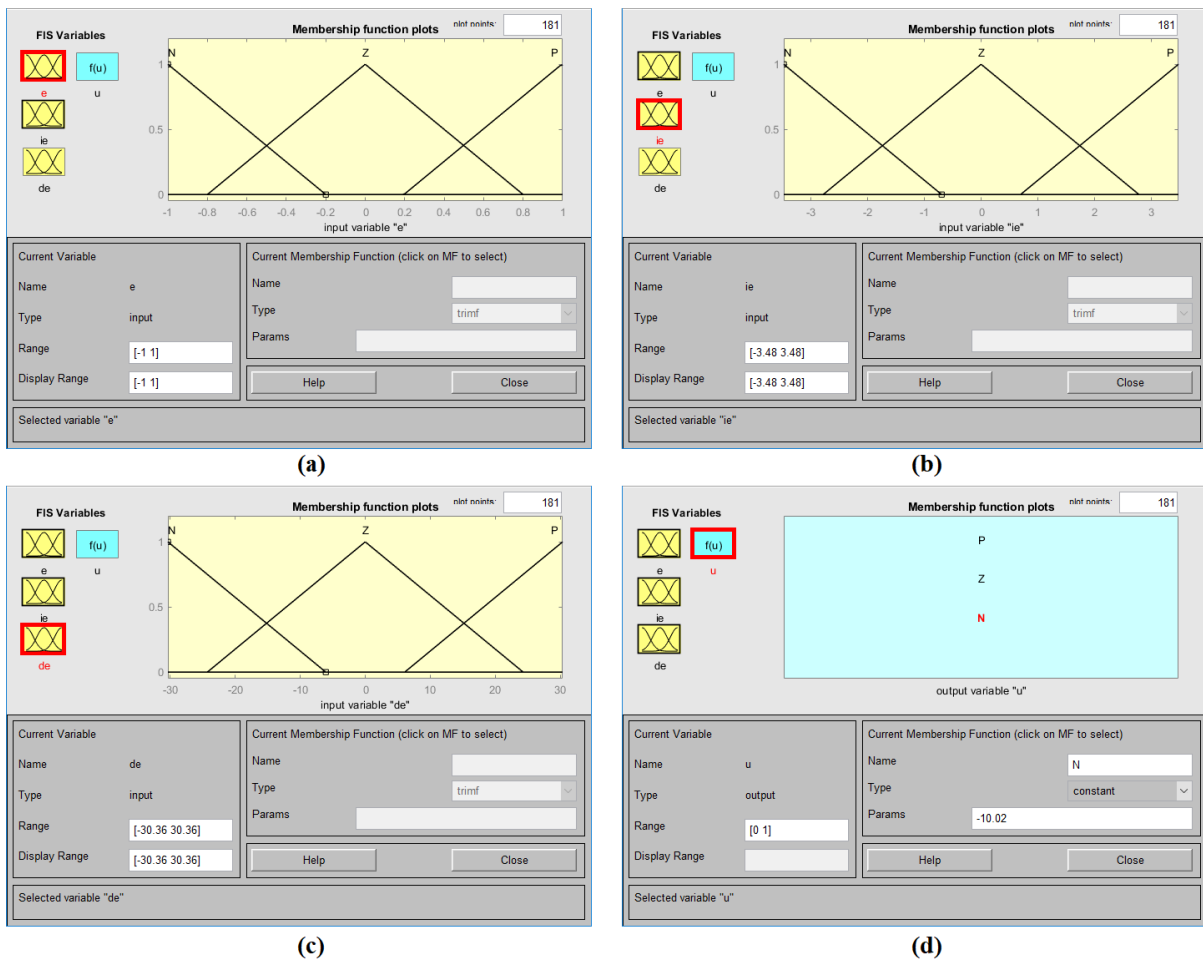
O projeto PID-Fuzzy na Figura 153 deve ser definido com o método de inferência Takagi-Sugeno. Com base nos intervalos operacionais dos quatro variáveis ($e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$) fuzzy, as funções de pertinência correspondentes podem ser definidas como ilustrado na Figura 145.

Para as 3 entradas $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ tem-se 3 conjuntos fuzzy para cada um ($m = 3$), que são igualmente espaçados e triangulares. Por outro lado, a variável fuzzy de saída $u(t)$ aplicando o mesmo procedimento anterior (Seção 8.1.1) deveria ser fuzzificada por 3 funções de pertinência singleton como é mostrado na Figura 145.

Na Tabela 8 mostra-se as 27 regras de controle para o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy, baseadas nas regras em forma de cubo das 3 entradas ($e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$) e 1 saída ($u(t)$) (veja a Figura 145).

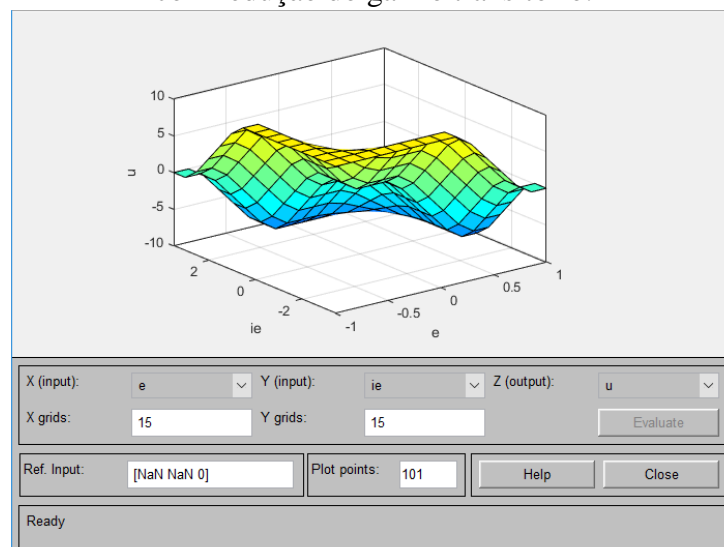
Na Figura 154 são ilustradas as configurações de todas as funções de pertinência para as 3 entradas e 1 saída no entorno da toolbox *fuzzyLogicDesigner* do MATLAB e na Figura 155 observa-se a vista da superfície de controle do controlador híbrido PID-Fuzzy para o SERT-AC4A com redução do ganho transitório.

Figura 154 – Funções de pertinência das variáveis fuzzy (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID-Fuzzy para o SERT-AC4A com redução de ganho transitório.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

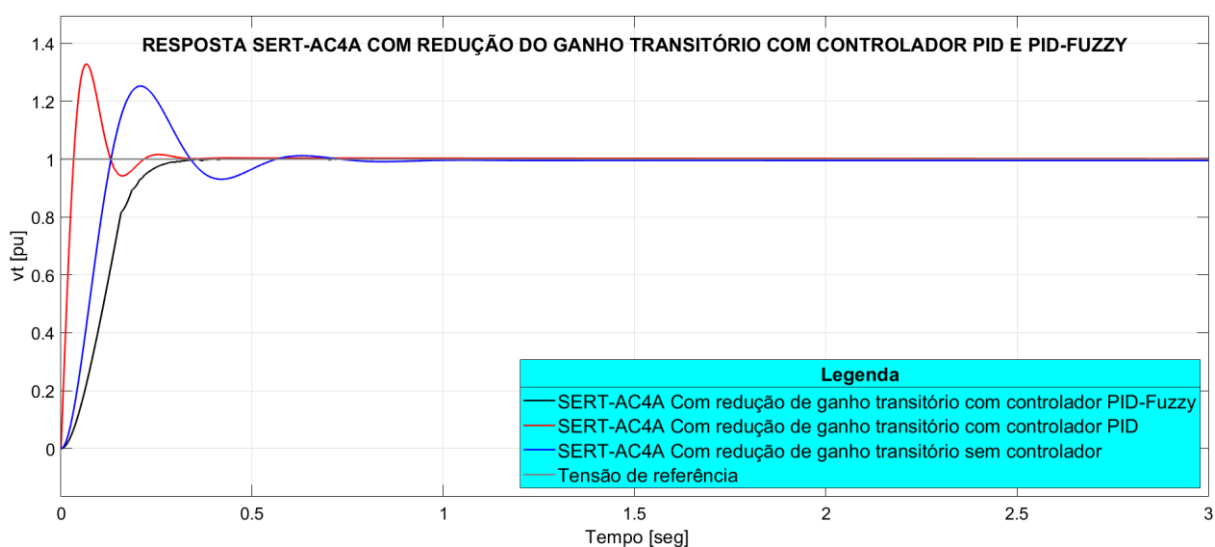
Figura 155 – A vista da superfície de controle do controlador PID-Fuzzy para o SERT-AC4A com redução do ganho transitório.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para a nova sintonização do controlador híbrido PID-Fuzzy, faz-se o mesmo que para um sistema de controle convencional. Os sinais de erro e da mudança de erro (derivativo) são frequentemente aplicados como entradas para um controlador *fuzzy* (controlador PID-Fuzzy) (REZNIK; DIMITROV, 1998) (Capítulo 7, Seção 7.1.4.1). Então, realizando-se a sintonização dos novos parâmetros de sintonia obtém-se $K_p = 59$, $K_I = 14,7$ e $K_D = 2,8$. As respostas do sistema resultantes sem controlador, com controlador PID e com controlador PID-Fuzzy são mostradas na Figura 156 em tempo contínuo. Observa-se que o tempo de estabelecimento do controle PID é 0,4s, aproximadamente, e tem um *overshoot* considerável, mas o controle PID-Fuzzy é mais rápido aproximadamente 0,35s. Também, é muito mais suave (não possui *overshoot*), em consequência de ele produzir um nível aceitável de sinal de controle para não danificar o atuador neste caso o sistema de excitação.

Figura 156 – SERT-AC4A com redução do ganho transitório com controlador PID e PID-Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

8.2 PROJETO DO CONTROLADOR HÍBRIDO PID-FUZZY TAKAGI-SUGENO-KANG PARA A REGULAÇÃO DE FREQUÊNCIA

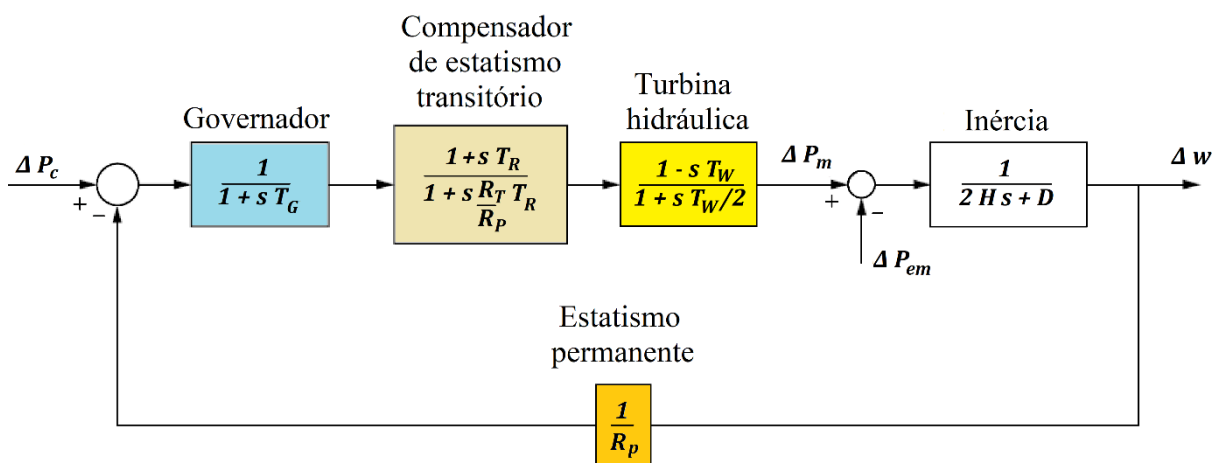
No Capítulo 3, foram apresentadas as bases teóricas para a estabilidade do sistema elétrico de potência, definindo a estabilidade de frequência. No capítulo 4, apresentamos a modelagem do sistema de potência, nesta parte apresentamos a modelagem da regulação de velocidade (SERT) para poder fazer o estudo do controle de frequência.

Como resumo, pode-se dizer que a *Estabilidade de frequência* é a habilidade de um sistema de potência para manter a frequência do sistema dentro dos limites operacionais especificados. Geralmente, a instabilidade de frequência é resultado de um desequilíbrio significativo entre a carga e a geração. Está associada a uma coordenação deficiente de equipamentos de controle e de proteção, reservas insuficientes de geração e inadequações nas respostas do equipamento. (BEVRANI; WATANABE; MITANI, 2014).

8.2.1 Controlador híbrido PID-Fuzzy Takagi-Sugeno para a Turbina Hidráulica

As velocidades da turbina devem ser controladas rigorosamente dentro de limites de variação estreitos, sob todos os tipos de condições de carga. Isto tem de ser acoplado com produção de energia maximizada em condições econômicas de fluxo de água (TAGARE, 2011). O modelo da turbina hidráulica é mostrado na Figura 97 (b). Na Figura 157 apresenta-se o diagrama de blocos do regulador da turbina hidráulica. Ele foi elaborado tomando-se como base a Figura 97 (b) do Capítulo 4.

Figura 157 – Diagrama de blocos do Regulador de frequência da turbina hidráulica.



Fonte: Adaptado de (SAMBARIYA; FAGANA, 2017).

Os principais parâmetros da Figura 157 são:

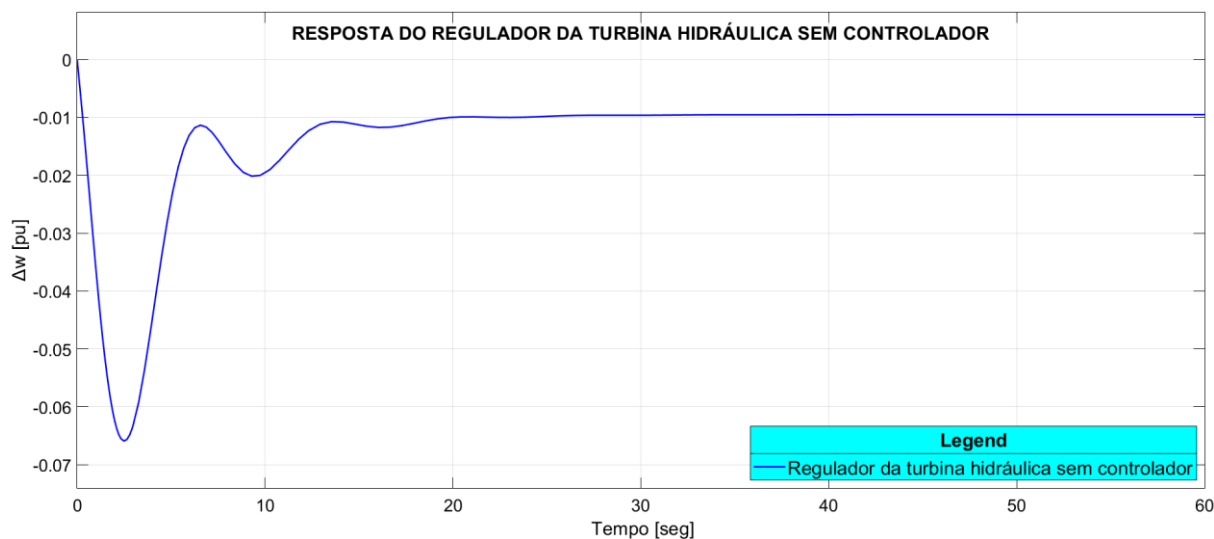
$$\Delta P_c = 0 \text{ pu}; \Delta P_{em} = 0.2 \text{ pu}$$

$$T_G = 0,2 \text{ s}; T_R = 5 \text{ s}; R_T = 0.3; R_P = 0,05; T_W = 1 \text{ s}; H = 3 \text{ s}; D = 1$$

A variação da potência controlada ΔP_c é indicada como uma potência de referência à entrada do somador. Isso determina o ponto inicial característico do regulador da frequência

(MURTY, 2011).

Figura 158 – Regulador de frequência da turbina hidráulica sem controlador.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 158, observa-se que comportamento do regulador em função do tempo. O regulador de velocidade está submetido a uma variação de carga ΔP_{em} e não se pode recuperar o referido desequilíbrio por causa de que o regulador não tem um controlador. Então, projeta-se um controlador PID de arquitetura paralela com filtro derivativo (N) para que o regulador possa se recuperar depois de haver sido submetido a uma variação de carga, como é mostrado na Figura 159.

Fazendo a sintonização adequada do controlador PID de arquitetura com filtro paralelo, seguindo os passos da sintonização manual do Capítulo 7, Seção 7.1.4.1 com filtro derivativo $N = 100000$ (MATHWORKS, 2018) obtém-se os parâmetros $K_P = 0,25$, $K_I = -0,15$ e $K_D = -0,1$.

Então, os principais parâmetros da Figura 159 são:

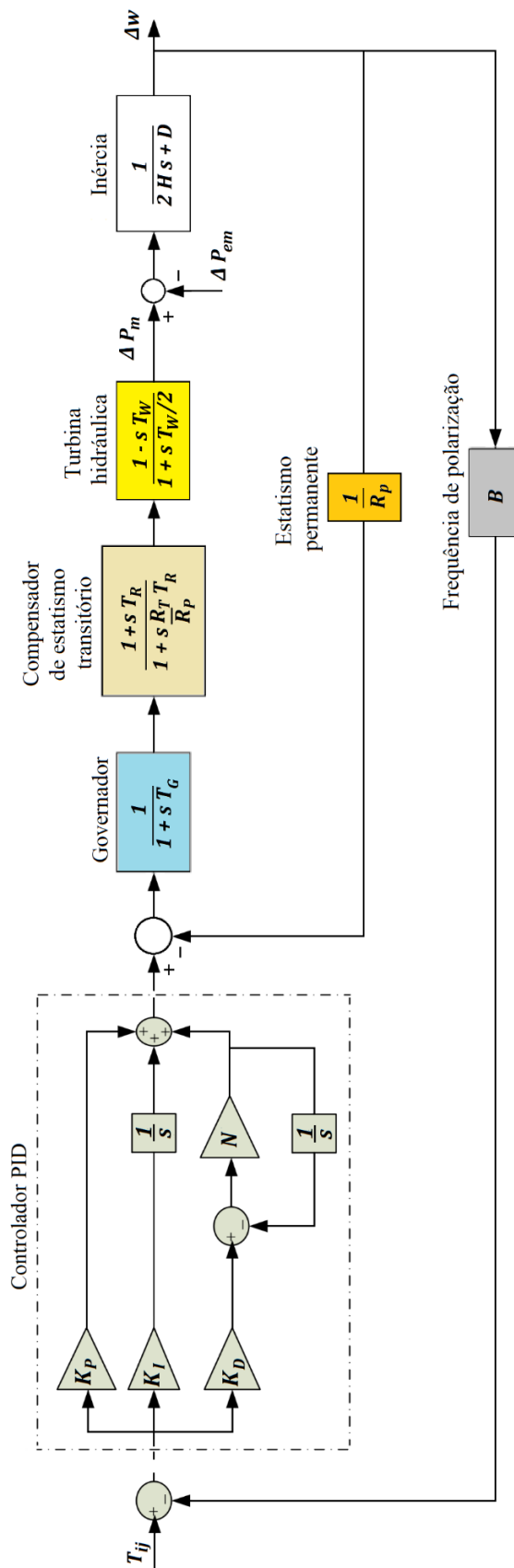
$$K_P = 0,25; K_I = -0,15; K_D = -0,1$$

$$T_{ij} = 0 \text{ pu}; \Delta P_{em} = 0.2 \text{ pu}$$

$$T_G = 0,2 \text{ s}; T_R = 5 \text{ s}; R_T = 0.3; T_W = 1 \text{ s}; H = 3 \text{ s}; D = 1; R_p = 0,05; B = 1/R_p + D$$

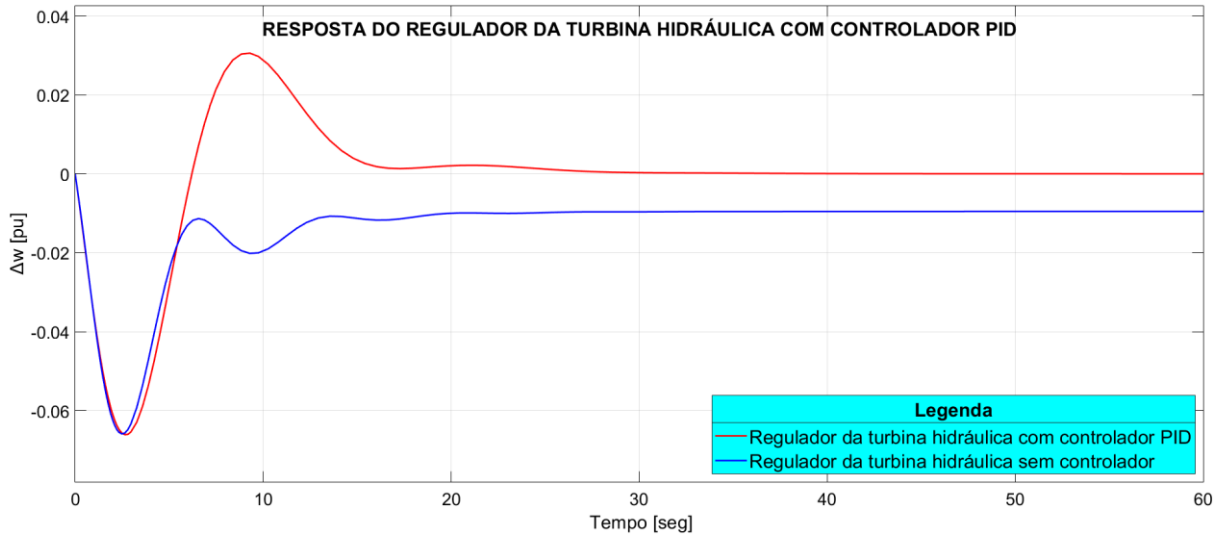
Considerando-se os dados anteriores, realiza-se a simulação e obtém-se o gráfico ilustrado na Figura 160. Observa-se que com o controlador PID, o regulador pode se recuperar depois de haver sido submetido a uma variação de carga. O tempo de estabelecimento é aproximadamente 30s.

Figura 159 – Diagrama de blocos do regulador de frequência da turbina hidráulica com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 160 – Regulador de frequência da turbina hidráulica com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Assim sendo, realiza-se o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy (Figura 161) baseado com os dados obtidos no controlador PID. Observando as respostas do sistema $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$ com o controlador PID e depois de haver feito a sintonização adequada. Os intervalos de operação OR_e , OR_i , OR_d , e OR_u podem ser definidos de acordo com a equação (8.15).

Para obter os parâmetros de sintonização, pode-se assumir que $a_e = 1$, isto porque o sistema não possui uma variável de referência. Fazendo isto, tem-se:

$$\text{Intervalo de operação para } e(t) : OR_e = [-a_e; a_e], a_e = 1$$

$$OR_e = [-1; 1]$$

$$\text{Intervalo de operação para } u(t) OR_u = [-a_u; a_u], K_P = \frac{a_u}{3a_e} \rightarrow a_u = K_P 3a_e = (0,25) 3(1)$$

$$OR_u = [-a_u; a_u] = [-0,75; 0,75]$$

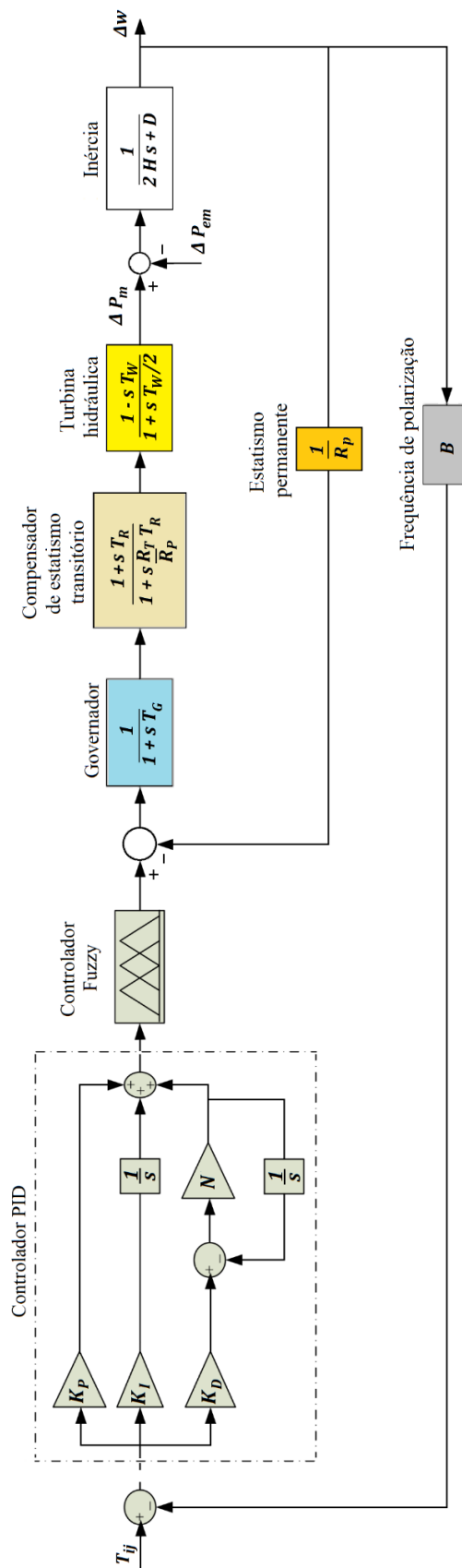
$$\text{Intervalo de operação para } \int e(t) : OR_i = [-a_i; a_i], K_I = \frac{a_u}{3a_i} \rightarrow a_i = \frac{a_u}{3K_I} = \frac{0,75}{3(-0,15)}$$

$$OR_i = [-a_i; a_i] = [-1,667; 1,667]$$

$$\text{Intervalo de operação para } \dot{e}(t) : OR_d = [-a_d; a_d], K_D = \frac{a_u}{3a_d} \rightarrow a_d = \frac{a_u}{3K_D} = \frac{0,75}{3(-0,1)}$$

$$OR_d = [-a_d; a_d] = [-2,5; 2,5]$$

Figura 161 – Diagrama de blocos do regulador de frequência da turbina hidráulica com controlador híbrido PID-Fuzzy.



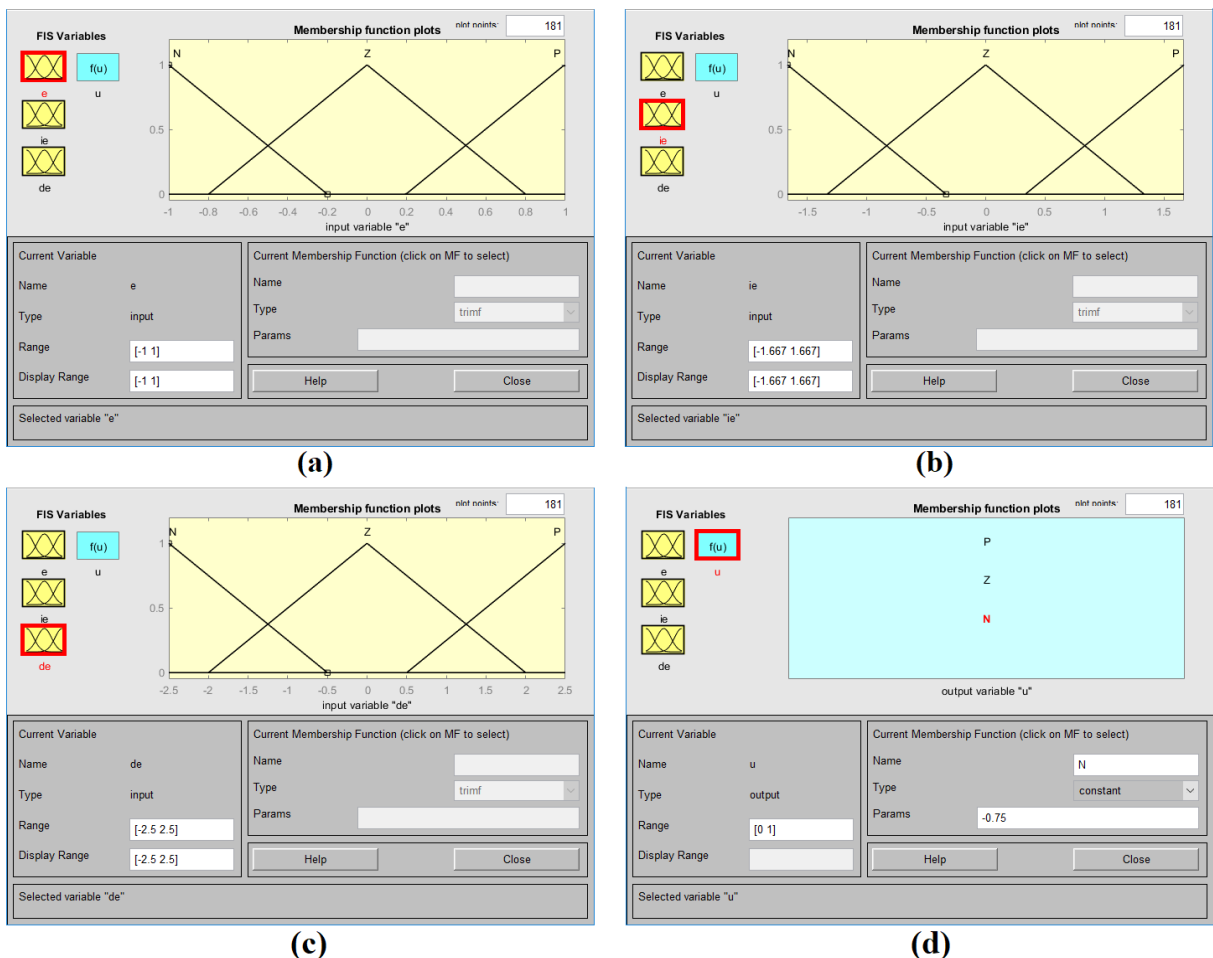
Fonte: Elaboração do próprio autor.

O projeto PID-Fuzzy, ilustrado na Figura 161, deve ser definido a partir do método de inferência Takagi-Sugeno. Com base nos intervalos operacionais das quatro variáveis ($e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$) fuzzy, as funções de pertinência correspondentes podem ser definidas como é mostrado na Figura 145.

Para as 3 entradas $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ tem-se 3 conjuntos fuzzy para cada um conjunto ($m = 3$), que são igualmente espaçados e triangulares. Por outro lado, a variável fuzzy de saída $u(t)$, aplicando-se o mesmo procedimento anterior (Seção 8.1.1), deveria ser fuzzificada por 3 funções de pertinência singleton como mostra-se na Figura 145.

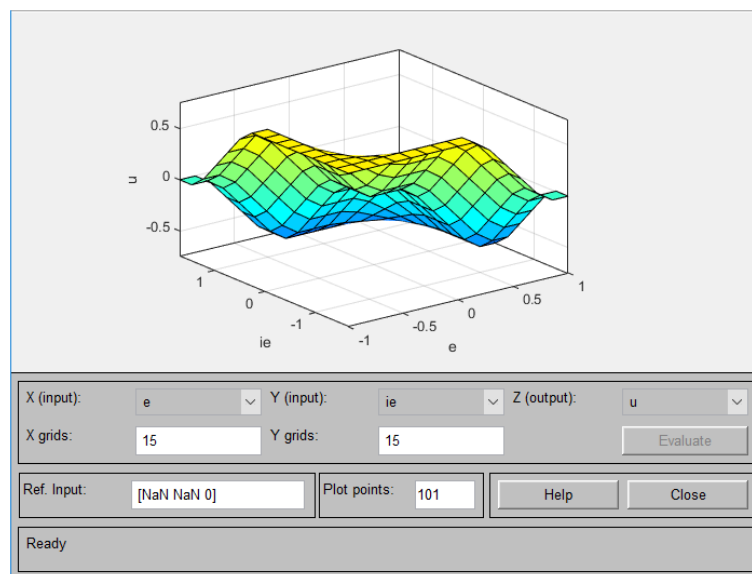
Na Tabela 8, mostra-se as 27 regras de controle para o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy, baseadas nas regras em forma de cubo das 3 entradas ($e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$) e 1 saída ($u(t)$) (veja a Figura 145).

Figura 162 – Funções de pertinência das variáveis fuzzy (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID-Fuzzy para o regulador de frequência da turbina hidráulica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 163 – A vista da superfície de controle do controlador PID-Fuzzy para o regulador de frequência da turbina hidráulica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

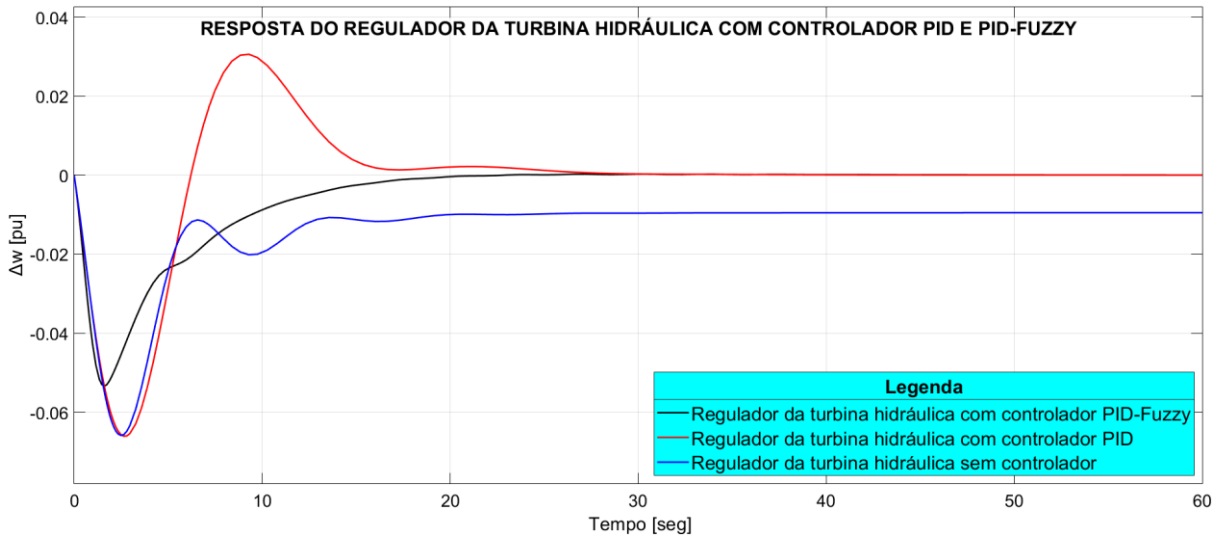
Na Figura 162 mostram-se as configurações de todas as funções de pertinência para as 3 entradas e 1 saída usando-se a toolbox *fuzzyLogicDesigner* do MATLAB. Na Figura 163, observa-se a vista da superfície de controle do controlador híbrido PID-Fuzzy para o regulador da turbina hidráulica.

Para a nova sintonização do controlador híbrido PID-Fuzzy, usa-se o mesmo procedimento para o caso de um sistema de controle convencional (REZNIK; DIMITROV, 1998) (Capítulo 7, Seção 7.1.4.1). Então, fazendo-se a sintonização dos novos parâmetros de sintonia obtém-se $K_p = 0,164$, $K_I = 0,06$ e $K_D = 0,5$. As respostas do sistema resultantes sem controlador, com controlador PID e com controlador PID-Fuzzy são mostradas na Figura 164 em tempo contínuo. Observa-se que o tempo de estabelecimento do controle PID é 30s, aproximadamente, apresenta um *overshoot* considerável, mas o controle PID-Fuzzy é mais rápido (aproximadamente 20s). Também, é muito mais suave (não apresenta *overshoot*). Como consequência, ele produz um nível aceitável de sinal de controle com vistas a não danificar o atuador, neste caso, o conjunto de o sistema hidráulico e as palhetas diretrizes.

Atualmente, os modernos sistemas de regulação de velocidade ou de frequência são implementados dotados de controle PID (vide Figura 165), mas não contemplam os controladores híbridos PID-Fuzzy. Seria ótimo ter implementado este tipo de controle por suas múltiplas vantagens como é visto nos resultados de simulação ilustrados na Figura 164. As

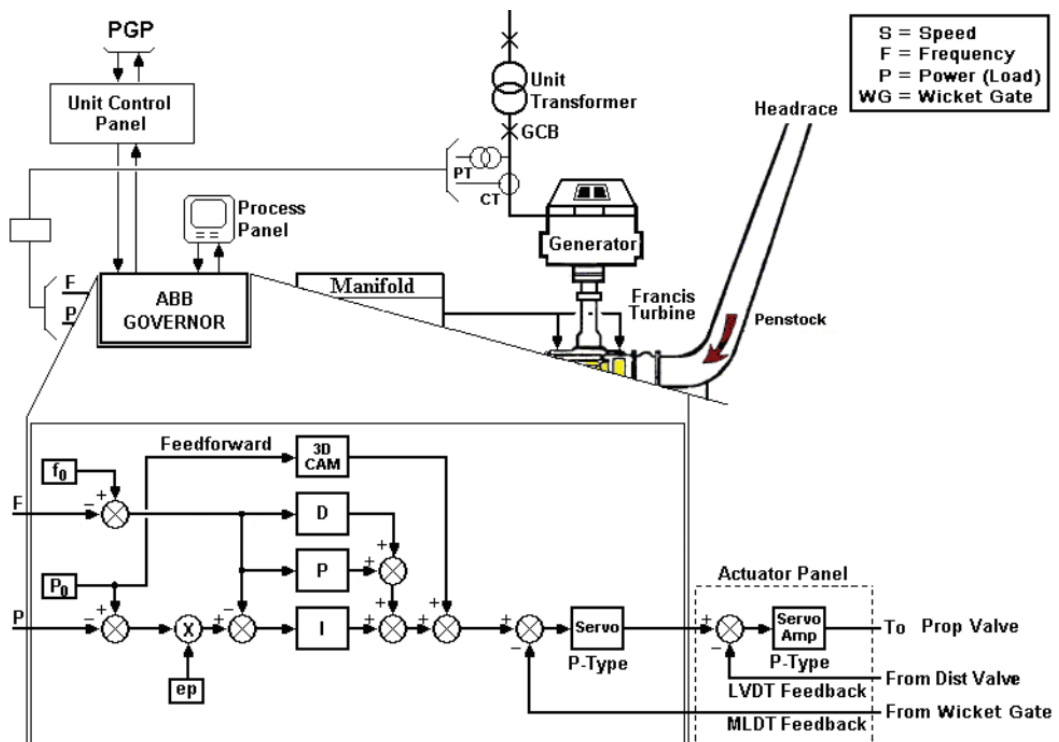
vantagens de ter respostas suaves sem proporcionarem *overshoot* não se danificando os atuadores. Tais atuadores não sofreram esforço e o tempo de vida deles será bem mais extenso. Assim, pode-se dizer que com o controle híbrido PID-Fuzzy está-se implementando a “manutenção preventiva”.

Figura 164 – Regulador de frequência da turbina hidráulica com controlador PID e PID-Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 165 – Controles simplificados do regulador de frequência ABB da turbina Francis



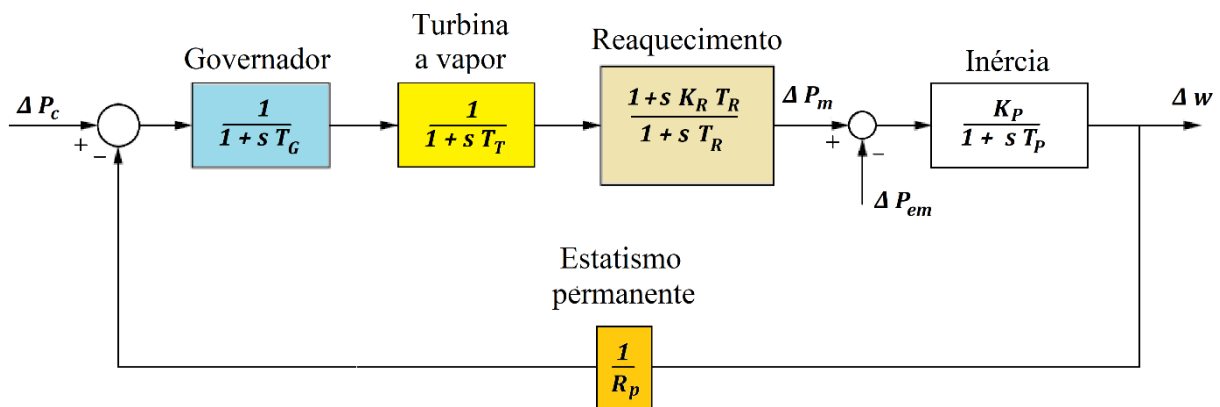
Fonte: (ABB, 2016)

8.2.2 Controlador híbrido PID-Fuzzy Takagi-Sugeno para a Turbina a Vapor

Nas plantas que usam uma turbina, a energia do vapor gerado pela caldeira é primeiramente convertida em energia cinética, depois em rotação mecânica e, finalmente, em energia elétrica. Ao sair da turbina, o fluido é alimentado a um condensador que completa a conversão de volta d'água (LINDSLEY; GRIST; PARKER, 2018). O modelo da turbina de vapor, com reaquecimento, é mostrado na Figura 97 (a). Uma modificação normalmente empregada em usinas térmicas de vapor é o reaquecimento. Com o reaquecimento, uma usina térmica pode aproveitar a eficiência que resulta do aumento das pressões mais altas da caldeira e, também, evitar o vapor de baixa qualidade na saída da turbina (MORAN et al., 2010)

Na Figura 166 apresenta-se o diagrama de blocos do regulador da turbina a vapor com reaquecimento. Ele foi elaborado em base a Figura 97 (a) do Capítulo 4.

Figura 166– Diagrama de blocos do regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento.



Fonte: Adaptado de (SAMBARIYA; FAGANA, 2017).

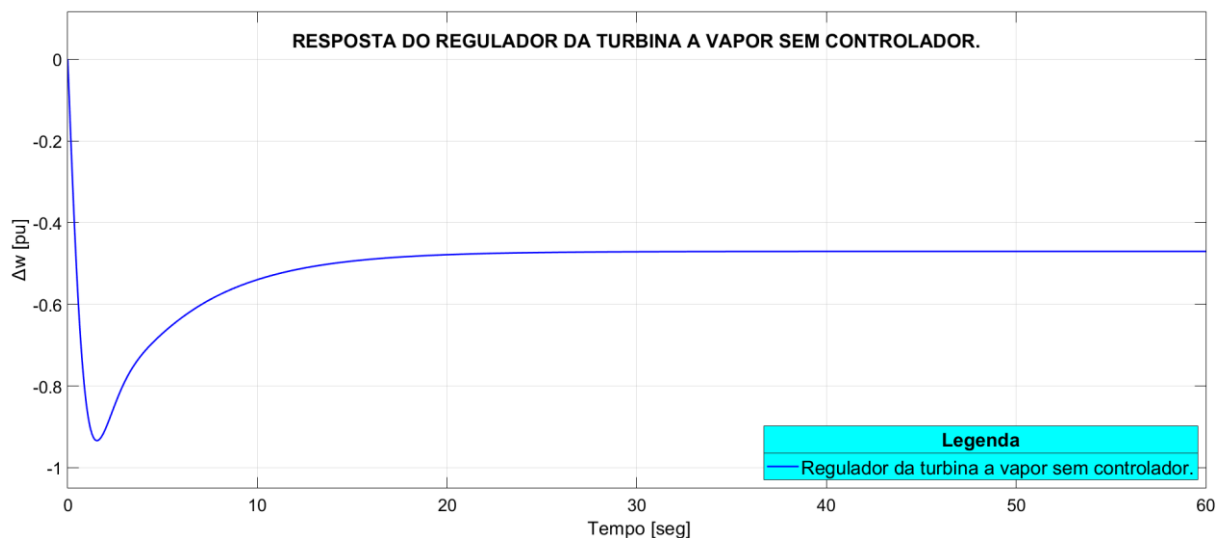
Os principais parâmetros da Figura 166 são:

$$\Delta P_c = 0 \text{ pu}; \Delta P_{em} = 0.2 \text{ pu}$$

$$T_G = 0,08 \text{ s}; T_T = 0,3 \text{ s}; K_R = 0,5; T_R = 10 \text{ s}; K_P = 120; T_P = 20 \text{ s}; R_P = 2,4$$

A variação da potência controlada ΔP_c é indicada como uma potência de referência à entrada do somador. Isso determina o ponto inicial característico do regulador (MURTY, 2011).

Figura 167 – Regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento sem controlador.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da Figura 167 observa-se que comportamento do regulador em função do tempo, o regulador de velocidade ou frequência está submetido a uma variação de carga ΔP_{em} e não se pode recuperar, isto é devido a que o regulador não tem um controlador. Então se vai projetar um controlador PID de arquitetura paralela com filtro derivativo (N) para que o regulador possa recuperar depois de haver sido submetido a uma variação de carga, como mostra-se na Figura 168.

Fazendo a sintonização adequada do controlador PID de arquitetura com filtro paralelo, seguindo os passos da sintonização manual (Capítulo 7, Seção 7.1.4.1) com filtro derivativo $N = 100000$ (MATHWORKS, 2018) obtém-se os parâmetros $K_P = -1$, $K_I = -1,2$ e $K_D = 0,005$.

Então, os principais parâmetros da Figura 168 são:

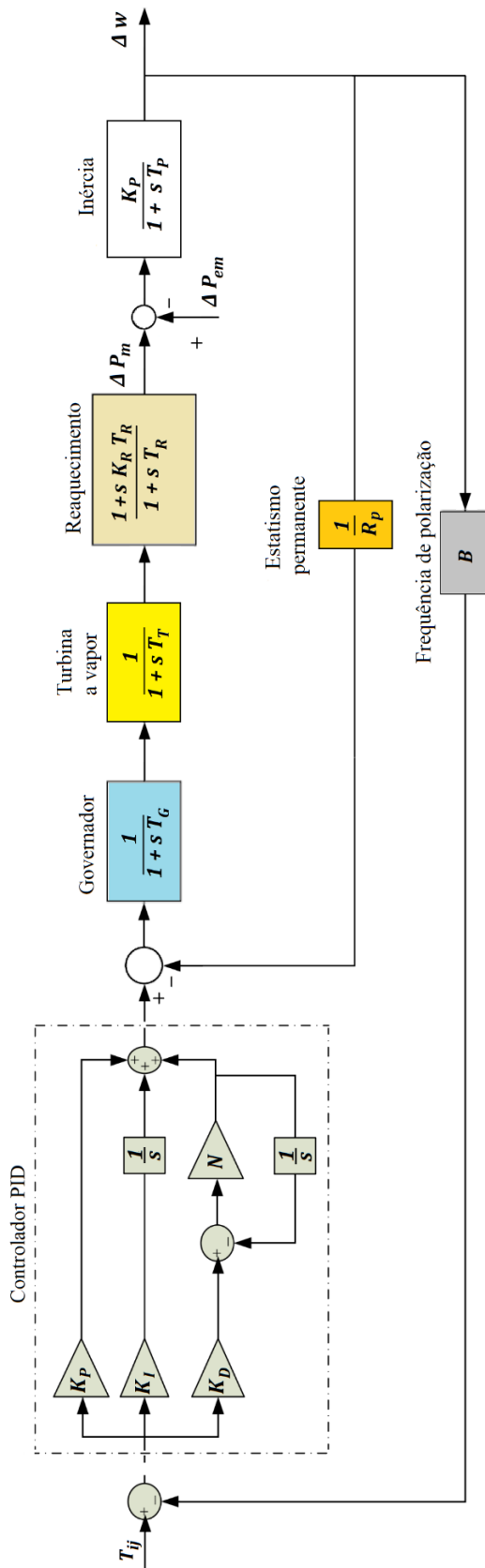
$$K_P = -1; K_I = -1,2; K_D = 0,005$$

$$T_{ij} = 0 \text{ pu}; \Delta P_{em} = 0,2 \text{ pu}$$

$$T_G = 0,08 \text{ s}; T_T = 0,3 \text{ s}; K_R = 0,5; T_R = 10 \text{ s}; K_P = 120; T_P = 20 \text{ s}; R_P = 2,4; B = 0,425$$

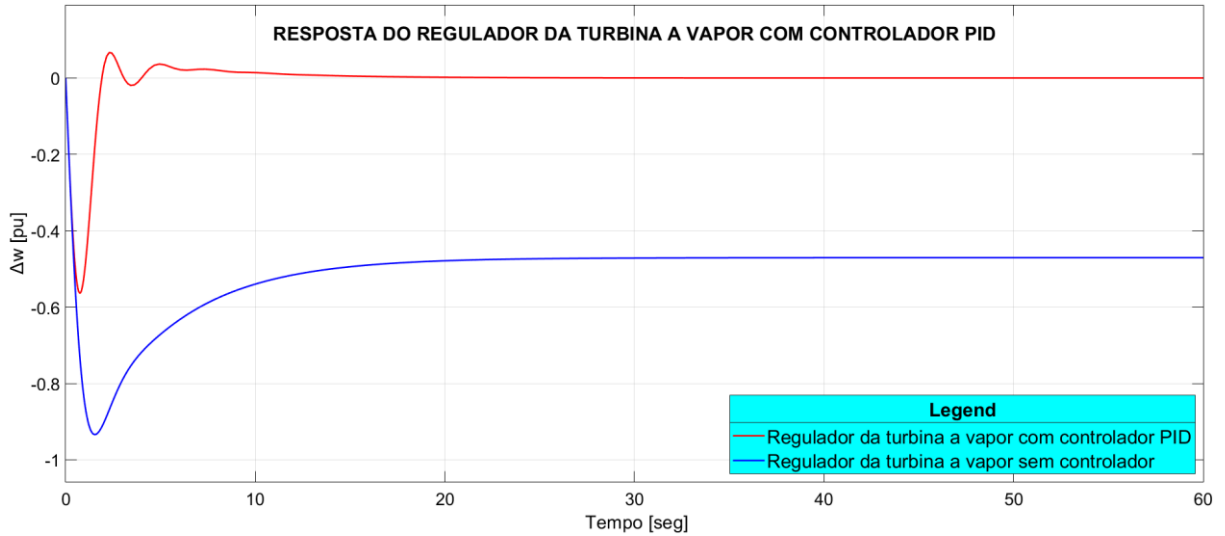
Considerando-se os parâmetros anteriores, realiza-se a simulação e obtém-se o gráfico mostrado na Figura 169. Observa-se que com o controlador PID, o regulador pode-se recuperar depois de ter sido submetido a uma variação de carga. O tempo de estabelecimento é aproximadamente 18s.

Figura 168 – Diagrama de blocos do regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 169 – Regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento com controlador PID.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy (Figura 170) foi baseado com os dados obtidos a partir do controlador PID. Observando as respostas do sistema $e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e de $u(t)$ com o controlador PID depois de ter sido efetivada a sintonização adequada. Os intervalos de operação OR_e , OR_i , OR_d , e OR_u podem ser definidos de acordo com a Equação (8.15).

Para obter os parâmetros de sintonização, pode-se assumir que $a_e = 1$, tendo em vista que o sistema não possui uma variável de referência. Fazendo isto, tem-se.

$$\text{Intervalo de operação para } e(t) : OR_e = [-a_e; a_e], a_e = 1$$

$$OR_e = [-1; 1]$$

$$\text{Intervalo de operação para } u(t) : OR_u = [-a_u; a_u], K_P = \frac{a_u}{3a_e} \rightarrow a_u = K_P 3a_e = (-1) 3(1)$$

$$OR_u = [-a_u; a_u] = [-3; 3]$$

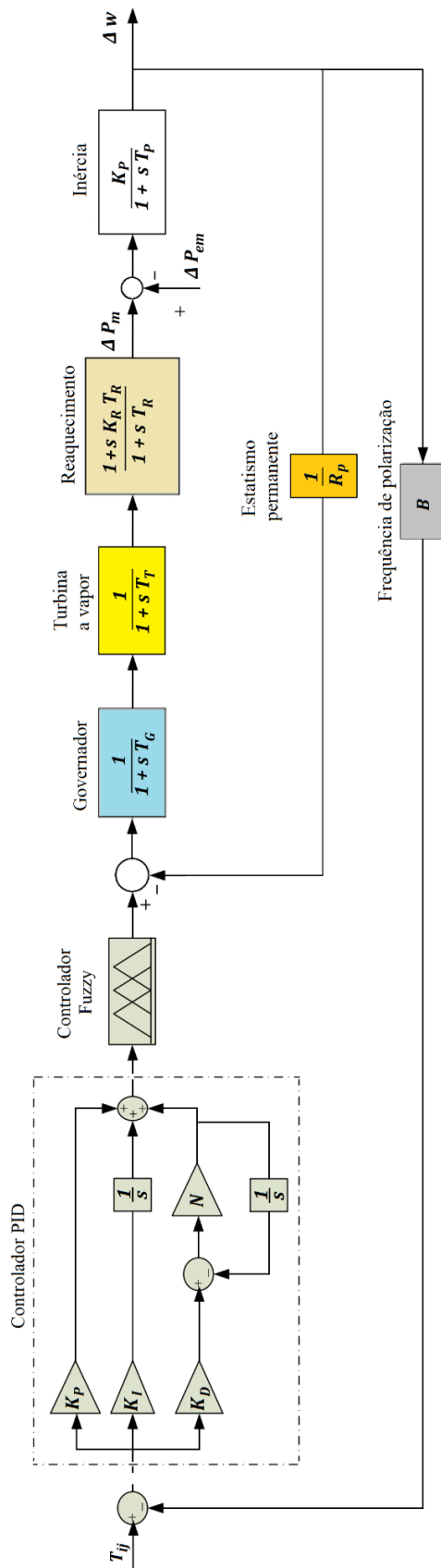
$$\text{Intervalo de operação para } \int e(t) : OR_i = [-a_i; a_i], K_I = \frac{a_u}{3a_i} \rightarrow a_i = \frac{a_u}{3K_I} = \frac{3}{3(-1,2)}$$

$$OR_i = [-a_i; a_i] = [-0,8333; 0,8333]$$

$$\text{Intervalo de operação para } \dot{e}(t) : OR_d = [-a_d; a_d], K_D = \frac{a_u}{3a_d} \rightarrow a_d = \frac{a_u}{3K_D} = \frac{3}{3(0,005)}$$

$$OR_d = [-a_d; a_d] = [-200; 200]$$

Figura 170 – Diagrama de blocos do regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento com o controlador PID-Fuzzy.



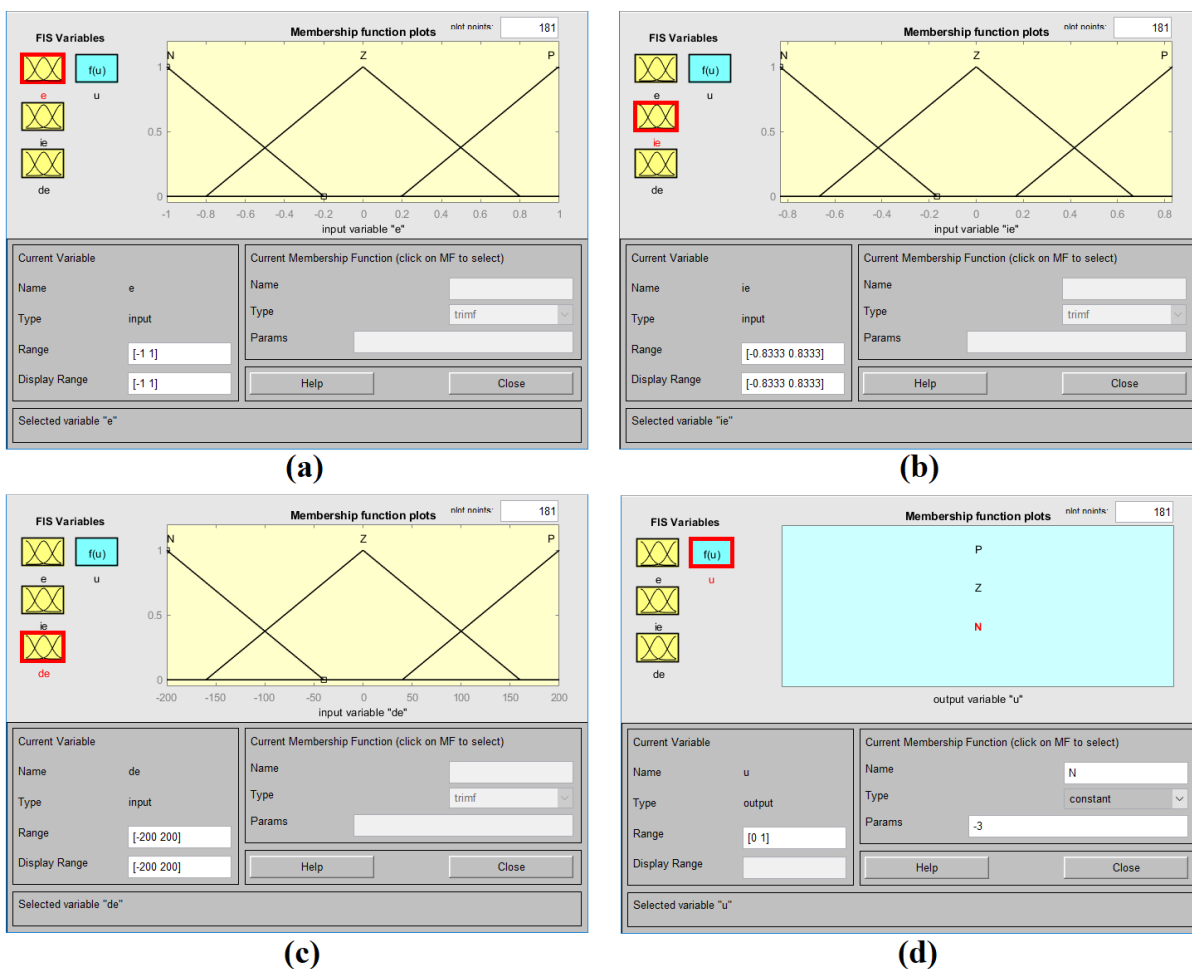
Fonte: Elaboração do próprio autor.

O projeto PID-Fuzzy (Figura 170) deve ser definido a partir do método de inferência Takagi-Sugeno. Com base nos intervalos operacionais dos quatro variáveis ($e(t)$, $\int e(t)$, $\dot{e}(t)$ e $u(t)$) fuzzy, as funções de pertinência correspondentes podem ser definidas pela Figura 145.

Para as 3 entradas $e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$ tem-se 3 conjuntos fuzzy para cada um dos conjuntos ($m = 3$), que são igualmente espaçados e triangulares. Por outro lado, a variável fuzzy de saída $u(t)$, aplicando o mesmo procedimento anterior (secção 8.1.1), dever ser fuzzificada considerando-se 3 funções de pertinência singleton como é mostrado na Figura 145.

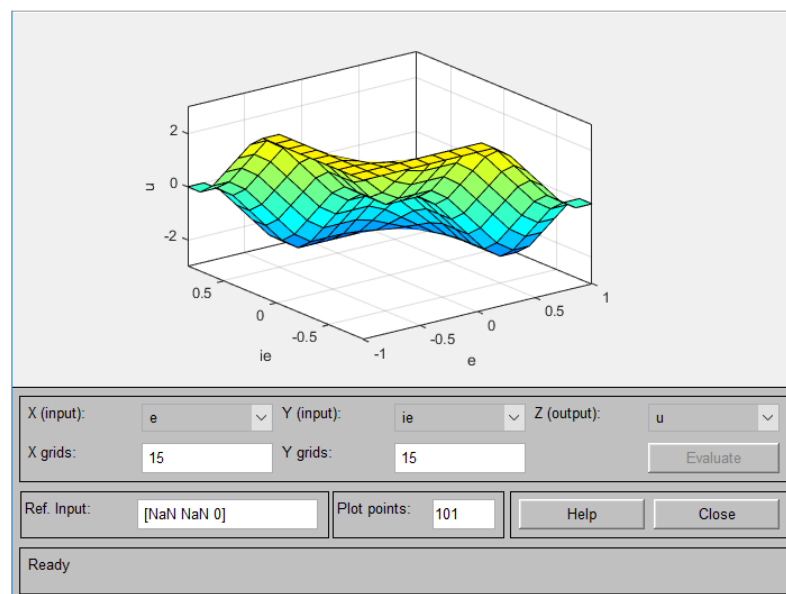
Na Tabela 8, mostram-se as 27 regras de controle para o projeto do controlador híbrido PID-Fuzzy, baseadas nas regras em forma de cubo das 3 entradas ($e(t)$, $\int e(t)$ e $\dot{e}(t)$) e 1 saída ($u(t)$) (vide Figura 145).

Figura 171 – Funções de pertinência das variáveis fuzzy (a) $e(t)$; (b) $\int e(t)$; (c) $\dot{e}(t)$; (d) $u(t)$ em MATLAB do controlador PID-Fuzzy para o Regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 172 – A vista da superfície de controle do controlador PID-Fuzzy para o regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

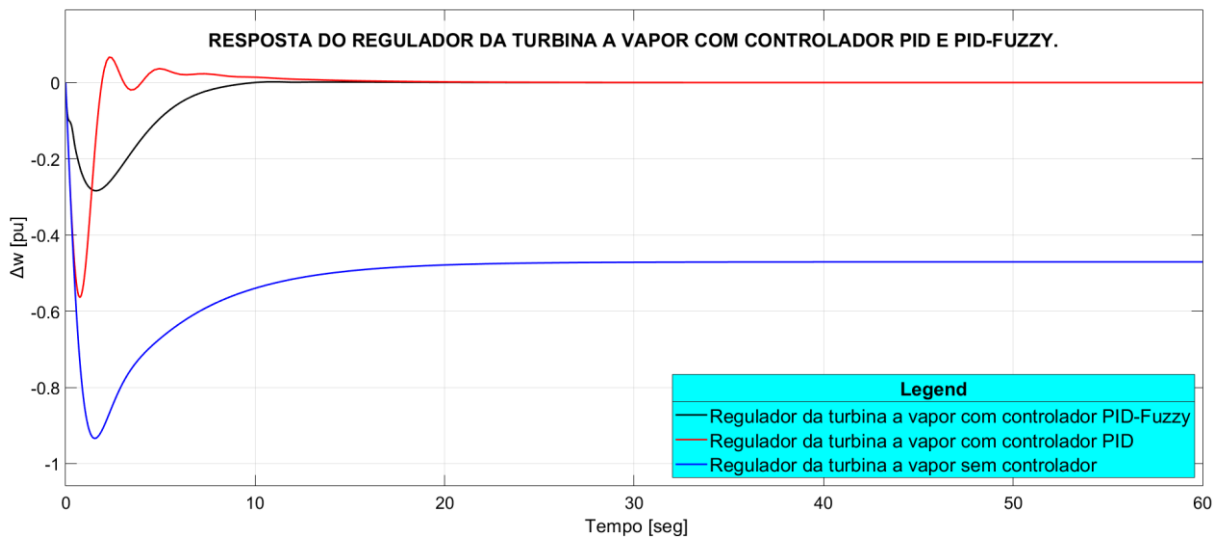
Na Figura 171 mostram-se as configurações de todas as funções de pertinência para as 3 entradas e 1 saída usando-se a toolbox *fuzzyLogicDesigner* do MATLAB. Na Figura 172 observa-se a vista da superfície de controle do controlador híbrido PID-Fuzzy para o regulador da turbina a vapor.

Para a nova sintonização do controlador híbrido PID-Fuzzy, procede-se do mesmo modo ao empregado para a sintonia considerando-se um sistema de controle convencional (REZNIK; DIMITROV, 1998) (Capítulo 7, Seção 7.1.4.1). Portanto, fazendo-se a sintonização dos novos parâmetros, obtém-se $K_P = 1,2$, $K_I = 0,42$ e $K_D = 1$. As respostas do sistema resultantes sem controlador, com controlador PID e com controlador PID-Fuzzy são mostradas na Figura 173, em tempo contínuo. Observa-se que o tempo de estabelecimento do controle PID é 18s, aproximadamente. Possui um *overshoot*, mas o controle PID-Fuzzy é mais rápido, entorno de 10s. Também, é muito mais suave em consequência de ele produzir um nível aceitável de sinal de controle para não danificar o atuador.

Atualmente, os modernos sistemas de regulação de velocidade ou de frequência tem implementados o controle PID, mas não têm implementados os controladores híbridos PID-Fuzzy. Considera-se uma ótima alternativa a implementação deste tipo de controle por suas múltiplas vantagens como observado nos resultados de simulação ilustrados na Figura 173. As vantagens de ter respostas suaves, sem *overshoot*, é evitar danos dos atuadores. Ou seja, estes

atuadores não sofrem esforços e, com isto, o tempo de vida é maximizado. Então, pode-se afirmar o emprego do controle híbrido PID-Fuzzy está-se introduzindo a “manutenção preventiva”.

Figura 173 – Regulador de frequência da turbina a vapor com reaquecimento com controlador PID e PID-Fuzzy.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

9 PESQUISAS DESENVOLVIDAS E PROPOSTA

Os sistemas de potência do século XXI apresentarão um desafio ainda mais formidável, pois são forçados a operar mais perto de seus limites de estabilidade (KUNDUR, 1994).

As interconexões continuam a crescer com o maior uso de novas tecnologias, como a transmissão HVDC multiterminal. Uso mais extenso de capacitores em derivação está sendo feito. A composição e as características das cargas estão mudando. Essas tendências contribuíram para as mudanças significativas nas características dinâmicas dos sistemas modernos de potência. Os modos de instabilidade são cada vez mais complexos e requerem um controle cada vez mais adequado para o controle de tensão e frequência nos SEP. Em particular, a instabilidade de tensão e as oscilações interárea de baixa frequência tornaram-se uma fonte de preocupação maior no passado. Enquanto esses problemas costumavam ocorrer em situações isoladas, eles agora se tornaram mais comuns. Por conseguinte, necessita-se de uma coordenação adequada dos sistemas de proteção e de controle para a tensão e para a frequência.

Consequentemente, nos últimos anos, a aplicação de estratégias de inteligência computacional, tornou-se um dos campos de pesquisa mais proeminentes dentro da área de controle. Esse novo paradigma foi desenvolvido para resolver problemas. Como resultado dessas novas técnicas ou estratégias de controle, métodos de controle baseados em redes neurais, conjuntos de lógica *fuzzy* (nebulosa), computação evolucionária, sistemas imunológicos artificiais e sistemas de colônias de formigas têm sido propostos (MUÑOZ, 2010). Na presente pesquisa, foi apresentado um projeto de um controlador híbrido PID-*Fuzzy* contemplando o método de inferência Takagi-Sugeno, para obter tempos de respostas mais rápidas e suaves no sistema para o controle do regulador de tensão e de frequência.

Atualmente, os modernos sistemas de regulação de velocidade ou de frequência tem sido relatado a implementação do controle PID. Porém, não contemplam os controladores híbridos PID-*Fuzzy*. Nesta pesquisa, foram realizados estudos sobre os efeitos da inclusão dos controladores híbridos PID-*Fuzzy*, os quais evidenciaram vantagens importantes como: (1) maior rapidez de atuação no sistema de controle; (2) ausência de *overshoot*.

10 CONCLUSÕES

Como resultado da pesquisa apresentada, é possível concluir que:

- As equações obtidas e apresentadas do modelo da máquina síncrona de 6ª ordem, expostas, nesta pesquisa são válidas e estão em consonância com as comparações feitas em relação à bibliografia.
- Ao fazer as simplificações necessárias (Secção 4.2.1) nos modelos de máquinas síncronas, em estudos de estabilidade, os requisitos de dados e o esforço computacional são minimizados, pois não se observaram problemas no custo computacional ao simular os modelos da máquina.
- Quando não se tem o bloco de ganho transitório acoplado ao SERT-DC1A (Figura 4.45 e 4.46), ele se torna mais instável, mas com o acoplamento dele o sistema torna-se (Figura 4.47 e 4.48) mais estável e cobre a faixa de ganho maior do amplificador K_a .
- Acoplando o bloco do estabilizador do sistema de excitação ao SERT-DC1A (Figura 4.49 e 4.50), observa-se que o regulador de tensão é mais rápido que o regulador de tensão sem ele (Figura 4.45 e 4.46).
- O tempo de resposta do SERT-AC4A (Estática) sem e com redução de ganho transitório é muito menor que do SERT-DC1A com laço do estabilizador do sistema de excitação (Figura 4.53).
- No bloco do estatismo transitório (Figura 4.67), quando aumentamos o valor do R_t , o regulador de velocidade com estatismo transitório e permanente torna-se mais estável (Figura 4.68).
- Se aplicarmos um aumento de carga a uma usina hidráulica de um sistema isolado em vazio, a variação frequência angular ($\Delta\omega$) diminui ligeiramente abaixo de 60Hz (Figura 4.71) e se removemos carga, $\Delta\omega$ aumenta ligeiramente por acima de 60Hz (Figura 4.72).
- A lógica *fuzzy* (nebulosa) fornece certo nível de inteligência artificial para os controladores PID convencionais, levando aos controladores híbridos PID-*Fuzzy* a ser mais efetivos que os controladores PID convencionais para os reguladores de tensão e de frequência.
- Os controladores híbridos PID-*Fuzzy*, para os reguladores de tensão e de frequência, possuem uma forte capacidade de adaptação a sistemas não lineares, sistema variante

no tempo e sistemas incertos onde não é possível conhecer o processo ou planta do sistema.

- Nesta pesquisa, foi observado que, para os reguladores de tensão e de frequência, o PID convencional possui mais tempo de estabilização, se comparado ao controlador híbrido PID-*Fuzzy*. Portanto, o controlador híbrido PID-*Fuzzy* torna o sistema mais rápido e eficiente.
- No controlador PID convencional, tem-se a presença do *overshoot*, mas com o controlador híbrido PID-*Fuzzy* este efeito foi eliminado, tornando uma resposta de controle mais suave e sem a presença do *overshoot*, com isto não vamos danificar os atuadores. Eles não sofreram esforço e o tempo de vida, via de regra, vai ser maior. Desta constatação, pode-se dizer que com o controle híbrido PID-*Fuzzy* estás fazendo uma manutenção preventiva.
- A variação do sistema causada por perturbações de carga é menor com o controlador híbrido PID-*Fuzzy*, o que prova que este controlador é mais robusto em comparação ao desempenho do controlador PID convencional. Portanto, pode-se concluir que o controlador PID difuso melhora o desempenho do sistema e é mais adequado para unidades de alto desempenho como os reguladores de tensão e de frequência.
- Os controladores híbridos PID- *Fuzzy* têm um futuro promissor para várias aplicações.

REFERÊNCIAS

- ASEA BROWN BOVERI - ABB. **Fundamentals of excitation systems**. Turgi, 2005.
- ASEA BROWN BOVERI - ABB. **Hydro power intelligent solutions for hydro governors**. Burlington, 2016.
- ASEA BROWN BOVERI - ABB. **Electrical transmission and distribution reference book**. 5. ed. Pensilvania, 1997.
- ABDEL-KHALIK, A. S. et al. Steady-state performance and stability analysis of mixed pole machines with electromechanical torque and rotor electric power to a shaft-mounted electrical load. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. Glasgow, v. 57, n. 1, p. 22–34, 2010.
- ABEDINIFAR, M. Hybrid intelligent controlling action in cold fluid outflow temperature of shell and tube heat exchangers. **International Journal of Advanced Research (IJAR)**. Tabriz, v. 4, n. 11, p. 784–790, 2016.
- ACHA, E. et al. **FACTS Modelling and simulation in power networks**. Chichester: John Wiley & Sons, 2004.
- ALLER, M. **Máquinas eléctricas rotativas**. Caracas: Equinoccio, 2007.
- ANDERSON, P.; FOUAD, A. **Power system control and stability**. New Jersey: Wiley interscience, 2003.
- ANTÃO, R. **Type-2 fuzzy logic: uncertain systems modeling and control**. Beijing: Springer International, 2017.
- ASTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID controllers: Theory, design, and tuning**. North Carolina: ISA The International Society of Automation, 1995.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **Control PID avanzado**. Madrid: Pearson Prentice Hall, 2009.
- BAKHTVAR, M. et al. Synchronizing torque impacts on rotor speed in power systems. **IEEE**

Transactions on power systems. Dublin, v. 32, n. 3, p. 1927–1935, 2017.

BENZAOUIA, A.; EL HAJJAJI, A. **Advanced Takagi-Sugeno fuzzy systems.** Switzerland: Springer International, 2014.

BEVRANI, H.; WATANABE, M.; MITANI, Y. **Power system monitoring and control.** New Jersey: Wiley, 2014.

CALVO, T. C.; TORRENS, J. S. **Fuzzy logic and information fusion.** Switzerland: Springer International, 2016.

CELIKYILMAZ, A.; TÜRKSEN, I. B. **Modeling uncertainty with fuzzy logic.** Berlin: Springer International, 2009.

CHAO, C. et al. Equivalence between fuzzy PID controllers and conventional PID Controllers. **Applied Sciences**, Taiwan, v. 7, n. 6, p. 1-12, 2017.

CHAPMAN, S. J. **Electric machinery fundamentals.** New York : McGraw-Hill, 2012.

CHEN, G.; TAT PHAM, T. **Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems.** Florida: CRC Press, 2000.

CRUZ, J. et al. **PID Controller design approaches.** Oaxaca: INTECH open science open minds, 2012.

DE BARROS, L. C.; BASSANEZI, R. C.; LODWICK, W. A. **A First course in fuzzy logic , fuzzy dynamical systems , and biomathematics.** Berlin: Springer International, 2017.

DE CARVALHO, P. **Estabilidade de sistemas elétricos.** Itajubá: Grupo de engenharia de sistemas, 2006.

EL-HAWARY, M. E. **Electric power applications of fuzzy systems.** New York: IEEE Press series on power engineering, 1998.

EREMIA, M.; SHAHIDEHPOUR, M. **Handbook of electrical power system dynamics: modeling, stability, and control.** New Jersey: Wiley-IEEE, 2013.

ERENOGLU, An intelligent hybrid fuzzy PID controller. EUROPEAN CONFERENCE ON MODELLING AND SIMULATION, 20th., 2006, Bonn. **Proceedings [...]** [S. l.: s. n.], 2006.

p. 62-67.

ESPINOSA, J.; VANDEWALLE, J.; WERTZ, V. **Fuzzy logic, identification and predictive control**. London: Springer International, 2005.

GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. **Power systems analysis and design**. Stamford: Cengage Learning Custom, 2011.

GRIGORIE, T. L. **Fuzzy controllers, theory and applications**. Rijeka: Intech open, 2011.

HUDEC, M. **Fuzziness in information systems**. Switzerland: Springer International, 2016.

IEEE. **IEEE guide for synchronous generator modeling practices and applications in power system stability analyses**. New York : IEEE standards association, 2003.

IEEE. **IEEE Recommended practice for excitation system models for power system stability studies (IEEE Std 421.5-1992)**. New York: IEEE Standards association, 2016.

ITAIPU, B. **Usina hidrelétrica de Itaipu: principais características técnicas**. Itaipu, 2017. p. 30.

JANTZEN, J. **Foundations of fuzzy control: a practical approach**. New Delhi: Wiley, 2013.

JOHNSON, M. A.; MORADI, M. H. **PID Control new identification and design methods**. London: Springer International, 2005.

KAHRAMAN, C.; KAYMAK, U.; YAZICI, A. **Fuzzy logic in its 50th year**. Switzerland: Springer International, 2016.

KARADY, G. G.; HOLBERT, K. E. **Electrical energy conversion and transport**. New Jersey: Wiley, 2013.

KRISHNA, S. **An introduction to modelling of power system components**. New York: Springer International, 2014.

KUNDUR, P. **Power system stability and control**. New York: Mcgraw-Hill, 1994.

KUNDUR, P. et al. Definition and Classification of Power System Stability IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions. **IEEE Transactions on power systems**, Toronto, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, ago. 2004.

- LIN, J.; MAGNAGO, F. H. Electric Power System. In: **Electricity markets: theories and applications**. New Jersey : John Wiley & Sons, 2017. p. 29–55.
- LINDSLEY, D.; GRIST, J.; PARKER, D. **Thermal power plant control and instrumentation: the control of boilers and HRSGs**. London: IET The Institution of Engineering and Technology, 2018.
- MACHOWSKI, J.; W. BIALEK, J.; R. BUMBY, J. **Power system dynamics stability and control**. Great Britain: Wiley, 2008.
- MAHMOUD, M. S. **Fuzzy control , estimation and diagnosis**. Saudi Arabia: Springer International, 2018.
- MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller. **International Journal of Man-Machine Studies**, Queen, v. 7, p. 1–13, 1975.
- MATHWORKS. **PID Controller continuous-time or discrete-time**. Massachusetts, Matlab, 2018
- MICHELS, K. et al. **Fuzzy control: fundamentals, stability and design of fuzzy controllers**. Berlin: Springer International, 2006.
- MILANO, F. **Power system modelling and scripting**. New York: Springer International, 2010.
- MOON, B. S. Equivalence between fuzzy logic controllers and PI controllers for single input systems. **Korea Atomic Energy Research Institute**, Taejon, v. 69, n. 2, p. 105–113, 1995.
- MORA, J. F. **Máquinas eléctricas**. Madrid: McGraw-Hill, 2008.
- MORAN, M. J. et al. **Fundamentals of engineering thermodynamics**. New Jersey: Wiley, 2010.
- MUNAKATA, T. **Fundamentals of the new artificial intelligence**. 2. ed. London: Springer International Publishing, 2008.
- MUÑOZ, J. P. **Inteligencia computacional inspirada en la vida**. España: Universidad de Malaga, 2010.

- MURTY, P. S. R. **Operation and control in power systems**. Hyderabad, India: CRC Press, 2011.
- NAZMUL, S.; HOJJAT, A. **Computational intelligence: Synergies of fuzzy logic, neural networks and evolutionary computing**. New Delhi: Wiley, 2013.
- OGATA, K. **Modern control engineering**. New Jersey : Pearson Prentice Hall, 2010.
- PANDEY, B.; KARKI, A. **Hydroelectric energy renewable energy and the environment**. New Mexico: CRC Press, 2017.
- PONCE, P. **Inteligencia artificial con aplicaciones a la ingeniería**. Mexico: Marcombo, 2011.
- RAMÍREZ, R. **Estabilidad de sistemas de potencia**. Lima, UNI, , 2015.
- REZNIK, L.; DIMITROV, V. **Fuzzy systems design social and engineering applications**. Berlin: Springer International, 1998.
- RODRÍGUEZ, A. **Campos magnéticos de dispersión**. España: Universidad de Cantabria, 2011. `
- SACCOMANNO, F. **Electric power system analysis and control**. New Jersey: Wiley, 2003.
- SAMBARIYA, D. K.; FAGANA, R. Load Frequency Control of Multi-Area Hydro Thermal Power System Using Elephant Herding Optimization Technique. **Journal of Automation and Control**, Kota, v. 5, n. 1, p. 25–36, 2017.
- SARAILOO, M.; WU, N. E.; BAY, J. S. Transient stability assessment of large lossy power systems. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Binghamton, v. 12, n. 8, p. 1822–1830, 2018.
- SEN, P. **Principles of electric machines and power electronics**.Kingston: Wiley, 2013.
- SIEMENS. **Steam turbine SST** .Hannover: Siemens, 2010.
- SOUSA, J. M. C.; UZAY, K. **Fuzzy decision making in modeling and control**. Singapore: World Scientific, 2002.
- SUGENO, M. An Introductory Survey of Fuzzy Control. **Tokyo Institute of Technology**. Yokohama, v. 36, n. .p. 59–83, 1985.

- TAGARE, D. M. **Electricity power generation: the changing dimensions**. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2011.
- TAKAGI, T.; SUGENO, M. Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, Tokio, v. SMC-15, n. 1, p. 116–132, 1985.
- TIMOTHY J. ROSS. **Fuzzy logic with engineering applications**. New Mexico: WILEY, 2017.
- TSUKAMOTO, Y. An approach to fuzzy reasoning method. In: GUPTA, M. M.; RAGADE, R. K.; YAGER, R. R. (eds.). **Advances in fuzzy set theory and applications**. North-Holland, Amsterdam. p. 137–149.
- VAN CUTSEM, T.; VOURNAS, C. **Voltage stability of electric power systems**. Boston: Springer International, 1998.
- VISIOLI, A. **Practical PID control**. London: Springer International, 2006.
- WANG, L. **Modeling and control of sustainable power systems**. Ohio: Springer International, 2012.
- WEN, Y.; CHUNG, C. Y.; YE, X. Enhancing Frequency Stability of Asynchronous Grids Interconnected with HVDC Links. **IEEE Transactions on power systems**, Chongqing, v. 33, n. 2, p. 1800–1810, 2018.
- YAGER, R. R.; ZADEH, L. A. **An introduction to fuzzy logic applications in intelligent systems**. New York: Springer International, 1992.
- YOUSEF, H. A. **Power system load frequency control: classical and adaptive fuzzy approaches**. New York: CRC, 2017.
- ZHANG, X.; HO, S. L.; FU, W. N. A Fast Method to Compute the Torque Curve with Load Angle of Synchronous Machines Using Finite Element Method. **IEEE Transactions on magnetics**, Hong Hong, v. 51, n. 3, p. 4, 2014.
- ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers. **ASME The American Society of Mechanical Engineers**, Washington, v. 64, p. 759–768, 1942.