

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

Henrique Augusto Menarin

**REGULADOR MPC DE TENSÃO E VELOCIDADE INTEGRADO
PARA UNIDADES GERADORAS HIDRELÉTRICAS**

Florianópolis

2013

Henrique Augusto Menarin

**REGULADOR MPC DE TENSÃO E VELOCIDADE INTEGRADO
PARA UNIDADES GERADORAS HIDRELÉTRICAS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Julio Elias Normey-Rico, Dr.

Coorientador: Eng. João Marcos Castro Soares, MSc.

Florianópolis

2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Menarin, Henrique Augusto

Regulador MPC de tensão e velocidade integrado para unidades geradoras hidrelétricas / Henrique Augusto Menarin ; orientador, Julio Elias Normey-Rico ; co-orientador, João Marcos Castro Soares. - Florianópolis, SC, 2013.

140 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Inclui referências

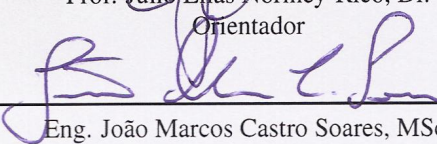
1. Engenharia de Automação e Sistemas. 2. Controle Preditivo Baseado em Modelo. 3. Controle de Tensão. 4. Controle de Velocidade. 5. Sistemas de Potência. I. Normey-Rico, Julio Elias. II. Soares, João Marcos Castro. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. IV. Título.

**REGULADOR MPC DE TENSÃO E VELOCIDADE INTEGRADO
PARA UNIDADES GERADORAS HIDRELÉTRICAS**

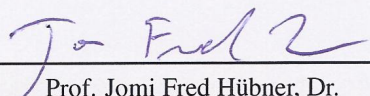
Henrique Augusto Menarin

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

Prof. Julio Elias Normey-Rico, Dr.
Orientador

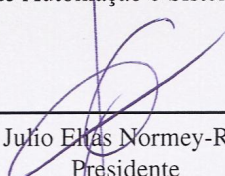


Eng. João Marcos Castro Soares, MSc.
Coorientador

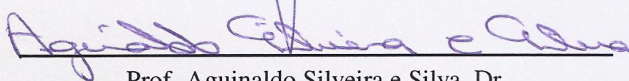


Prof. Jomi Fred Hübner, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia
de Automação e Sistemas

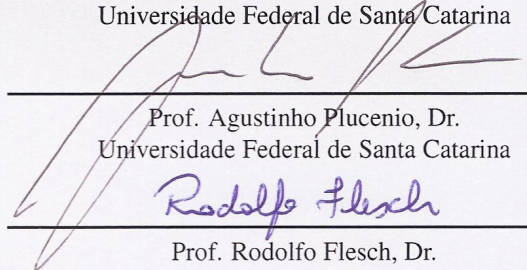
Banca Examinadora:



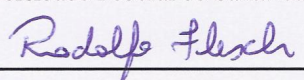
Prof. Julio Elias Normey-Rico, Dr.
Presidente
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Agustinho Plucenio, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Rodolfo Flesch, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

À grande família de que faço parte. Esta realização é de todos nós.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Julio Normey-Rico, pela instrução e disponibilidade da orientação.

Agradeço ao João Marcos Castro Soares e a toda equipe da Reivax, pela confiança depositada no projeto.

Agradeço a meus pais, Lúcia e Luiz, e ao meu irmão, Vinícius, pelo apoio durante todo o período, se interessando em ajudar como podiam.

Agradeço a todas as pessoas que cruzaram meu caminho até aqui. Todos contribuíram, de várias formas, para que isto se realizasse.

Trinta raios convergem para o meio de uma roda
Mas é o buraco em que vai entrar o eixo que a torna útil.
Molda-se o barro para fazer um vaso;
É o espaço dentro dele que o torna útil.
Fazem-se portas e janelas para um quarto;
São os buracos que o tornam útil.

Por isso, a vantagem do que está lá
Assenta exclusivamente
na utilidade do que lá não está.

Tao Te Ching

RESUMO

Um conjunto razoável de objetivos de controle está associado à geração de energia hidrelétrica. Isto envolve o seguimento às referências de tensão, velocidade e potência, o amortecimento de oscilações eletromecânicas e o atendimento a restrições dos atuadores e de capacidade do gerador. Adicionalmente, o processo é não linear e há acoplamento entre as variáveis controladas. Tradicionalmente, cada objetivo é tratado por malhas de controle específicas, cada qual com seus parâmetros de sintonia. Propõe-se o uso de um Controlador Preditivo baseado em Modelo (MPC) visando a atender todos os objetivos de controle de forma integrada. O controle proposto utiliza um modelo não linear simplificado da unidade geradora para o cálculo das previsões. O controlador foi testado em vários cenários em comparação com o esquema de controle convencional. Obteve-se excelente desempenho de controle, sem o uso de malhas auxiliares. Também é discutida a influência dos parâmetros de sintonia sobre a resposta do processo. Verifica-se pelos resultados de simulações que a estratégia proposta é viável e permite melhorar o desempenho do sistema de controle, em comparação com controladores convencionais.

Palavras-chave: Controle Preditivo Baseado em Modelo. Controle de Tensão. Controle de Velocidade. Controle de Sistemas de Potência.

ABSTRACT

A wide set of control objectives is associated with the hydropower generation. This involves the tracking of terminal voltage, speed and active power references, the damping of electromechanical oscillations limitation of the generator operating point and actuators output. Additionally, the controlled process is non-linear and the variables are dynamically coupled. Each control objective is traditionally handled by dedicated control loops, each of them with isolated tuning parameters. The use of a Model Predictive Control (MPC) scheme is proposed as to consider all control objectives in an integrated calculation. The proposed controller uses a simplified non-linear model of the generating unit for calculating the predictions. The controller was tested in various cases, comparing its performance with the conventional control scheme. An excellent control performance was obtained, without need of auxiliary control loops. The influence of the tuning parameters on response characteristics is also discussed. The simulation results indicate that the strategy is viable and can improve the performance of the control system, compared to conventional controllers.

Keywords: Model Predictive Control. Voltage Regulators. Speed Governors. Control of Power Systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Esquema do modelo completo	43
Figura 2	Curva torque-velocidade típica de turbina Francis (UNDRILL; WOODWARD, 1967).	48
Figura 3	Modelo não linear da turbina considerando conduto elástico	49
Figura 4	Esquema dos posicionadores hidráulicos	50
Figura 5	Modelo dos posicionadores de uma turbina Francis	50
Figura 6	Curva de saturação (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994)	52
Figura 7	Sistema com duas máquinas	53
Figura 8	Máquina ligada a barra infinita	54
Figura 9	Modelo do regulador de velocidade convencional	56
Figura 10	Malha de controle do regulador de tensão	57
Figura 11	Curva de capacidade do gerador	58
Figura 12	Curva de limitação da corrente de campo máxima	59
Figura 13	Relação estática entre potência ativa e ângulo de carga	61
Figura 14	Estabilizador de Sistemas de Potência	65
Figura 15	Estratégia de controle por horizonte deslizante	67
Figura 16	Partes constituintes de um controlador MPC	68
Figura 17	Obtenção do modelo linear de otimização por combinação linear dos modelos levantados em diferentes pontos de operação	71
Figura 18	Período de atualização $d_{u,l}$ do controle	72
Figura 19	Resposta em frequência da potência ativa em função da potência mecânica	79
Figura 20	Lugar das raízes do modelo dos posicionadores em malha fechada	79
Figura 21	Modelo simplificado dos posicionadores	80
Figura 22	Comparação do modelo simplificado dos posicionadores para caso sem sobressinal	81
Figura 23	Comparação do modelo simplificado dos posicionadores para caso com sobressinal	83
Figura 24	Abertura do distribuidor para testes em malha aberta	84
Figura 25	Tomada de carga da turbina em malha aberta	85
Figura 26	Resposta da turbina ao degrau na abertura do distribuidor	85
Figura 27	Resposta da turbina e conduto ao fechamento do distribuidor	86

Figura 28	Diferença entre modelo elástico e aproximações para partida da máquina em malha fechada	87
Figura 29	Diferença entre modelo elástico e aproximações para resposta ao degrau de 1% da malha de velocidade	87
Figura 30	Diferença entre modelo elástico e aproximações para tomada e retirada de carga	88
Figura 31	Curva de perdas na turbina	90
Figura 32	Modelo simplificado da turbina e conduto	90
Figura 33	Degraus na referência de velocidade do RV	91
Figura 34	Tomada de carga	91
Figura 35	Degraus na referência de potência do RV	91
Figura 36	Rejeição de carga	91
Figura 37	Curto circuito e abertura de linha	92
Figura 38	Pulso na frequência da barra infinita	93
Figura 39	Resposta ao degrau de excitação do modelo transitório	95
Figura 40	Resposta à abertura de linha do modelo transitório	95
Figura 41	Validação da resposta ao degrau da válvula distribuidora	97
Figura 42	Validação da resposta ao degrau do distribuidor	98
Figura 43	Estimação de valores iniciais para identificação da turbina	99
Figura 44	Validação para controle de velocidade	100
Figura 45	Validação do modelo para variações de carga	100
Figura 46	Degrau em P_{ref}	101
Figura 47	Degrau em V_{ref} a vazio	102
Figura 48	Degrau em V_{ref} em carga, com ESP desabilitado	103
Figura 49	Degrau em V_{ref} em carga, com ESP habilitado	103
Figura 50	Síntese da potência acelerante para ponderação na função objetivo	110
Figura 51	EDR (<i>Effective Damping Ratio</i>)	116
Figura 52	Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação dos horizontes de controle	122
Figura 53	Resposta ao degrau em V_{ref} conforme $t_{u,vr}$, para $t_{u,g} = 1$ s	122
Figura 54	Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação dos horizontes de controle	123
Figura 55	Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{u,g}$, com $t_{u,vr} = 0,35$ s	123
Figura 56	Índices da resposta ao degrau de P_{ref} para variação dos hori-	

zontes de predição, mostrando efeito do horizonte muito curto	125
Figura 57 Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{2,w}$, para $t_{2,V_t} = 1$ s, mostrando efeito do horizonte muito curto	125
Figura 58 Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação dos horizontes de predição	126
Figura 59 Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{2,w}$, com $t_{2,V_t} = 1$ s . . .	126
Figura 60 Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação dos horizontes de predição	127
Figura 61 Resposta ao degrau em V_{ref} conforme t_{2,V_t} , para $t_{2,w} = 6$ s . . .	128
Figura 62 Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação da ponderação de variáveis controladas	129
Figura 63 Resposta ao degrau em P_{ref} conforme γ_ω , para $\gamma_{V_t} = 336$. . .	129
Figura 64 Resposta ao degrau em V_{ref} conforme γ_{V_t} , para $\gamma_\omega = 58,6$. . .	130
Figura 65 Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação da ponderação das variáveis controladas	131
Figura 66 Validação do processo de partida	135
Figura 67 Validação do processo de excitação	135
Figura 68 Comparação da resposta ao degrau em ω_{ref}	136
Figura 69 Comparação da resposta ao degrau em V_{ref} a vazio	137
Figura 70 Comparação da atuação do limitador V/Hz	138
Figura 71 Comparação da resposta à perturbação na medição de ω	139
Figura 72 Comparação da resposta ao degrau de potência ativa	140
Figura 73 Comparação da resposta ao degrau tomando carga	141
Figura 74 Resposta ao degrau de potência ativa para cargas diversas . . .	142
Figura 75 Comparação da resposta ao degrau de V_{ref} em carga	143
Figura 76 Resposta ao degrau de V_{ref} para diferentes cargas	144
Figura 77 Comparação da resposta à perturbação na medição de V_t	145
Figura 78 Comparação da resposta à perturbação na medição de P_e	146
Figura 79 Comparação da resposta à perturbação no controle de excitação	147
Figura 80 Resposta à perturbação não mensurável na abertura	148
Figura 81 Comparação da resposta à limitação de subexcitação	149
Figura 82 Comparação da resposta à limitação de corrente estatórica . .	150
Figura 83 Resposta à limitação de máxima corrente de campo	151
Figura 84 Comparação da resposta à limitação de mínima corrente de campo	152

Figura 85 Comparação da resposta à rejeição de carga 153

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do modelo do conduto e da turbina	49
Tabela 2	Parâmetros do modelo dos posicionadores	51
Tabela 3	Parâmetros do modelo de máquina síncrona de polos salientes	53
Tabela 4	Dados do modelo de posicionadores sem sobressinal analisado	81
Tabela 5	Dados do modelo de posicionadores com sobressinal analisado	83
Tabela 6	Dados do modelo analisado para simplificação do modelo elástico	86
Tabela 7	Parâmetros dos modelos de máquina síncrona, RT e ESP	93
Tabela 8	Dados do modelo identificado utilizado para validação	104
Tabela 9	Termos da função objetivo	107
Tabela 10	Parâmetros dos modelos de processo	116
Tabela 11	Cenários de validação	117
Tabela 12	Sintonia dos controladores convencionais	118
Tabela 13	Ajuste inicial para teste de efeito de variação de parâmetros . .	119
Tabela 14	Índices de desempenho da resposta ao degrau em ω_{ref}	136
Tabela 15	Índices de desempenho da resposta ao degrau em V_{ref} a vazio	137
Tabela 16	Índices da resposta à perturbação na medição de ω	138
Tabela 17	Índices de desempenho da resposta ao degrau de potência ativa	139
Tabela 18	Índices da resposta ao degrau de P_{ref} para diferentes cargas . .	141
Tabela 19	Índices de desempenho da resposta ao degrau de V_{ref} em carga	142
Tabela 20	Índices da resposta ao degrau de V_{ref} para diferentes cargas . .	143
Tabela 21	Índices da resposta à perturbação na medição de V_t	145
Tabela 22	Índices da resposta à perturbação na medição de P_e	146
Tabela 23	Índices da resposta à perturbação no controle da excitação . . .	147
Tabela 24	Índices da resposta à perturbação no controle de abertura	148
Tabela 25	Índices de desempenho da resposta à limitação de subexcitação	149
Tabela 26	Índices da resposta à limitação de corrente estatórica	150
Tabela 27	Índices da resposta à limitação de máxima corrente de campo	151
Tabela 28	Índices de desempenho da resposta à limitação de mínima corrente de campo	152
Tabela 29	Índices de desempenho da resposta à rejeição de carga	153

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

RV	Regulador de Velocidade	33
RT	Regulador de Tensão	33
MIMO	<i>Multiple-input-multiple-output</i>	33
SISO	<i>Single-input-single-output</i>	33
ESP	Estabilizador de Sistemas de Potência	33
MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo, <i>Model-Based Predictive Control</i>	34
PID	Controle Proporcional-Integral-Derivativo	38
GPC	Controle Preditivo Generalizado, <i>Generalized Predictive Control</i>	38
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	39
PI	Controle Proporcional-Integral	39
RTV	Regulador Integrado de Tensão e Velocidade	40
LQR	Regulador Linear Quadrático, <i>Linear-Quadratic Regulator</i>	40
pu	Por unidade, unidade normalizada de acordo com um valor base	44
PCH	Pequenas Centrais Hidrelétricas	49
PI+D	Controle Proporcional-Integral, com ação derivativa na realimentação	49
LCC	Limitador de corrente de campo máxima	58
LSE	Limitador de subexcitação	59
VHZ	Limitador da relação volts/hertz	59
LCE	Limitador de corrente estatórica	60
LMC	Limitador de mínima corrente de campo	60
PSS2B	Modelo de estabilizador de sistemas de potência baseado na integral da potência acelerante padronizado em IEEE (2005)	63
DMC	<i>Dynamic Matrix Control</i>	69

LISTA DE SÍMBOLOS

H_0	Queda estática total disponível no reservatório. É a altura manométrica da coluna d'água usada na normalização do sistema por unidade [m]	44
Q_0	Vazão volumétrica para abertura total do distribuidor e queda estática, usada na normalização do sistema por unidade [m^3/s] .	44
h	Altura manométrica da coluna d'água [pu]	44
q	Vazão manométrica no conduto [pu]	44
x	Posição no conduto [m]	44
T_W	Constante de tempo da coluna d'água (<i>water starting time</i>) [s]	44
L_p	Comprimento do conduto forçado [m]	44
A_p	Seção do conduto forçado [m^2]	44
D_p	Diâmetro interno do conduto forçado [m]	44
a_g	Aceleração da gravidade [m/s^2]	45
f_a	Fator de atrito de Darcy-Weisbach [-]	45
a_p	Velocidade da onda de pressão no conduto [m/s]	45
T_e	Tempo de propagação da onda no conduto [s]	45
h_l	Perdas de pressão no conduto devido ao atrito [m]	46
f_p	Constante de atrito no conduto [-]	46
g	Abertura do distribuidor (<i>gate</i>) [pu]	47
T_m	Torque mecânico aplicado pela turbina [pu]	48
η	Eficiência da turbina [-]	48
f_{Tm}	Relação estática entre a potência mecânica entregue pela turbina e o produto da pressão e vazão no conduto [pu]	48
B_d	Coeficiente de perdas de torque mecânico devido à velocidade	48
A_d	Variação do coeficiente de perdas de torque mecânico devido à velocidade	48
ω	Frequência nos terminais do gerador [pu]	48
D_n	Coeficiente de amortecimento da velocidade devido à carga e à atuação do RT e ESP	48
$\Delta\omega$	Desvio de velocidade em relação à velocidade nominal [pu], $\Delta\omega = \omega - 1$	48

P_e	Potência ativa fornecida pelo gerador.....	48
$2H$	Tempo de partida mecânica do conjunto turbina-gerador [s]	49
T_{vp}	Constante de tempo da válvula proporcional [s]	51
$K_{p,vd}$	Ganho proporcional do controlador da válvula distribuidora	51
$K_{i,vd}$	Ganho integral do controlador da válvula distribuidora	51
$K_{p,d}$	Ganho proporcional do controlador do distribuidor	51
$K_{i,d}$	Ganho integral do controlador do distribuidor	51
Max_PI_{vd}	Sinal de controle máximo para válvula distribuidora	51
Min_PI_{vd}	Sinal de controle mínimo para válvula distribuidora	51
Max_PI_d	Sinal de controle máximo para distribuidor	51
Min_PI_d	Sinal de controle mínimo para distribuidor	51
$T_{1,vd}$	Constante de tempo de avanço da realimentação da válvula distribuidora	51
$T_{2,vd}$	Constante de tempo de atraso da realimentação da válvula distribuidora	51
$T_{1,d}$	Constante de tempo de avanço da realimentação do distribuidor	51
$T_{2,d}$	Constante de tempo de atraso da realimentação do distribuidor	51
$T_{o,vd}$	Inverso do ganho do integrador da válvula distribuidora ao abrir [s]	51
$T_{o,d}$	Inverso do ganho do integrador do distribuidor ao abrir [s] ..	51
$T_{c,vd}$	Inverso do ganho do integrador da válvula distribuidora ao fechar [s]	51
$T_{c,d}$	Inverso do ganho do integrador do distribuidor ao fechar [s]	51
$TaxaMax_{vd}$	Taxa máxima de abertura da válvula distribuidora [pu/s] ...	51
$TaxaMin_{vd}$	Taxa máxima de fechamento da válvula distribuidora [pu/s]	51
$TaxaMax_d$	Taxa máxima de abertura do distribuidor [pu/s]	51
$TaxaMin_d$	Taxa máxima de fechamento do distribuidor [pu/s]	51
L_{vp}	Atraso de transporte na válvula proporcional [s]	51
L_{vd}	Atraso de transporte na válvula distribuidora [s]	51
L_d	Atraso de transporte no distribuidor [s]	51
Y_{vd0}	Posição da válvula distribuidora para distribuidor parado [pu]	51
Y_{folga}	Folga mecânica entre servomotor e distribuidor [pu]	51
$T_{f,vd}$	Constante de tempo da medição da posição da válvula distri-	

	buidora [s]	51
$T_{f,d}$	Constante de tempo da medição da posição do distribuidor [s]	51
Ψ_{kd}	Fluxo magnético no eixo direto	52
E'_q	Tensão transitória induzida no eixo direto	52
E_I	Tensão proporcional à corrente de campo	52
Ψ''_q	Tensão transitória induzida no eixo de quadratura	52
E''_d	Tensão subtransitória induzida no eixo de quadratura	52
E''_q	Tensão subtransitória induzida no eixo direto	52
V_q	Componente da tensão terminal do gerador sobre o eixo direto	52
V_d	Componente da tensão terminal do gerador sobre o eixo de quadratura	52
V_t	Tensão terminal do gerador	52
Q	Potência reativa de saída do gerador	52
E_{fd}	Tensão no campo do gerador [pu]	53
I_d	Componente da corrente estatórica no eixo direto	53
I_q	Componente da corrente estatórica no eixo de quadratura	53
X_d	Reatância síncrona do eixo direto [pu]	53
X'_d	Reatância transitória do eixo direto [pu]	53
X''_d	Reatância subtransitória do eixo direto [pu]	53
X_q	Reatância síncrona do eixo de quadratura [pu]	53
X_l	Reatância de dispersão [pu]	53
T'_{do}	Constante de tempo transitória do eixo direto [s]	53
T''_{do}	Constante de tempo subtransitória do eixo direto [s]	53
T''_{qo}	Constante de tempo subtransitória do eixo de quadratura [s]	53
A_g	Coefficiente de saturação magnética do entreferro [-]	53
B_g	Coefficiente de saturação magnética do entreferro [pu]	53
δ	Ângulo de carga [rad]	53
X_e	Reatância externa de ligação do gerador com a máquina síncrona	54
E_∞	Tensão da barra infinita	54
I_t	Corrente estatórica do gerador	54
$T_{R,V}$	Constante de tempo para medição de tensão terminal	55
$T_{R,PQ}$	Constante de tempo para medição de potências ativa e reativa	55
$T_{R,w}$	Constante de tempo para medição de frequência	55

$T_{R,Ifd}$	Constante de tempo para medição de corrente de campo	55
ω_{ref}	Referência de frequência do RV	56
P_{ref}	Referência de potência ativa do RV	56
g_{lim}	Limitador de abertura do RV	56
T_{n1} e T_{n2}	Constantes de tempo para ação derivativa do controle de velocidade	56
b_p	Estatismo permanente do RV	56
b_t	Banda proporcional do RV	56
T_d	Tempo integral do RV	56
$T_{1,wr}$ e $T_{2,wr}$	Constantes de tempo do filtro de referência do RV	56
T_f	Constante de tempo do filtro de referência de controle de potência ativa do RV	57
T_g	Constante de tempo de filtragem da realimentação de potência ativa do RV	57
T_A	Constante de tempo de atuação do RT sobre a tensão de campo da máquina	57
V_{ref}	Referência de tensão terminal do RT	57
I_{therm}	Limite máximo da corrente de campo para operação contínua no LCC	59
I_{inst}	Limite máximo instantâneo da corrente de campo no LCC	59
I_{fdlim}	Limite da corrente de campo no LCC	59
K_{Itherm}	Taxa de decaimento do limite de corrente de campo no LCC	59
$Q_{0,LSE}$	Ponto em que a reta de limitação do LSE cruza o eixo de potência reativa na curva de capacidade	59
VHZ_{max}	Limite superior para a relação V/Hz	59
I_{tmax}	Limite de corrente estatística máxima	60
P_a	Potência acelerante [pu], $P_a = P_m - P_e$	63
T_r	Constante de tempo do filtro rastreador de rampa do ESP	64
T_{W1} e T_{W2}	Constantes de tempo de <i>washout</i> do ESP	64
$N_{2,i}$	Instante final do horizonte de predição da variável i	71
$N_{1,i}$	Instante inicial do horizonte de predição da variável i	71
γ_i	Coefficiente de ponderação de erro de seguimento à referência da variável i	71
$N_{u,l}$	Número de graus de liberdade do horizonte de controle l	71
λ_l	Coefficiente de ponderação da variação do controle da variável l	71

$d_{u,l}$	Período de atualização da ação de controle l ao longo do horizonte	71
ϕ_i	Coefficiente de ponderação da violação da restrição i	74
$t_{1,i}$	Instante inicial do horizonte de predição da variável i , no domínio contínuo [s]	107
$t_{2,i}$	Instante final do horizonte de predição da variável i , no domínio contínuo [s]	107
γ_i	Coefficiente de ponderação de erro de seguimento à referência da variável i	107
$t_{u,l}$	Número de graus de liberdade do horizonte de controle l	107
$N_{u,l}$	Número de graus de liberdade do horizonte de controle l	107
λ_l	Coefficiente de ponderação da variação do controle da variável l	108
ϕ_x	Coefficiente de ponderação da violação da restrição x	108
$t_{5\%}$	Tempo de assentamento	115
ITAE	Integral do erro absoluto ponderado pelo tempo	115
TV	<i>Total variation</i> , soma dos incrementos de uma sequência de valores	115
EDR	Taxa de amortecimento efetiva	115

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	OBJETIVOS	35
1.2	REVISÃO DA LITERATURA	36
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	41
2	MODELAGEM	43
2.1	SISTEMA DE CONDUÇÃO DE ÁGUA	44
2.2	TURBINAS HIDRÁULICAS	46
2.2.1	Posicionadores Francis	49
2.3	GERADOR SÍNCRONO	51
2.4	CARGA ELÉTRICA	53
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	54
3	CONTROLE CONVENCIONAL DA UNIDADE GERADORA	55
3.1	DINÂMICAS DE MEDIÇÃO	55
3.2	CONTROLE DA TURBINA	56
3.3	CONTROLE DO GERADOR	57
3.3.1	Limitador de Corrente de Campo Máxima (LCC)	58
3.3.2	Limitador de Subexcitação (LSE)	59
3.3.3	Limitador da Relação Volts/Hertz (VHZ)	59
3.3.4	Limitador de Corrente Estatórica (LCE)	60
3.3.5	Limitador de Mínima Corrente de Campo (LMC)	60
3.4	ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (ESP) ...	60
3.4.1	Estabilidade do Ângulo do Rotor	60
3.4.2	Estrutura do ESP	62
3.4.3	Sintonia do ESP	64
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
4	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	67
4.1	MODELO INTERNO	68
4.2	FUNÇÃO OBJETIVO	71
4.3	RESTRICÇÕES	73
4.4	SINTONIA	75
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	76
5	DESENVOLVIMENTO DO MODELO	77
5.1	MODELO SIMPLIFICADO PARA MÁQUINA E SISTEMA DE POTÊNCIA	77
5.2	MODELO MECÂNICO	79
5.2.1	Modelo dos Posicionadores	79

5.2.2	Efeito do Escoamento Elástico	84
5.2.3	Turbina e Conduto	89
5.3	MODELO ELÉTRICO	94
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O MODELO DE PRE- DIÇÃO	96
5.5	VALIDAÇÃO DO MODELO	96
5.5.1	Posicionadores	97
5.5.2	Controle da Turbina	97
5.5.3	Controle da Excitação	101
5.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	104
6	CONTROLADOR MPC DESENVOLVIDO	105
6.1	ESPECIFICAÇÃO DO CONTROLADOR	105
6.2	TERMOS DA FUNÇÃO OBJETIVO	106
6.3	TRATAMENTO DE RESTRIÇÕES DE CAPABILIDADE....	108
6.4	PRÉ-ALIMENTAÇÃO DE PERTURBAÇÕES	109
6.5	AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECA- NICAS	109
6.6	ESTRUTURA DO CONTROLADOR	110
6.6.1	MPC_RT_V: Controle MIMO Integrado	111
6.6.1.1	Problema de otimização	111
6.6.1.2	Modelo interno	111
6.6.2	MPC_RT_RV: Controle MIMO Desacoplado	112
6.6.2.1	Problema de otimização	112
6.6.2.2	Modelo interno	112
6.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	113
7	RESULTADOS	115
7.1	ÍNDICES DE DESEMPENHO	115
7.2	CENÁRIOS	116
7.3	SINTONIA DOS CONTROLADORES CONVENCIONAIS ..	118
7.4	SINTONIA DO CONTROLADOR MPC	119
7.4.1	Horizonte de Controle	120
7.4.2	Horizonte de Predição	124
7.4.3	Ponderações	128
7.4.4	Considerações sobre a Sintonia do Controlador MPC	131
7.5	COMPARAÇÃO DE ESTRUTURAS DE CONTROLE	134
7.5.1	Partida (PTD)	134
7.5.2	Excitação (EXC)	135
7.5.3	Degrau de Velocidade (DEGW)	135
7.5.4	Degrau de Tensão Terminal a Vazio (DEGVVAZ)	136
7.5.5	Atuação do Limitador Volts/Hertz (VHZ)	137
7.5.6	Perturbação na Medição de Velocidade (PERTW)	138

7.5.7	Degrau de Potência Ativa (DEGCAR e DINCAR)	139
7.5.8	Degrau de Tensão Terminal em Carga (DEGCAR e DIN- CAR)	142
7.5.9	Perturbação na Medição de Tensão Terminal (PERTV)	145
7.5.10	Perturbação na Medição de Potência Ativa (PERTP)	146
7.5.11	Perturbação na Ação de Controle de Excitação (PERTVR) .	147
7.5.12	Perturbação Não Mensurável na Abertura (PERTG)	148
7.5.13	Limitador de Subexcitação (LSE)	149
7.5.14	Limitador de Corrente Estatórica (LCE)	150
7.5.15	Limitador de Máxima Corrente de Campo (LCC)	151
7.5.16	Limitador de Mínima Corrente de Campo (LMC)	152
7.5.17	Rejeição de Carga (REJ)	153
7.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	153
8	CONCLUSÃO	155
	REFERÊNCIAS	159

1 INTRODUÇÃO

Numa usina hidrelétrica, a energia armazenada numa coluna d'água é convertida em energia cinética rotacional por uma turbina, que gira acoplada a um gerador síncrono. Este, por sua vez, realiza a conversão da energia cinética rotacional do eixo em energia elétrica. Neste processo, as variáveis manipuladas diretamente relacionadas à energia gerada são:

- vazão de água pela turbina: afeta principalmente a potência ativa e a frequência;
- tensão de excitação aplicada ao campo do gerador: influi principalmente na tensão terminal e na potência reativa.

Tradicionalmente, tais variáveis são determinadas isoladamente pelos reguladores de velocidade (RVRV) e tensão (RTRT): o primeiro controla a frequência e a potência ativa, e o RT controla a potência reativa ou a tensão terminal do gerador (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). No entanto, as variáveis correspondentes ao RT não estão completamente desacopladas das consideradas pelo RV. Assim, um controlador multivariável (*multiple-input-multiple-output*, MIMOMIMO) que unificasse os objetivos de controle poderia ter melhor desempenho que na abordagem monovariável convencional (*single-input-single-output*, SISOSISO).

Paralelamente ao problema de controle de tensão e velocidade, surgem oscilações oriundas da interação da unidade geradora com o restante do sistema, sendo as principais (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994):

- *modos locais*: oscilações da unidade geradora contra o restante do sistema;
- *modos intraplanta*: oscilações entre as unidades da mesma usina;
- *modos interárea*: oscilações entre grupos de usinas distantes geograficamente.

Tais oscilações diminuem a capacidade de transmissão de energia do sistema: à medida que se aumenta a potência fornecida pelas unidades geradoras, as oscilações tornam-se maiores e menos amortecidas, até que o sistema se instabiliza (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). A solução disponível para o amortecimento é o uso do Estabilizador de Sistemas de Potência (ESPEP), um controlador de pré-alimentação que insere fase na faixa entre 0,1 Hz e 2 Hz, adicionando sinais à referência do RT e, em alguns casos, do RV. O ESP resolve o problema de forma satisfatória, uma vez que esteja bem

sintonizado. Todavia, a sintonia do ESP exige dos comissionadores conhecimentos de projeto de controladores no domínio da frequência e uma sintonia padrão acaba sendo usada na maioria dos casos. Os sinais adicionais também provocam um sinal de controle ruidoso e uma degradação do controle de tensão. Além disso, oscilações de baixa frequência, como modos entre 0,1 Hz e 0,5 Hz, também podem ser amortecidas pelo RV (LI et al., 2006; SOARES, 1982).

Dentro do conjunto de algoritmos de controle MIMO que vêm sendo implantados em aplicações reais, os controladores preditivos (*Model-Based Predictive Controllers* - MPCMPC) são os mais numerosos (CAMACHO; BORDONS, 2004). Um dos principais motivos de tal sucesso na indústria é a capacidade de tratar problemas de controle avançado (CAMACHO; BORDONS, 2004). Por controle avançado, entende-se controle de processos não lineares, multivariáveis e com restrições.

O objetivo deste projeto é investigar a aplicação de um controlador MPC de tensão e velocidade, tendo como motivação as seguintes hipóteses:

- por considerar um modelo do processo, o controlador MPC é capaz de determinar uma ação de controle ótima para os posicionadores da turbina e para o sistema de excitação, provocando menor interação entre os dois processos;
- pelo mesmo motivo, o amortecimento de oscilações pode ser realizado inerentemente ao cálculo da ação de controle, resultando numa ação de controle mais suave;
- a quantidade de parâmetros de sintonia será menor, com significado de melhor entendimento aos comissionadores.

O controle MPC foi aplicado com sucesso para os problemas de controle de tensão ou de velocidade em alguns trabalhos, conforme literatura discutida na seção 1.2. Além disso, é a técnica de controle avançado efetivamente mais utilizada na indústria, devido à abordagem sistemática no tratamento de restrições, processos multivariáveis e pré-alimentação (QIN; BADGWELL, 2003). Sendo assim, considera-se a tecnologia de controle avançado mais indicada para o problema tratado neste trabalho. O uso do controlador MPC para cálculo de ambos os sinais de controle poderia conferir ainda melhores resultados. Apesar de haver alguns trabalhos em que o controle de tensão e velocidade foi estudado com controladores multivariáveis – e em alguns casos, utilizando a estratégia MPC –, alguns problemas ainda não foram considerados:

- tratamento de restrições, como saturação dos sinais de controle, taxa

de abertura e fechamento dos atuadores hidráulicos, e limitadores de capacidade;

- uso de modelos não lineares, que melhor representem o sistema físico a ser controlado.

Além disso, verifica-se que os resultados já apresentados envolvem poucos casos de teste e comparação de desempenho com esquemas convencionais de controle bem ajustados, que permitam concluir qual o real ganho de desempenho obtido com o uso do controle MPC.

O emprego da tecnologia de controle MPC pela REIVAX começou a ser estudado para aplicação em reguladores de tensão (RT, (MENARIN, 2010)) e velocidade (RV, (ZIMMERMANN, 2012)). O RT foi recentemente testado em campo, verificando a aplicabilidade da tecnologia. A investigação em simulações torna-se um subsídio para avaliar a viabilidade da implementação desta tecnologia também para o controle para reguladores de tensão e velocidade integrados.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal do trabalho é desenvolver um controlador integrado de tensão e velocidade para unidades geradoras hidrelétricas de acordo com a estratégia MPC. Para chegar ao objetivo final, definiram-se os seguintes objetivos específicos do trabalho:

1. Desenvolver e validar um algoritmo de controle MIMO MPC.
2. Desenvolver um modelo dinâmico completo do sistema: turbina, conduto forçado, gerador e restante do sistema. Este modelo será utilizado para simulação do processo controlado.
3. Desenvolver o modelo de predição a ser utilizado pelo algoritmo MPC.
4. Comparar o desempenho do controlador MPC com o atingido pelo conjunto RV+RT+ESP convencionais em cenários de operação normal.
5. Comparar a robustez do controlador MPC com o conjunto RV+RT+ESP convencionais em situações de perturbação e falhas realistas.
6. Comprovar a robustez e verificar a degradação da resposta do controlador MPC frente a erros de modelagem, em cenários de operação normal, perturbações e falhas.

1.2 REVISÃO DA LITERATURA

O controle da geração de energia numa usina hidrelétrica é exercido sobre duas variáveis principais: a vazão de água fornecida à turbina e a excitação do gerador.

A vazão de água na turbina determina o torque mecânico que será entregue no eixo da máquina. Se a unidade geradora estiver conectada a um sistema de grande porte, a frequência praticamente não se altera, e esse torque mecânico é traduzido na potência elétrica que será fornecida. Quando a unidade está em operação isolada ou conectada a uma carga baixa, o torque mecânico afeta também a frequência de operação. A vazão é controlada pela posição de atuadores como agulhas injetoras – no caso de turbinas Pelton – ou pela posição de um conjunto de aletas – para turbinas Kaplan e Francis, por exemplo (BREEZE, 2005).

Acoplado ao eixo da turbina, o campo do gerador síncrono é excitado por uma fonte de tensão contínua, cujo valor determina a tensão nos terminais do gerador e a potência reativa fornecida. Essa fonte de tensão contínua é o atuador do sistema de excitação, e compreende uma ponte de tiristores ou uma excitatriz rotativa (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

Dada tal relação entre as variáveis, a solução para o controle de geração se estabeleceu com base em dois controladores SISO: o regulador de velocidade (RV) e o regulador de tensão (RT). O primeiro controla a frequência e a potência ativa manipulando a vazão de água, e o RT controla a potência reativa ou a tensão terminal pela excitação do gerador (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

Também é necessário analisar a estabilidade da unidade geradora. A estabilidade de um sistema dinâmico pode ser definida a partir de diferentes conceitos, que fornecem ferramentas para estudá-la. De forma geral, estabilidade se entende como a capacidade de o sistema se manter em dada condição de equilíbrio em condições normais, e voltar a esse estado após dada perturbação (KUNDUR et al., 2004). Em sistemas de potência, pode-se definir esse equilíbrio no sentido de Lyapunov, em que o estado do sistema permanece num intervalo limitado quando sujeito a entradas limitadas, e converge para um ponto de operação fixo com o decorrer do tempo. No entanto, a análise teórica a partir de ferramentas matemáticas – como funções de Lyapunov – torna-se impraticável em sistemas de potência, que são sistemas não lineares de alta ordem. Assim, a estabilidade do sistema é melhor entendida analisando as causas físicas da instabilidade. A condição de equilíbrio pode ser avaliada a partir de diferentes estudos (KUNDUR et al., 2004):

- estabilidade do ângulo do rotor: refere-se à capacidade de um conjunto

de máquinas síncronas manterem o sincronismo num sistema interconectado sujeito a uma perturbação;

- estabilidade de tensão: após a ocorrência de perturbações, as tensões nas barras devem retornar a valores aceitáveis em regime permanente. A instabilidade caracteriza-se por queda ou aumento progressivos das tensões de algumas barras;
- estabilidade de frequência: diz respeito à capacidade de o sistema manter a frequência no valor nominal após falhas severas, com grandes excursões de tensão, frequência e potência. Requer a simulação de grande número de componentes durante um intervalo de tempo de vários minutos. A instabilidade caracteriza-se por oscilações sustentadas de frequência, levando à retirada de operação das unidades e cargas.

A análise também pode ser realizada em diferentes escopos. Por exemplo, um gerador pode perder o sincronismo sem que o sistema como um todo entre em colapso. Partindo do ponto de vista do sistema de controle da unidade geradora, deseja-se analisar sua capacidade em mantê-la em operação síncrona com o sistema. Dessa forma, o termo estabilidade é referido neste documento como estabilidade do ângulo do rotor. Uma discussão desse problema é realizada na Seção 3.4.

Isso envolve o estudo das oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema. O desequilíbrio entre o torque mecânico fornecido pela turbina no eixo do gerador e o torque elétrico de saída altera a velocidade do rotor. Se uma unidade gira mais rápido que as outras, a posição angular (ângulo de carga δ) relativa aos demais rotores aumenta. Até certo limite, um ângulo de carga maior leva a um aumento da potência transferida da máquina mais rápida, o que reduz sua velocidade, mantendo-a em sincronismo com o sistema. A partir de certo limite, o aumento do ângulo de carga leva a uma redução da potência elétrica fornecida, levando a um progressivo aumento do ângulo de carga (KUNDUR et al., 2004). Utilizam-se, ainda, dois termos para identificar a forma de avaliar a estabilidade do ângulo do rotor:

- estabilidade a pequenos sinais: análise das oscilações eletromecânicas causadas por pequenas perturbações ao redor de um ponto de operação, como aplicação de degraus na referência dos controladores. Pode ser realizada uma linearização e análise dos polos do sistema para obtenção de um índice que defina a margem de estabilidade;
- estabilidade transitória: avaliação do efeito de perturbações nas linhas de transmissão sobre o sincronismo da máquina, como por exemplo, curto-circuito seguido de abertura de uma linha de transmissão. Os

testes compreendem simulação no tempo, com duração de alguns segundos.

As oscilações eletromecânicas diminuem a margem de estabilidade do sistema e sua capacidade de se transmitir energia, pois podem levar à perda de sincronismo das unidades (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). Assim, o sistema de controle deve ser capaz de manter os torques elétrico e mecânico em equilíbrio e, assim, a operação em sincronismo com o sistema. A solução convencional disponível para o amortecimento das oscilações é o uso do Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), um controlador de pré-alimentação com o objetivo de gerar torque elétrico amortecedor no eixo do gerador. Geralmente, os sinais são somados à referência de tensão terminal do RT.

Os reguladores de velocidade atualmente em uso resultam, em geral, de uma representação digital dos precursores mecânico-hidráulicos (IEEE, 1992; IEEE, 2011). A influência dos parâmetros de um regulador de velocidade (RV) do tipo proporcional-integral-derivativo (PIDPID) na estabilidade do sistema foi analisada em Hagihara et al. (1979) e Phi et al. (1981). Com o surgimento dos reguladores digitais, o uso de reguladores com variação dos parâmetros conforme o ponto de operação começou a ser investigado, pois a dinâmica varia bastante conforme a abertura do distribuidor (FINDLAY et al., 1980; ORELIND et al., 1989; LUQING et al., 1989; ZHAOHUI et al., 1991). Nesses trabalhos, observa-se aumento da velocidade de resposta na tomada de carga e redução de sobressinal com relação ao controlador com parâmetros fixos, tendo sido realizados também testes em campo (ORELIND et al., 1989).

Alguns trabalhos aplicam o controle H_∞ ao problema de controle de velocidade. Diferentes abordagens foram utilizadas para compensar as não linearidades da turbina, como incertezas multiplicativas (JIANG, 1995), aproximação polinomial (EKER, 2004) e realimentação linearizante (SUN et al., 2000; LU et al., 2004). Em Eker (2004), um conjunto de controladores H_∞ em cascata foi obtido para a frequência e posição, e houve redução do tempo de resposta ao degrau e perturbação de carga. Em Sun et al. (2000) e Lu et al. (2004), o controle H_∞ foi testado em simulações em ambiente multimáquinas com 36 barras, mostrando aumento da margem de estabilidade transitória frente aos reguladores de velocidade convencionais.

O controle MPC de turbinas Francis foi estudado em Sansevero (2006). Apenas o caso da regulação de velocidade em operação isolada foi tratado. Em MUÑOZ-HERNÁNDEZ e Jones (2006), foi estudado o controle de potência de várias unidades geradoras simultaneamente utilizando um controlador preditivo generalizado (GPCGPC). Controladores de velocidade MPC para turbinas a gás foram desenvolvidos em Vroemen (1997) e Essen (1998); foram endereçadas restrições na região de operação da turbina e do compres-

sor de gás e a robustez do controlador, porém a aplicação não considera geradores ligados ao eixo da turbina. Um controlador linear quadrático também foi estudado para o controle de velocidade em Kishor, Singh e Raghuvanshi (2006). Uma revisão a respeito de trabalhos em modelagem e controle de velocidade de turbinas hidráulicas é apresentada em Kishor, Saini e Singh (2007).

O controle de tensão geralmente segue os modelos padronizados pela IEEE (IEEE, 2005). Atualmente, controladores do tipo proporcional-integral (PIPI) compreendem a solução mais utilizada pelos fabricantes, e uma ação derivativa é utilizada quando há excitatrizes rotativas, para compensar a dinâmica adicional. Além da malha de controle principal, o RT compreende também funções de limitação da região de operação da máquina (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). O uso de chaveamento de ganho conforme a região de operação também foi empregado, como em Ren, Irwin e Flynn (2005). No controle de tensão, uma questão mais crítica é a variação da estrutura da rede, que altera a dinâmica do sistema; por isso, alguns trabalhos estudam o uso de reguladores de tensão adaptativos. Em Flynn et al. (1996), foi comparado o desempenho de dois controladores adaptativos por variância mínima generalizada, o de um PID adaptativo por alocação de polos e de um PID com ganhos fixos; em comparação com o PID de ganhos fixos, os controladores propostos amorteceram melhor as oscilações do modo local, ainda que o ESP não estivesse presente. Um controlador de tensão GPC adaptativo foi desenvolvido em Finch, Zachariah e Farsi (1999) e aplicado num gerador de laboratório, obtendo melhor atenuação de oscilações. Em Chandra et al. (1991), as funções do ESP e do RT foram unificadas num mesmo controlador adaptativo, que foi testado num gerador de laboratório; observou-se menos oscilações de modo local, principalmente em testes de estabilidade transitória, de curto circuito, em que ocorre alteração das condições da rede.

No que diz respeito ao ESP, uma série de pesquisas têm sido realizadas, devido ao seu papel de importância em aumentar a margem de estabilidade do sistema e capacidade de transmitir energia. Além dos modelos padronizados pela IEEE (IEEE, 2005), uma solução de ESP adaptativo está disponível no mercado (EICHMANN et al., 2000). A aplicação de técnicas de controle adaptativo ao amortecimento de oscilações em sistemas de potência já vem sendo pesquisada há bastante tempo, devido à dificuldade de sintonia e adaptação a novas condições da rede. Um dos primeiros trabalhos foi um ESP com sinal estabilizador para o RT, baseado em deslocamento de polos (CHENG et al., 1986). Em Gu e Bollinger (1989), foi desenvolvido um ESP adaptativo por variância mínima generalizado, e testes em campo foram apresentados (NORUM; BOLLINGER, 1993). Em Lim (1989), o sinal estabilizador pode ser adicionado ao RT ou ao RV, e o sinal é gerado minimizando

um critério quadrático. Em Pahalawaththa, Hope e Malik (1991), um ESP multivariável gera sinais para o RT e RV pela técnica de deslocamento de polos. Outro ESP que adiciona sinais ao RT e RV foi desenvolvido baseado em GPC adaptativo em Wu e Malik (2006). Outras aplicações do algoritmo GPC ao ESP também foram estudadas (BARREIROS; SILVA; COSTA, 1998).

Como as malhas de tensão e velocidade não são completamente desacopladas, alguns trabalhos mostram que técnicas de controle MIMO que resolvam os dois problemas de controle melhoram o desempenho do sistema (ZACHARIAH; FINCH; FARSI, 2009; MOUSSA; YU, 1972; YOKOKAWA et al., 1988; MORIOKA et al., 1994; OKOU; AKHRIF; DESSAINT, 2003). O regulador de tensão e velocidade (RTVRTV) baseado em LQRLQR em Moussa e Yu (1972) utiliza modelos bastante simplificados do sistema, mas as simulações de resposta ao curto sugerem que as ações de controle ótimas calculadas de forma combinada melhoram o amortecimento de oscilações eletromecânicas em testes de estabilidade transitória. O sistema TAGEC (YOKOKAWA et al., 1988) é adaptativo e também se baseia em LQR, e foi testado em turbinas Francis de 32 MW (MORIOKA et al., 1994). As oscilações foram amortecidas tanto pela excitação como pela ação de controle na turbina, e simulações demonstraram aumento de até 35% na potência que pode ser transmitida pela rede em testes de estabilidade transitória. Em Zachariah, Finch e Farsi (2009), apresenta-se uma solução de controle GPC adaptativo de tensão e velocidade com bons resultados de amortecimento.

Além das aplicações em controle integrado de tensão e velocidade comentados anteriormente, alguns trabalhos apontam possibilidade de contribuição na atenuação de oscilações de baixa frequência pelo controle da turbina (LI et al., 2006; SOARES, 1982).

O Controle Preditivo baseado em Modelo (MPC) é uma estratégia de controle originalmente desenvolvida na indústria petroquímica no final da década de 70 e hoje é a mais difundida entre as abordagens de controle avançado (QIN; BADGWELL, 2003). Trata-se de métodos que utilizam um modelo de predição ao longo de um horizonte de tempo para minimizar uma função objetivo (CAMACHO; BORDONS, 2004). Os principais motivos para tal sucesso são a facilidade para tratar restrições, processos multivariáveis e pré-alimentação, mantendo a sintonia simplificada (QIN; BADGWELL, 2003; TAKATSU; ITOU, 1996).

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

O Capítulo 2 apresenta uma modelagem detalhada do processo controlado: conduto, turbina, sistema de posicionamento, gerador e carga elétrica.

O problema de controle da unidade geradora é descrito no Capítulo 3, envolvendo controle de velocidade, tensão, limitadores da região de capacidade e Estabilizador de Sistemas de Potência.

O Capítulo 4 apresenta uma revisão dos aspectos da estratégia de controle MPC relevantes à implementação e uso do controlador no trabalho.

O modelo completo do processo controlado foi analisado com detalhes no Capítulo 5, o que compreende a primeira etapa do desenvolvimento do controlador MPC. Assim, foi investigada a simplificação do modelo para tornar o ajuste mais simples e a execução mais rápida do algoritmo. Além disso, é realizada uma validação do modelo de processo – utilizado para simulação do controlador – e do modelo de predição – utilizado pelo algoritmo MPC para cálculo da ação de controle.

O desenvolvimento do algoritmo MPC testado é apresentado no Capítulo 6. Desenvolve-se uma especificação das funções que devem ser desempenhadas pelo regulador. Com base nisso, apresentam-se a função objetivo, os parâmetros de sintonia e as duas estruturas distintas implementadas para teste.

Os resultados dos testes aplicados ao controlador são apresentados no Capítulo 7. São realizados testes em diferentes cenários de simulação, que permitem testar se as funcionalidades do controlador foram satisfeitas. Nestes cenários, realiza-se a comparação com o conjunto de controladores convencionais (RV + RT + ESP). Também são apresentados resultados de simulações dos efeitos de cada parâmetro de sintonia sobre a resposta.

O Capítulo 8 resume os resultados encontrados, apresentando uma conclusão sobre as questões que se deseja investigar neste trabalho. Testes a serem realizados futuramente e melhorias a serem investigadas também são apresentados.

2 MODELAGEM

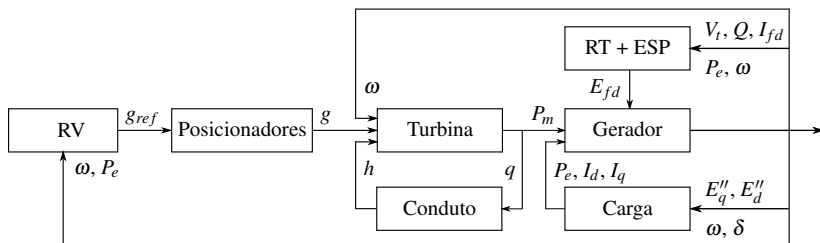


Figura 1 – Esquema do modelo completo

Neste capítulo, desenvolvem-se os modelos dos componentes envolvidos na geração de energia hidrelétrica. O sistema completo é mostrado na Figura 1, onde se mostram os componentes:

- regulador de velocidade (RV): responsável por controlar a frequência de rotação da máquina e a potência ativa fornecida, manipula a turbina por meio de posicionadores hidráulicos;
- posicionadores hidráulicos: alteram a vazão de água na turbina de acordo com a referência de abertura passada pelo RV;
- turbina: converte a energia potencial da água em potência mecânica no eixo da máquina;
- conduto: conduz a água até a turbina. Relaciona a vazão (q) à pressão sobre a turbina (h);
- regulador de tensão (RT): responsável por gerar a excitação no campo do gerador, controlando a tensão terminal (V_t) e a potência reativa (Q) da máquina;
- estabilizador de sistemas de potência (ESP): controlador de pré-alimentação do RT que monitora a frequência ω e a potência ativa P_e da máquina para gerar um componente de torque elétrico capaz de amortecer as oscilações eletromecânicas a que o gerador está sujeito;
- gerador: responsável pela geração de energia, possui o campo excitado pelo RT e é ligado à rede;
- carga elétrica: é o modelo da carga à qual o gerador está ligado. É um modelo estático que calcula o fluxo de potência para retornar as correntes nos eixos direto (I_d) e de quadratura (I_q) do gerador.

2.1 SISTEMA DE CONDUÇÃO DE ÁGUA

O modelo do sistema de condução de água expressa a coluna d'água h atuando sobre a turbina dependendo da vazão q . A modelagem é discutida com detalhes em Tenorio (2010), onde assumem-se as seguintes condições:

- o fluxo é unidimensional e o tubo é uniforme, sendo possível desprezar os termos convectivos;
- a deformação no tubo é proporcional à tensão nas paredes;
- as fórmulas de cálculo de perdas em regime permanente também são válidas em transitórios;
- a compressibilidade da água pode ser expressa por um módulo constante;
- não há vaporização da água;
- não há fluxos laterais.

Tais condições não afetam a dinâmica de controle (TENORIO, 2010). O modelo é normalizado tomando como valores base (IEEE, 1992):

- H_0 , a queda estática total disponível;
- Q_0 , a vazão gerada para a queda H_0 e a abertura máxima do distribuidor.

A partir da equação da continuidade e da 2ª lei de Newton (IEEE, 2011; TENORIO, 2010),

$$\frac{\partial q}{\partial x}(x, t) + \frac{1}{a_p^2} \frac{L_p}{T_W} \frac{\partial h}{\partial t}(x, t) = 0 \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial h}{\partial x}(x, t) + \frac{T_W}{L_p} \frac{\partial q}{\partial t}(x, t) + f_a \frac{T_W}{L_p} \frac{Q_0}{2A_p D_p} q(x, t) |q(x, t)| = 0 \quad (2.2)$$

$$T_W = \frac{L_p}{A_p} \frac{1}{a_g} \frac{Q_0}{H_0} \quad (2.3)$$

h é a altura manométrica da coluna d'água, normalizada conforme o valor base H_0 para o sistema por unidade (pupu)¹. q é a vazão manométrica no conduto, em pu. x indica a posição no conduto a que h e q se referem. T_W é a constante de tempo da coluna d'água, geralmente entre 0,5 s e 4 s (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). L_p , A_p e D_p são, respectivamente, comprimento,

¹pu, normalização com relação a um valor base

área da seção e diâmetro interno do conduto. a_g representa a aceleração da gravidade. f_a é o fator de atrito de Darcy-Weisbach, avaliado em função da velocidade do escoamento, viscosidade da água e rugosidade das paredes do conduto, e pode ser determinado pelo diagrama de Moody (IEEE, 1992; TENORIO, 2010). a_p é a velocidade de propagação da onda de pressão no conduto, e pode ser calculada pelas dimensões do conduto e materiais que o constituem (TENORIO, 2010); geralmente está entre 1000 e 1200 m/s.

Aplicando a transformada de Laplace² às equações (2.1) e (2.2) para regime permanente como condição inicial (TENORIO, 2010),

$$\frac{\partial^2 h}{\partial x^2}(s) = \frac{1}{a_p^2} \left(s^2 + f_a \frac{Q_0}{2A_p D_p} s \right) h(s) = \frac{1}{a_p^2} \tilde{s}^2 h(s) \quad (2.4)$$

onde \tilde{s} é o operador definido como $\tilde{s}^2 = s^2 + f_a \frac{Q_0}{2A_p D_p} s$. Utilizando os pontos a montante (\cdot_U) e jusante (\cdot_D) do conduto como condições de contorno (TENORIO, 2010),

$$h_D(s) = \operatorname{sech}(\tilde{s}T_e)h_U(s) - \frac{T_W}{T_e} \frac{\tilde{s}}{s} \tanh(\tilde{s}T_e)q_D(s) \quad (2.5)$$

$$q_U(s) = \frac{T_e}{T_W} \frac{s}{\tilde{s}} \cosh(\tilde{s}T_e)h_D(s) + \sinh(\tilde{s}T_e)q_D(s) \quad (2.6)$$

O tempo de propagação da onda de pressão T_e é definido por Soares (1982):

$$T_e = \frac{L_p}{a_p} \quad (2.7)$$

A equação (2.5) pode ser escrita em função dos desvios a partir do ponto de normalização. Assumindo que o nível a montante não se altera, a variação da vazão em função da variação da queda na turbina é dada por (TENORIO, 2010):

$$\Delta q(s) = -\frac{T_e}{T_W} \frac{s}{\tilde{s}} \frac{1}{\tanh(\tilde{s}T_e)} \Delta h(s) \quad (2.8)$$

Para permitir o equacionamento no domínio de Laplace, o atrito normalmente é modelado por um termo h_l adicional, ao invés de ser inserido no operador \tilde{s} . Dessa maneira, o atrito é desprezado no cálculo do escoamento

²a transformada de Laplace (unilateral) é um operador linear $\mathcal{L} : f(t) \mapsto F(s)$ definido para qualquer função $f : [0, +\infty) \rightarrow \mathbb{R}$ contínua por partes em $[0, +\infty)$. Logo, pode ser naturalmente aplicada às equações mencionadas, que são contínuas no tempo t (BOYCE; DIPRIMA, 2001).

elástico ($\tilde{s} = s$) (OLDENBURGER; DONELSON, 1962):

$$\Delta q(s) = -\frac{T_e}{T_W} \frac{1}{\tanh(sT_e)} \Delta h(s). \quad (2.9)$$

As perdas pelo atrito h_l são subtraídas da queda líquida na turbina

$$h = 1 + \Delta h - h_l \Rightarrow \Delta h = -(1 - h - h_l), \quad (2.10)$$

onde h_l é dado pela equação de Darcy-Weisbach (TENORIO, 2010),

$$h_l = f_p q^2 = f_a \frac{L_p Q_0^2}{2D_p A_p^2 a_g} q^2. \quad (2.11)$$

f_p assume valores muito próximos de zero, cujo efeito na dinâmica também pode ser desprezado (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

A função de transferência (2.9) pode ser implementada em modelos não-lineares representando os atrasos inseridos pela exponencial, ou aproximada por expansões. A expansão da eq. (2.12) é adequada para simulações (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994):

$$\tanh(sT_e) = \frac{sT_e \prod_{n=0}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{sT_e}{n\pi} \right)^2 \right]}{\prod_{n=0}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{2sT_e}{(2n-1)\pi} \right)^2 \right]} \quad (2.12)$$

Quando $n = 0$, o conduto é considerado inelástico, obtendo-se:

$$\Delta q(s) = -\frac{1}{sT_W} \Delta h(s) \quad (2.13)$$

2.2 TURBINAS HIDRÁULICAS

O modelo de turbina expressa como variam a vazão q e o torque mecânico T_m no eixo do gerador em função da velocidade da água, da abertura de uma válvula g , da diferença de pressão entre a entrada e a saída da turbina h , e da posição das pás da turbina (no caso de uma turbina Kaplan).

Atua-se na abertura g conforme o tipo de turbina. Duas categorias de turbinas são encontradas: de impulso e de reação. Detalhes construtivos e de equacionamento para cada tipo de turbina podem ser encontrados em KjØlle (2001). As turbinas Francis têm pás fixas e são circundadas pela parte final do conduto, que forma o caracol. Um conjunto de aletas móveis – o *distribui-*

dor – é utilizado para controlar a vazão de água; as aletas são movimentadas simultaneamente por um servomotor hidráulico ligado a um anel de comando (Figura 4). O formato das pás é projetado de acordo com a queda disponível, e podem ser construídos modelos para larga faixa de quedas, geralmente entre 10 m e 250 m (BREEZE, 2005; KJØLLE, 2001; COSTA; SILVA, 2000). Porém, como as pás são fixas, qualquer ponto de operação fora do projetado apresenta uma perda de eficiência (KJØLLE, 2001; COSTA; SILVA, 2000; BREEZE, 2005). As turbinas Francis, consideradas neste trabalho, giram submersas na água e são normalmente usadas em quedas de até 450 m. Nessas turbinas, a conversão da energia potencial baseia-se principalmente na pressão exercida pela coluna d'água.

As turbinas *Pelton* são o tipo representativo de turbinas de impulso, geralmente utilizadas em quedas superiores a 250 m. Nessas turbinas, injetores convertem a energia potencial da coluna d'água integralmente em energia cinética na forma de um jato. O jato é dirigido a pás no formato de conchas, dispostas no perímetro da turbina. Agulhas modificam a abertura dos injetores para controlar a vazão do jato. Como o movimento rápido da agulha causaria graves problemas com o golpe de aríete nos longos condutos, utiliza-se ainda um defletor, que desvia parte do jato das pás. Assim, o defletor é utilizado em dinâmicas rápidas de controle, enquanto que a alteração do ponto de operação é realizada pela agulha do bico injetor. Vários injetores podem estar presentes numa mesma turbina, impulsionando-a a partir de pontos equidistantes (COSTA; SILVA, 2000; KJØLLE, 2001; BREEZE, 2005).

A turbina Kaplan possui basicamente o mesmo princípio de funcionamento que a Francis, apesar de ter a forma de hélice com pás móveis. Assim, além da abertura do distribuidor, o ângulo das pás pode ser ajustado para melhorar a eficiência numa faixa maior de valores de queda. Assim, elas apresentam vantagens sobre as turbinas Francis, principalmente em baixas quedas, de até 60 m. O ajuste do ângulo das pás objetiva aumentar a eficiência no ponto de operação, e não diretamente objetiva o controle da potência. O ângulo das pás é alterado por um servomotor hidráulico disposto no núcleo da turbina. Para quedas ainda menores, pode-se utilizar também turbinas do tipo bulbo (COSTA; SILVA, 2000; KJØLLE, 2001; BREEZE, 2005).

Para todos os tipos de turbina, a modelagem é semelhante e assume que a vazão é função da queda líquida h e da abertura g de uma válvula. No sistema por unidade (IEEE, 1992),

$$q = g\sqrt{h} \quad (2.14)$$

A relação entre vazão e queda são dadas por (2.9). O torque mecânico

T_m entregue pela turbina, desconsiderando perdas e em pu na base da turbina, é dado por:

$$T_m = \eta qh \quad (2.15)$$

η é a eficiência da turbina, que varia com o torque e a velocidade, conforme descrito nos *Hill Charts* fornecidos pelo fabricante (TENORIO, 2010). Modelos que expressam a variação com a velocidade mas ignoram a relação com o torque têm sido utilizados, e são em sua maioria linearizados com relação ao produto da vazão e pressão (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994; IEEE, 1992). Neste trabalho, foi inserida uma função f_{T_m} que expressa a relação estática entre o produto da vazão e coluna d'água para a potência mecânica gerada. Esta curva é definida para velocidade nominal, e obtida em campo para ajuste do regulador de velocidade. O modelo proposto para variação dessa característica de acordo com a velocidade e a abertura vem da curva típica de torque-velocidade de uma turbina Francis (Figura 2).

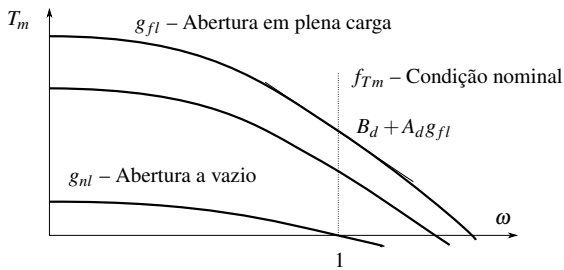


Figura 2 – Curva torque-velocidade típica de turbina Francis (UNDRILL; WOODWARD, 1967)

O modelo utilizado é semelhante ao proposto para velocidades na região de interesse (entre 0,7 pu e 1,5 pu) em Undrill e Woodward (1967) e assume que a variação do torque é linear com o desvio de velocidade de acordo com B_d . A taxa de variação do torque aumenta com a abertura conforme uma taxa A_d (Figura 2):

$$T_m = f_{T_m}(h \cdot q) - (A_d g + B_d) \Delta \omega \quad (2.16)$$

O desvio de velocidade $\Delta \omega$ é calculado pelo acoplamento entre a turbina e o gerador:

$$2H \Delta \dot{\omega} = T_m - \frac{P_e}{\omega} - D_n \Delta \omega, \quad (2.17)$$

onde $D_n \Delta \omega$ é o torque de amortecimento devido à carga e à atuação do RT e ESP. P_e é a potência ativa fornecida pelo gerador. Para operação a vazio,

$P_e = 0$ e $D_n = 0$. $2H$ é o tempo de partida mecânica, proporcional ao momento de inércia do conjunto turbina-gerador. O modelo completo está representado na Figura 3.

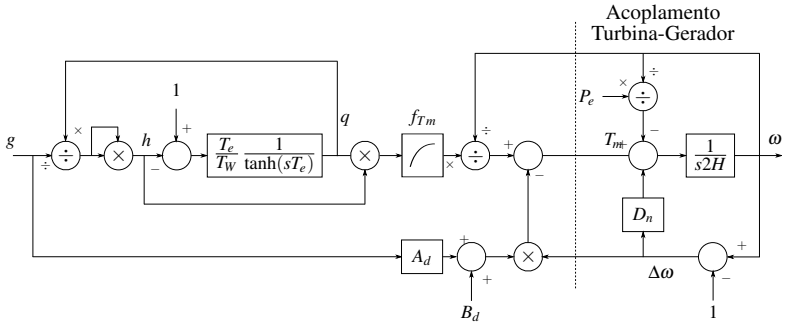


Figura 3 – Modelo não linear da turbina considerando conduto elástico

Parâmetro	
T_W	constante de tempo da coluna d'água
T_e	tempo de propagação da onda de pressão no conduto
A_d, B_d	coeficientes de perda na turbina pela abertura e velocidade
f_{Tm}	relação estática do torque para abertura
$2H$	tempo de partida mecânica
D_n	amortecimento devido à carga elétrica, RT e ESP

Tabela 1 – Parâmetros do modelo do conduto e da turbina

2.2.1 Posicionadores Francis

O distribuidor de uma turbina Francis é movimentado por um servomotor hidráulico. Em PCHPCHs, este é acionado por uma válvula proporcional, à qual é enviado o sinal de controle do regulador de velocidade. Em instalações maiores, a válvula proporcional aciona um estágio de amplificação constituído pela válvula distribuidora, como mostrado na Figura 4.

O controle dos posicionadores é realizado por dois controladores PI+DPI³ em cascata, um para o distribuidor e outro para a válvula distribuidora. O modelo da válvula distribuidora e do distribuidor é um integrador, com um ganho diferente para a abertura e para o fechamento. Para cada uma das válvulas também há uma velocidade máxima de abertura e de fechamento. Um

³Controle Proporcional-Integral, com ação derivativa na realimentação

atraso de transporte é utilizado para modelar o atraso entre envio do controle e início de atuação das válvulas.

A medição da realimentação dos controladores é realizada nos servomotores de posicionamento, e não representa a posição real do distribuidor, devido à presença de folgas mecânicas que podem ser da ordem de 0,1%. A folga é modelada como uma zona morta de largura Y_{folga} centrada no valor de saída; quando a entrada Y_d está dentro dessa faixa, a saída g permanece constante. Quando Y_d ultrapassa $g + Y_{folga}/2$, a zona morta se desloca e $g = Y_d - Y_{folga}/2$. O limite negativo é atualizado analogamente. O modelo completo do posicionador da turbina Francis é apresentado na Figura 5.

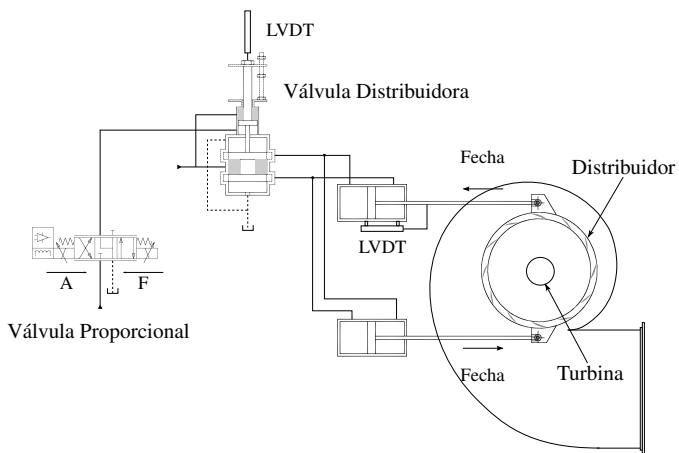


Figura 4 – Esquema dos posicionadores hidráulicos

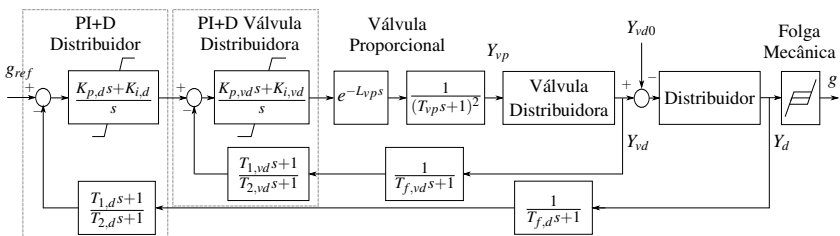


Figura 5 – Modelo dos posicionadores de uma turbina Francis

Parâmetro	
T_{vp}	constante de tempo da válvula proporcional
$K_{p,vd}, K_{i,vd}, K_{p,d}, K_{i,d}$	ganhos dos controladores PI
$\text{Max_PI}_{vd}, \text{Min_PI}_{vd}$	limites dos controladores PI
$\text{Max_PI}_d, \text{Min_PI}_d$	
$T_{1,vd}, T_{2,vd}, T_{1,d}, T_{2,d}$	constantes de tempo do avanço de realimentação dos PIs inverso do ganho do integrador das válvulas ao abrir inverso do ganho do integrador das válvulas ao fechar
$T_{o,vd}, T_{o,d}$	
$T_{c,vd}, T_{c,d}$	
$\text{TaxaMax}_{vd}, \text{TaxaMin}_{vd}$	taxas máxima de abertura e de fechamento
$\text{TaxaMax}_d, \text{TaxaMin}_d$	
L_{vp}, L_{vd}, L_d	atraso de transporte das válvulas
Y_{vd0}	posição da válvula distribuidora para distribuidor parado
Y_{folga}	folga mecânica entre servomotor e distribuidor
$T_{f,vd}, T_{f,d}$	constantes de tempo de medição da posição das válvulas

Tabela 2 – Parâmetros do modelo dos posicionadores

2.3 GERADOR SÍNCRONO

A máquina síncrona é constituída de dois elementos básicos: o rotor, que gira solidário com o eixo da turbina, e o estator, a parte fixa, externa. No estator estão os enrolamentos onde é gerada a tensão terminal da máquina, devido ao movimento relativo do campo magnético do rotor. O campo magnético é gerado no rotor por um conjunto de enrolamentos alimentados por corrente contínua, dispostos em pares de polos (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

O equacionamento da máquina síncrona pode ser iniciado utilizando o ângulo do rotor com relação ao estator como referência para descrever a interação eletromagnética entre os elementos da máquina. Como as equações dependem desta posição angular, elas passam a depender do tempo. A *transformação de Park* (CONCORDIA, 1951) é uma transformação do espaço de estados que representa as grandezas trifásicas sobre três eixos: um eixo sobre o rotor – eixo direto, d –, outro perpendicular a este – eixo de quadratura, q – e o eixo zero. Assim, a modelagem não depende mais da posição angular do rotor, pois a referência do modelo também gira.

Os modelos de cada um dos eixos são geralmente de 2ª ordem, compreendendo as dinâmicas transitória – mais lenta, da ordem de 1,5 s a 10 s – e subtransitória – de até 0,2 s. Para geradores de polos salientes, usados em hidrelétricas, a dinâmica do eixo de quadratura se deve apenas ao efeito dos amortecedores, que são enrolamentos sobre a cabeça dos polos. Assim, a estrutura escolhida para o modelo será de 2ª ordem no eixo direto (dinâmi-

cas transitória e subtransitória) e 1ª ordem no eixo de quadratura (dinâmica subtransitória) (IEEE, 2002).

O modelo para a máquina de polos salientes a seguir é desenvolvido com detalhes em (ANDERSON; FOUAD, 1977) e é utilizado em estudos de estabilidade de sistemas de potência (ZENI Jr, 1987). As equações (2.18) e (2.19) representam o eixo direto (Ψ_{kd} , E'_q e E_I), e a equação (2.20), o eixo em quadratura (Ψ''_q).

$$T'_{do} \dot{\Psi}_{kd} = -\Psi_{kd} + E'_q - I_d(X'_d - X_l) \quad (2.18)$$

$$T'_{do} \dot{E}'_q = E_{fd} - E_I \quad (2.19)$$

$$T''_{qo} \dot{\Psi}''_q = -\Psi''_q - I_q(X_q - X''_q) \quad (2.20)$$

$$E_I = A_g e^{B_g(E'_q - 0,8)} + E'_q + (X_d - X'_d) \left[I_d + \frac{X'_d - X''_d}{(X'_d - X_l)^2} (E'_q - I_d(X'_d - X_l) - \Psi_{kd}) \right] \quad (2.21)$$

O primeiro termo da eq. (2.21) modela a saturação magnética do rotor. Quando o rotor não está saturado, a relação entre força magnetomotriz e fluxo é linear, de acordo com a linha do entreferro. Conforme aumentam estas forças, há uma perda no fluxo (Figura 6). A curva de saturação é levantada em ensaios a vazio, quando $E'_q = V_t$.

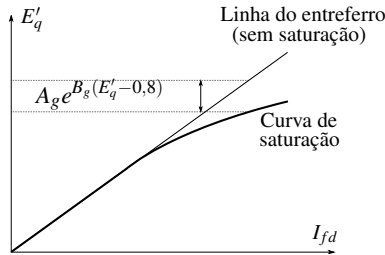


Figura 6 – Curva de saturação (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994)

As variáveis terminais da máquina são dadas por:

$$E''_d = -\Psi''_q \omega \quad (2.22)$$

$$E'_q = \left(\frac{X''_d - X_l}{X'_d - X_l} E'_q + \frac{X'_d - X''_d}{X'_d - X_l} \Psi_{kd} \right) \omega \quad (2.23)$$

$$V_q = E''_q - X''_d I_d, \quad V_d = E''_d + X''_q I_q, \quad V_t = \sqrt{V_q^2 + V_d^2} \quad (2.24)$$

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q \quad Q = V_q I_d - V_d I_q \quad (2.25)$$

Para máquinas de polos salientes, pode-se considerar $X_q'' = X_d''$ (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994). As entradas do modelo são a tensão de excitação E_{fd} e as correntes no eixo direto I_d e quadratura I_q .

X_d	reatância síncrona do eixo direto
X_d'	reatância transitória do eixo direto
X_d''	reatância subtransitória do eixo direto
X_q	reatância síncrona do eixo de quadratura
X_l	reatância de dispersão
T_{do}'	constante de tempo transitória de eixo direto
T_{do}''	constante de tempo subtransitória de eixo direto
T_{qo}''	constante de tempo subtransitória de eixo de quadratura
A_g e B_g	coeficientes de saturação do entreferro

Tabela 3 – Parâmetros do modelo de máquina síncrona de polos salientes

2.4 CARGA ELÉTRICA

O modelo de carga elétrica calcula as correntes de entrada da máquina síncrona e consiste em calcular o fluxo de potência no circuito ao qual ela está conectada.

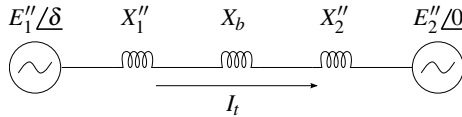


Figura 7 – Sistema com duas máquinas

A Figura 7 mostra duas máquinas conectadas entre si por uma linha de reatância X_b , onde o ângulo δ é chamado de ângulo de carga. O cálculo é feito com base nas tensões e reatâncias subtransitórias, que representam a dinâmica mais rápida do modelo da máquina. O ângulo de carga é a diferença fasorial entre os rotores de cada máquina e varia conforme a equação (2.26) (ANDERSON; FOUAD, 1977)

$$\dot{\delta} = \omega_s(\omega_1 - \omega_2), \quad (2.26)$$

onde ω_s é a frequência nominal, ω_1 e ω_2 são as frequências das máquinas 1 e 2, respectivamente, em rad/s.

Observa-se que qualquer circuito ao qual a máquina esteja conectada pode ser representado por seu equivalente Thévenin, reduzindo-se sempre ao caso da Figura 7. Usualmente, considera-se que a máquina está conectada a

um grande sistema cuja frequência e tensão não se alteram, denominado *barra infinita*, por uma reatância externa X_e . Como as reatâncias subtransitórias de eixo direto e quadratura são iguais a X_d'' , o modelo fica expresso como mostrado na Figura 8.

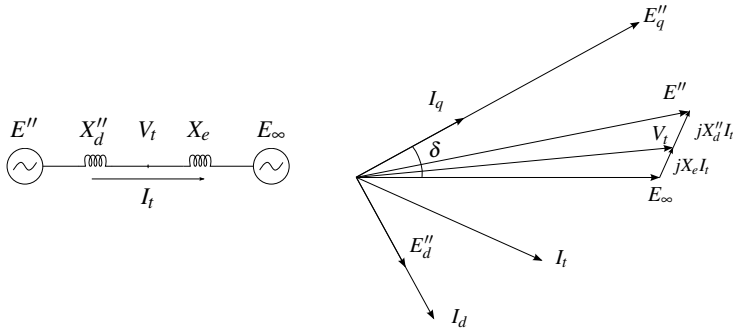


Figura 8 – Máquina ligada a barra infinita

Como a barra infinita possui frequência constante e igual a 1 pu, ela é o próprio sistema de referência angular e o cálculo das variáveis de fluxo de potência fica:

$$\dot{\delta} = \omega_s(\omega - 1) = \omega_s \Delta\omega \quad (2.27)$$

$$I_t = I_q - jI_d = \frac{E'' - E_\infty}{j(X_d'' + X_e)} = \frac{E_q'' - jE_d'' - E_\infty(\cos \delta - j \sin \delta)}{j(X_d'' + X_e)}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_d = \frac{1}{X_d'' + X_e} (E_q'' - E_\infty \cos \delta) \\ I_q = \frac{1}{X_d'' + X_e} (-E_d'' + E_\infty \sin \delta) \end{cases} \quad (2.28)$$

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados os modelos do processo, utilizados para avaliar o comportamento dos controladores desenvolvidos. Este modelo é validado com dados de campo no capítulo 5, onde também é realizada uma análise de características que podem ser simplificadas sem perda de representação para fins de controle. No capítulo 3, apresentam-se o problema de controle da unidade geradora e modelos para os controladores convencionais.

3 CONTROLE CONVENCIONAL DA UNIDADE GERADORA

Como mostrado na Figura 1, há dois sistemas de controle atuando na geração: a) os atuadores mecânicos da turbina são comandados pelo regulador de velocidade, e b) a excitação do gerador é determinada pelo regulador de tensão, juntamente com o estabilizador de sistemas de potência. Neste capítulo, são definidas as funções de controle desempenhadas, e detalhadas as malhas de controle dos controladores clássicos que terão o desempenho comparado com o controlador MPC desenvolvido.

Na seção 3.1, apresenta-se brevemente o modelo dinâmico dos transdutores, cuja saída será utilizada implicitamente nos resultados como o próprio valor da variável. Na seção 3.2, apresenta-se o problema de controle de velocidade e a malha de controle convencional utilizada para a comparação com o controle MPC. Na seção 3.3, é especificado o RT e apresenta-se a função dos limitadores de operação do gerador. Na seção 3.4, discute-se o princípio de funcionamento e a malha do ESP.

3.1 DINÂMICAS DE MEDIÇÃO

Para simplificar o entendimento dos diagramas de controle, as dinâmicas de medição do sistema de controle não se encontram representadas nas malhas de controle. Os transdutores são modelados por filtros de segunda ordem com as seguintes constantes de tempo:

- $T_{R,V}$: constante de tempo para medição de tensão terminal;
- $T_{R,PQ}$: constante de tempo para medição de potências ativa e reativa;
- $T_{R,w}$: constante de tempo para medição de frequência;
- $T_{R,I_{fd}}$: constante de tempo para medição de corrente de campo.

As dinâmicas para as correntes ativa e reativa dependem da medição de tensão e potência:

$$I_r = P_e/V_t, \quad I_x = Q/V_t \quad (3.1)$$

onde P_e , Q e V_t representam os valores filtrados de potência ativa, reativa e tensão terminal, respectivamente.

3.2 CONTROLE DA TURBINA

Quando a máquina está a vazio, a função do regulador de velocidade é apenas o controle de velocidade da turbina. Quando a unidade está conectada a um sistema, a malha de controle leva em consideração tanto a potência ativa quanto a frequência. Como o sistema se mantém geralmente muito próximo à frequência nominal, a malha controlará basicamente a potência; no caso de uma perturbação na frequência do sistema, o erro de seguimento à referência de frequência prevalece e a malha atua no sentido de restabelecer a frequência nominal. Na Figura 9, é apresentado o diagrama de blocos do regulador de velocidade convencional, em que estão presentes os seguintes elementos:

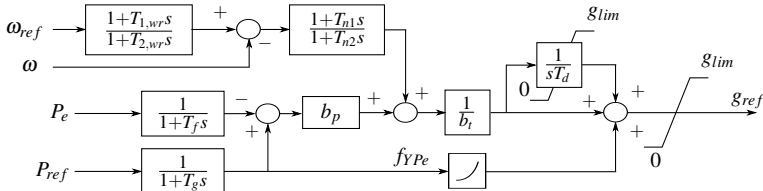


Figura 9 – Modelo do regulador de velocidade convencional

- ω_{ref} e P_{ref} são as referências de frequência e potência ativa;
- o limite g_{lim} evita uma abertura acima do limite determinado pela condição de operação;
- T_{n1} e T_{n2} são usados para uma ação derivativa do controle de velocidade;
- b_p é chamado estatismo permanente. Num sistema interligado, a frequência é afetada pelo balanço de potência, e por isso a demanda deve ser distribuída entre as unidades geradoras. Isto é, se um gerador mantivesse sua frequência sempre no valor nominal, ele responderia sozinho ao aumento de demanda no sistema. O estatismo permanente corresponde à variação de frequência em regime permanente causada por um aumento de 1 pu na potência ativa. O valor típico de b_p é de 5%;
- b_i é a banda proporcional (inverso do ganho proporcional), e T_d é o tempo integral;
- $T_{1,wr}$ e $T_{2,wr}$ são as constantes do filtro de referência de velocidade. Esse filtro não é geralmente encontrado, pois a referência é variada sempre

de forma suave. O filtro de referência foi incluído para comparação justa com o controlador MPC – que possui um filtro de referência integrado – em respostas ao degrau na referência. A resposta ao degrau é utilizada como ensaio padrão para avaliação de desempenho de malhas de controle, pois é possível analisar com facilidade o efeito dos parâmetros e malhas sobre as respostas;

- T_f é a constante de tempo do filtro de referência de controle de potência;
- T_g é a constante de tempo de filtragem da realimentação de potência, que diminui a resposta do RV a oscilações eletromecânicas de alta frequência, que não podem ser atenuadas por sua ação;
- uma pré-alimentação (*feedforward*) da relação estática entre a potência ativa desejada e a abertura necessária do distribuidor é usada para tornar a malha de controle de potência mais rápida na tomada de carga.

Em carga, estão disponíveis dois modos de controle: de potência e de abertura. O modo de controle de abertura utiliza a mesma malha que o modo de potência e é usado quando há alguma falha de medição de potência.

3.3 CONTROLE DO GERADOR

A função de controle da tensão terminal do gerador é desempenhada tradicionalmente por um controlador do tipo PI ou controlador de atraso de fase com ganho estático alto (IEEE, 2005).

A malha da Figura 10 será utilizada para comparação de desempenho com o controlador MPC desenvolvido. A constante de tempo T_A representa a dinâmica de atuação sobre o campo da máquina.

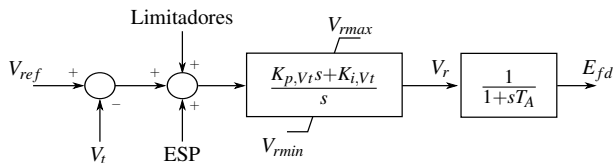


Figura 10 – Malha de controle do regulador de tensão

Além de controlar a tensão terminal do gerador de acordo com a referência V_{ref} , o regulador de tensão deve manter o ponto de operação dentro dos limites definidos pela curva de capacidade (Figura 11):

- limite de máxima corrente de campo, devido ao aquecimento do rotor por perdas resistivas, e para proteção do retificador e transformador de excitação;
- limite da corrente estatórica I_t , devido ao aquecimento da armadura por perdas resistivas;
- limite de aquecimento nas extremidades da armadura: em subexcitação, surgem correntes parasitas nas extremidades da armadura, que provocam um aquecimento local;
- limite de ângulo de carga máximo, que define um ponto de operação factível em regime permanente, a partir do qual a potência elétrica começa a reduzir com o aumento de δ (ver seção 3.4);
- limite de mínima corrente de campo, dado por uma excitação mínima necessária para manter o gerador em sincronismo.

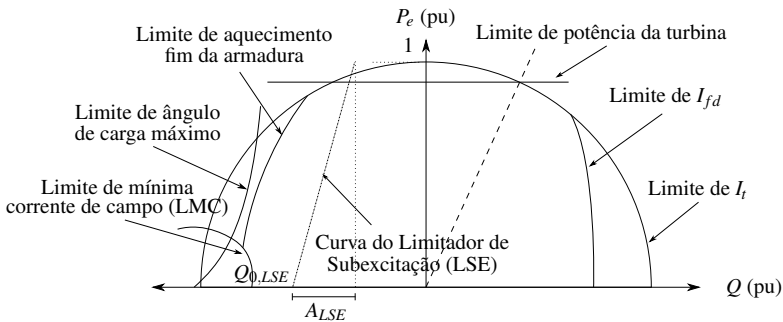


Figura 11 – Curva de capacidade do gerador

Os limitadores são malhas de controle PI lentas, para que não interfiram na dinâmica da malha de tensão principal. A ação dos limitadores ocorre apenas num sentido, seja de reduzir a excitação ou de aumentar a excitação, dependendo da função do limitador. Nas seções 3.3.1 a 3.3.5, discute-se como cada limite é gerado e as variáveis são limitadas. Todas as malhas PI estão implementadas conforme a estrutura paralela, conforme em Åström e Murray (2010).

3.3.1 Limitador de Corrente de Campo Máxima (LCC)

A limitação de corrente de campo (LCCLCC) é lenta (dezenas de segundos), de acordo com uma curva de tempo inverso (Figura 12) que protege

os elementos do sistema, principalmente o retificador e o trafo de excitação. Há um valor máximo para operação contínua (I_{therm}) e um valor máximo que não deve ser excedido por nenhum tempo (I_{inst}). Entre estes valores, o limite de corrente de campo I_{fdlim} cai numa taxa igual a $K_{Itherm}(I_{fd} - I_{therm})$ (IEEE, 2005).

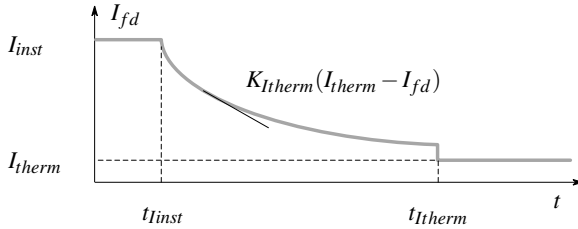


Figura 12 – Curva de limitação da corrente de campo máxima

3.3.2 Limitador de Subexcitação (LSE)

Aumenta a excitação para que a potência reativa fique acima dos limites de ângulo de carga máximo e de aquecimento da extremidade da armadura. A referência do LSELSE é gerada a partir de uma reta definida no plano P-Q (Figura 11), segundo o modelo UEL2 da IEEE 421.5 (IEEE, 2005). A reta cruza o eixo de potência reativa em $Q_{0,LSE}$ e assume o valor $Q = Q_{0,LSE} - A_{LSE}$ para $P_e = 1$ pu, quando $V_t = 1$ pu:

$$y_{LSE} = Q - (Q_{0,LSE} V_t^k - A_{LSE} P_e) > 0, \quad (3.2)$$

o expoente k define se a limitação é de potência ($k = 0$), corrente ($k = 1$) ou impedância ($k = 2$).

3.3.3 Limitador da Relação Volts/Hertz (VHZ)

O limitador volts/hertz (VHZVHZ) protege o gerador e o transformador do efeito do fluxo magnético excessivo decorrente de sobretensões e/ou baixas frequências. A razão entre tensão terminal e frequência (relação V/Hz) é proporcional ao fluxo magnético e a ela é imposto um limite superior (VHZ_{max}). Este limite pode ser excedido por um certo tempo; para evitar que o limitador restrinja o limite de tensão de teto do RT, limita-se a relação

V/Hz após um filtro de 1ª ordem:

$$\tau_{VHZ} \frac{dVHZ}{dt}(t) = -VHZ(t) + \frac{V_t(t)}{\omega(t)}, \quad VHZ \leq VHZ_{\max} \quad (3.3)$$

3.3.4 Limitador de Corrente Estatística (LCE)

O limitador de corrente estatística (LCELCE) evita que a corrente estatística ultrapasse o limite de aquecimento da armadura, dado por um limite I_{tmax} . Como o RT consegue alterar a componente reativa, é calculado o limite de corrente reativa a partir de I_{tmax} , utilizado para o PI. Para que a limitação seja temporizada, utilizam-se valores filtrados das correntes ativa e reativa para o cálculo do limite e erro de seguimento. Se a máquina está sobre-excitada, o limitador atua reduzindo a excitação; no outro caso, aumenta a excitação.

3.3.5 Limitador de Mínima Corrente de Campo (LMC)

Em conjunto com o LSE, evita operação subexcitada que leva à perda de sincronismo do gerador, ao estabelecer um limite mínimo para a corrente de campo I_{fmin} , em carga. Enquanto o LSE age mais lentamente para trazer o ponto de operação para dentro da curva de capacidade, o LMCLMC atua mais rapidamente para garantir uma excitação mínima.

3.4 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (ESP)

3.4.1 Estabilidade do Ângulo do Rotor

Como discutido na seção 1.2, a operação de uma unidade geradora do ponto de vista de estabilidade do ângulo do rotor é definida por sua capacidade de se manter em sincronismo com o sistema ao qual está conectado. Pela eq. (2.17), a unidade acelera e desacelera conforme os torques mecânico e elétrico que são aplicados ao eixo. O desequilíbrio entre tais torques altera o ângulo de carga, como expresso na eq. (2.27). Combinando tais equações e considerando operação ao redor da frequência nominal num sistema de máquina contra barra infinita (o que faz com que o torque seja aproximadamente igual à potência), tem-se o sistema de segunda ordem para o ângulo de carga

descrito nas eqs. (3.4) e (3.5):

$$\frac{2H}{\omega_s} \ddot{\delta} + \frac{D_n}{\omega_s} \dot{\delta} - (P_m - P_e) = 0 \quad (3.4)$$

$$2H\Delta\dot{\omega} = P_m - P_e - D_n\Delta\omega \quad (3.5)$$

A potência ativa depende do ângulo de carga: combinando as equações (2.24), (2.25) e (2.28),

$$P_e = \frac{E_q'' E_\infty}{X_d'' + X_e} \sin \delta - \frac{E_d'' E_\infty}{X_d'' + X_e} \cos \delta \quad (3.6)$$

As equações (3.4) e (3.6) formam um sistema subamortecido em condições normais de operação. Isso pode ser verificado linearizando a equação de potência ao redor de determinado ponto de operação. Pode-se observar que, para tais condições, tem-se um par de polos complexos com parte real negativa. Isso também pode ser analisado a partir da relação estática entre potência ativa e ângulo de carga. Esta relação é apresentada na Figura 13 quando a excitação V_r – que afeta E_q'' – e a tensão da barra E_∞ permanecem constantes, na qual podem-se realizar as seguintes análises:

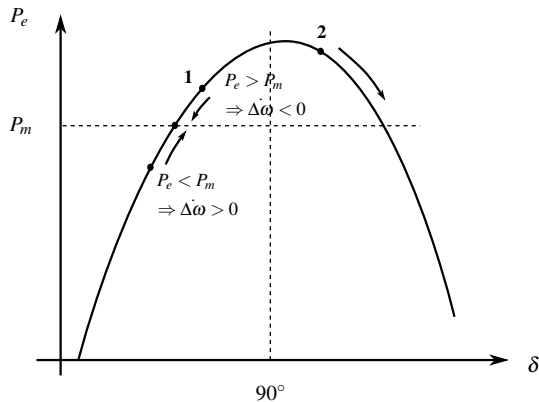


Figura 13 – Relação estática entre potência ativa e ângulo de carga

- o ponto de operação **1** é estável: se ocorre uma perturbação na potência, surge um torque elétrico que tende a fazer com que a velocidade retorne ao valor nominal, quando o torque elétrico se iguala ao mecânico;
- o ponto de operação **2** é instável: se a excitação não for alterada no sentido de reduzir o ângulo de carga, ocorre perda de sincronismo do gerador;

- oscilações pouco amortecidas comprometem a transmissão de todas as máquinas do sistema por elevarem o valor em regime permanente do ângulo de carga das máquinas a uma condição mais próxima da perda de sincronismo (ponto 2);
- uma análise da eq. (3.6) também mostra que, para linhas longas ou que sejam relativamente fracas (X_e maior), o valor do ângulo de carga em regime permanente aumenta para atingir a mesma potência ativa;
- isso também é válido durante falhas em linhas de transmissão: se duas linhas estiverem transmitindo a potência da unidade e uma for retirada de operação, a reatância X_e irá dobrar e a capacidade de o gerador se manter em sincronismo depende de o sistema de controle manter o ângulo de carga estável;
- além disso, caso se deseje aumentar a potência transmitida, deve-se contar com sistemas de controle capazes de amortecer as oscilações, permitindo aumentar de forma segura o ângulo de carga em regime permanente.

Assim, atenuar as oscilações não é desejável apenas para manter a máquina em sincronia em si, mas principalmente para aumentar a capacidade de transmissão (IEEE, 2009).

Essa é a origem das oscilações do modo local, ou seja, entre a máquina e o sistema como um todo, e encontram-se geralmente entre 0,8 Hz e 2 Hz. De forma análoga, também surgem outros modos de oscilação, como o intraplanta – entre máquinas da mesma usina – e interárea – que aparece entre regiões geograficamente distantes do sistema, com frequência em torno de 0,2 Hz.

3.4.2 Estrutura do ESP

O segundo termo da eq. (3.6) diz respeito ao eixo de quadratura e não pode ser diretamente controlado pela excitação. Já o primeiro termo tem maior influência sobre a potência ativa, e a tensão E_q'' resulta da dinâmica do campo da máquina aplicada sobre a tensão de excitação. Pode-se ver pela eq. (3.5) que o sistema de excitação pode aumentar o amortecimento ao gerar um torque elétrico em fase com a velocidade do rotor, que é denominado *torque amortecedor* (IEEE, 2009). O ESP é um controlador de pré-alimentação que adiciona um sinal à referência do RT tal que, após passar pela malha de controle e pela dinâmica do gerador, gera esse torque.

O uso da medição direta da velocidade do rotor para geração de tal sinal amortecedor apresenta complicações práticas, no entanto, como a presença de ruídos e modos de oscilação torsionais (IEEE, 2009). Isso reduz a amplitude dos sinais que podem ser inseridos na malha e a efetividade do ESP. Os mesmos obstáculos se apresentam com o uso da medição da frequência. Uma outra possibilidade é usar a medição de potência ativa, porém oscilações que prevaleçam nas medições de frequência não seriam atenuadas. Além disso, variações na potência mecânica gerariam um sinal indesejado na saída do ESP (IEEE, 2009). Integrando a eq. (2.17), tem-se:

$$\Delta\omega(t) = \frac{1}{2H} \int_0^t (P_m(\tau) - P_e(\tau)) d\tau - \frac{D_n}{2H} \int_0^t \Delta\omega(\tau) d\tau, \quad (3.7)$$

e, considerando frequências próximas do nominal, a integral do desvio de velocidade no tempo será nula, e

$$\Delta\omega(t) = \frac{1}{2H} \int_0^t P_a(\tau) d\tau, \quad (3.8)$$

onde $P_a = P_m - P_e$ é a potência acelerante. Logo, como a integral da potência acelerante está em fase com a velocidade da máquina, pode ser utilizada como sinal para o ESP. Com base nisso, foi desenvolvida uma estratégia para que se combinassem as vantagens dos sinais de velocidade e potência para estimar a integral da potência acelerante. Este tipo de estabilizador foi padronizado sob o nome de PSS2BPSS2B (IEEE, 2005) e utiliza a seguinte expressão como entrada:

$$\frac{P_a(s)}{s2H} = G_r(s) \frac{P_m(s)}{s2H} - \frac{P_e(s)}{s2H} = G_r(s) \left(\Delta\omega + \frac{P_e(s)}{s2H} \right) - \frac{P_e(s)}{s2H}. \quad (3.9)$$

G_r é um filtro passa baixa para atenuação de altas frequências do sinal medido. É utilizado para gerar uma estimativa da potência mecânica. Como a tomada de carga é realizada segundo uma rampa, esse filtro deve ser capaz de seguir um sinal de rampa com erro nulo em regime permanente. Por isso, esse filtro foi chamado de rastreador de rampa (IEEE, 2009; SOARES et al., 1987), e possui a seguinte função de transferência da eq. (3.11):

$$G_r(s) = \frac{1 + sMT_r}{(1 + sT_r)^N} \quad (3.10)$$

Analisando a diferença entre a entrada e a saída do filtro G_r , verifica-se que é obtido erro nulo para entrada em forma de rampa quando $N = M$, para valores

de T_r que tornem $G_r(s)$ estável:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s(1 - G_r(s)) \frac{1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(1 + sT_r)^N - (1 + sNT_r)}{(1 + sT_r)^N} \frac{1}{s} \quad (3.11)$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1 + sNT_r + s^2(\dots) - 1 - sNT_r}{s(1 + sT_r)^N} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2(\dots)}{s(1 + sT_r)^N} = 0 \quad (3.12)$$

Como o sinal de frequência da máquina é mais fácil e limpo de ser medido que a velocidade do eixo, ele é geralmente utilizado para compor a malha. Para que a síntese do sinal de potência acelerante seja correta, no entanto, é preciso realizar uma compensação da frequência medida nos terminais da máquina para que espelhe a frequência observada no próprio rotor (IEEE, 2009). A estratégia trata de corrigir a frequência medida de acordo com a reatância de quadratura X_q , apresentada na Figura 14. A equação é derivada do diagrama fasorial do modelo de máquina contra barra infinita, como discutido por ZENI Jr (1987).

Antes da síntese da integral de potência acelerante, as medições passam por filtros passa alta chamados de *washout*, que evitam que o ESP atue em baixas frequências. Estes filtros estão representados na Figura 14, com constantes de tempo T_{W1} e T_{W2} , geralmente acima de 0,1 Hz.

Como discutido acima, o objetivo do ESP é gerar um torque elétrico T_e em fase com a velocidade do rotor. O sinal gerado pelo ESP, que é somado à referência V_{ref} do RT, está sujeito à dinâmica de excitação do campo da máquina antes de afetar o torque elétrico através do termo E''_q (eq. (3.6)). Tal atraso de fase entre T_e e V_{ref} deve ser compensado por um estágio de avanço de fase presente na malha do ESP (IEEE, 2009). O atraso de fase observado é modelado pela função $GEP(s) = T_e/V_{ref}(s)$ e é dominado pela constante de tempo do campo T'_{do} , estando em torno de 100 graus na região de frequências do modo local (MELLO; CONCORDIA, 1969).

Por fim, aplica-se um ganho K_{ESP} para ajustar a influência do ESP sobre a malha.

3.4.3 Sintonia do ESP

Cada um dos estágios do ESP é ajustado para desempenhar as funções a que foram destinados no sistema a que ele será aplicado (IEEE, 2009):

1. os parâmetros e a estrutura do filtro rastreador de rampa são geralmente mantidos fixos, pois os requisitos de atenuação de sinais de alta frequência são muitas vezes os mesmos. Isso compreende a atenuação

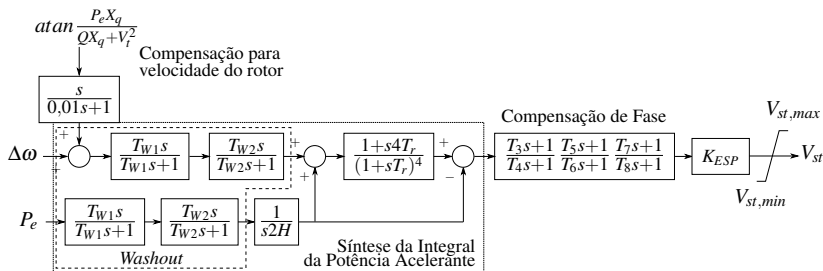


Figura 14 – Estabilizador de Sistemas de Potência

de cerca de 40 dB a 10 Hz, e pouca atenuação até 2 Hz. T_r costuma ser mantido entre 0,1 e 0,15 s, e a posição do zero e a ordem do filtro são mantidos fixos, por exemplo, em $N = M = 4$;

2. as constantes de tempo de *washout* T_{W1} e T_{W2} são ajustadas de acordo com a frequência mínima desejada de atuação do ESP, que depende das oscilações observadas na unidade e da capacidade da máquina conseguir amortecê-las: uma máquina de pequeno porte não terá efeito algum sobre uma oscilação de modo interárea, por exemplo. Também leva-se em conta a interação que surge com o RV: se o RV apresentar um tempo de resposta lento, deve-se evitar a atuação do ESP em baixas frequências. O valor da frequência mínima pode ser tão baixo quanto 0,1 Hz, quanto estar mais próximo do modo local, como 0,8 Hz;
3. o parâmetro $2H$ deve ser ajustado conforme a inércia do conjunto turbina-gerador. Esse valor pode ser identificado a partir dos testes de rejeição de carga ativa do comissionamento;
4. o valor de X_q é ajustado conforme o valor dado pelo fabricante para o gerador;
5. projeta-se o estágio de compensação de fase para compensar, na frequência de operação do ESP, a fase da função $T_e / \Delta\omega(s)$. A fase dessa função é aproximadamente igual à da função $V_t / V_{ref}(s)$, especialmente para o modo local (IEEE, 2009). Para tanto, é realizado um ensaio de resposta em frequência em malha fechada do RT, com o ESP desabilitado.
6. ajusta-se K_{ESP} para prover o amortecimento desejado, enquanto se mantém um compromisso de não afetar demasiadamente o desempenho do RT. Um valor de referência é ajustar K_{ESP} em um terço do valor em que começam a surgir oscilações sustentadas na tensão terminal devido à ação do ESP.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As funcionalidades presentes nos reguladores de tensão e velocidade de unidades de geração hidrelétrica foram apresentados neste capítulo. Os modelos de medição das variáveis utilizadas foram apresentados como filtros de segunda ordem. A malha do RV foi analisada e obtido o equivalente PID com controle de pré-alimentação e limitador de abertura. As malhas dos modos de controle do RT, com os limitadores envolvidos, foram explicitadas. O ESP foi analisado em detalhe para que os conceitos de estabilidade do ângulo do rotor pudessem ser incorporados ao desenvolvimento do controlador avançado (capítulo 6). Para efeito de comparação de desempenho do capítulo 7, serão utilizadas as malhas aqui apresentadas.

4 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (*Model-based Predictive Control*, MPC) é uma estratégia que utiliza um modelo dinâmico explícito para prever a resposta futura do processo. A cada iteração, é calculada uma sequência de ações de controle durante o *horizonte de controle* de forma a minimizar um critério de otimização, que pondera o seguimento das referências ao longo do *horizonte de predição*, a energia do sinal de controle e o atendimento a restrições. O primeiro termo de controle é aplicado no processo e o cálculo é repetido nos instantes subsequentes (CAMACHO; BORDONS, 2004). Esse funcionamento é mostrado na Figura 15¹.

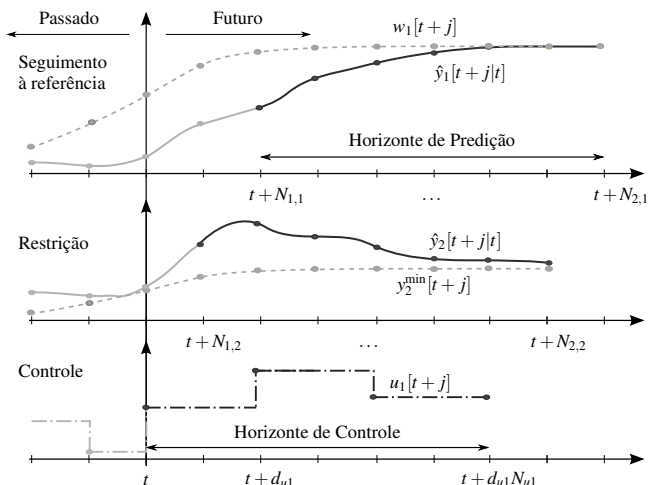


Figura 15 – Estratégia de controle por horizonte deslizante

Os principais elementos constituintes de um controlador MPC, mostrados na Figura 16 são:

- modelo interno;
- função objetivo;
- problema de otimização, incluindo restrições e um algoritmo de solução.

¹A notação $y[t]$ será utilizada para representação de uma variável y no instante de tempo discreto t . $y(t)$ é a representação do valor da variável y no instante de tempo contínuo t , para fins de simplificação da notação.

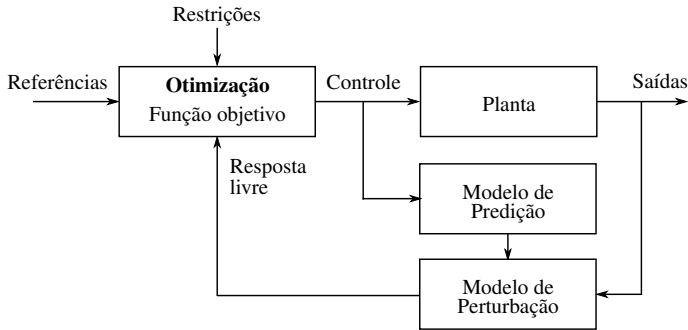


Figura 16 – Partes constituintes de um controlador MPC

Estes elementos são discutidos nas seções de 4.1 a 4.3. Os efeitos dos parâmetros de sintonia são introduzidos na Seção 4.4.

4.1 MODELO INTERNO

Para tornar possível o cálculo da sequência de controle futura na etapa de otimização, o modelo interno deve ser capaz de representar separadamente o efeito dos sinais de controle aplicados em instantes passados dos que serão calculados pelo controlador. A parte da resposta afetada pelo sinal de controle futuro é chamada de *resposta forçada*, e a que independe dele, *resposta livre*. Esta última deve contemplar, também, um modelo de como os erros de predição são representados. Assim, o controlador preditivo vale-se dos seguintes modelos:

- *modelo de predição*: para determinar a resposta devido às ações de controle passadas;
- *modelo de perturbação*: representa como as diferenças observadas entre as medições do processo e o modelo de predição evoluem ao longo do horizonte, provendo realimentação;
- *modelo de otimização*: resposta devido à sequência de controle que está sendo calculada.

Dado um sistema MIMO com saídas y_i , $i = 1, \dots, n$, e entradas $u_l = 1, l = 1, \dots, m$, a predição da saída y_i j passos à frente, calculada no instante t , é representada por $\hat{y}_i[t + j|t]$.

A resposta do modelo de predição, neste trabalho, resulta da simulação não linear do sistema, o que possibilita uma representação precisa do sistema.

Esse modelo é apresentado com detalhes no Capítulo 5. A resposta livre f_i é a soma da saída dos modelos de predição, \underline{y}_i ², e de perturbação, n_i :

$$f_i[t+j|t] = \underline{y}_i[t+j|t] + n_i[t+j|t] \quad (4.1)$$

O modelo de perturbação representa duas características: como os erros de predição são agregados, e como elas evoluem no horizonte. Neste trabalho, será utilizado o erro como a diferença entre a saída do modelo e do processo de forma similar ao algoritmo DMCDMC (*Dynamic Matrix Control*). Ainda, o erro de predição pode ser processado por um filtro passa baixa:

$$e_i[t] = F_{ri}(z^{-1})(y_i[t] - \underline{y}_i[t|t-1]) \quad (4.2)$$

O filtro de robustez $F_{ri}(z^{-1})$ melhora a resposta do algoritmo na presença de incerteza de modelagem e perturbações. O uso do filtro F_{ri} para o algoritmo GPC é apresentado em (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007), incluindo uma análise de robustez do controlador. Na maioria dos casos, e quando o processo não possui integradores ou polos instáveis, pode-se considerar a função de transferência da eq. (4.3):

$$F_{ri}(z^{-1}) = \left(\frac{1 - e^{-T_s/\tau_i}}{1 - e^{-T_s/\tau_i}z^{-1}} \right)^{v_i} \quad (4.3)$$

onde τ_i e v_i são usados como parâmetros de ajuste do filtro. Se uma melhoria na resposta a perturbações for desejada, pode-se também utilizar zeros no filtro de perturbação (LIMA et al., 2014).

Geralmente, a melhor estimativa disponível é de que o erro de predição permaneça constante ao longo do horizonte, de forma que

$$n_i[t+j|t] = e_i[t], \quad j = 1, \dots, N_{i2} \quad (4.4)$$

Como será discutido na seção 4.2, o uso de um modelo linear para a otimização permite representar o problema de otimização na forma de uma programação quadrática. A solução para este tipo de problema pode ser encontrada por métodos eficientes, ao passo que a otimização de problemas não lineares demanda recursos computacionais bem mais elevados. A estratégia de adotar um modelo linear para a otimização, combinando-o a modelos não lineares para a resposta livre, tem sido utilizada com sucesso em controladores preditivos não lineares (GARCÍA; PRETT; MORARI, 1989). Tal

²o símbolo $\underline{\cdot}$ indica que a variável é calculada com base em valores passados e conhecidos das saídas e controles do processo

estratégia supõe que o princípio de superposição pode ser aplicado ao modelo não linear, separando o sinal de controle u_l da seguinte forma³:

$$u_l[j|t] = \underleftarrow{u}_l[j|t] + \underrightarrow{u}_l[j|t]$$

onde

$$\underleftarrow{u}_l[j|t] = \begin{cases} u_l[j], & \text{se } j < t \\ u_l[t-1], & \text{se } j \geq t \end{cases} : \text{ações de controle anteriores a } t$$

$$\underrightarrow{u}_l[j|t] = \begin{cases} 0, & \text{se } j < t \\ u_l[j] - u_l[t-1], & \text{se } j \geq t \end{cases} : \text{incrementos de controle a partir de } t$$

O modelo linear de otimização utilizado no controlador desenvolvido representa a resposta ao degrau do sistema, da mesma forma que no algoritmo DMC (CAMACHO; BORDONS, 2004). A predição do modelo de otimização considera condição inicial nula e é dada por:

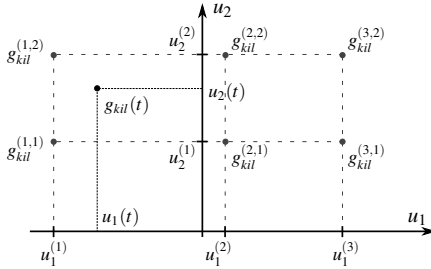
$$\begin{aligned} \underrightarrow{\hat{y}}_i[t+j|t] &= \sum_{l=1}^m \sum_{k=1}^{N_{2,i}} g_{kil} \Delta u_l[t+j-k|t] \\ &= \sum_{l=1}^m \sum_{k=1}^{N_{2,i}} g_{kil} (u_l[t+j-k|t] - u_l[t+j-k-1|t]) \end{aligned}$$

Os coeficientes g_{kil} representam a resposta da saída y_i ao degrau na entrada u_l , aplicado há k iterações. Os valores dos coeficientes são obtidos pela simulação de uma resposta ao degrau do modelo não linear de predição. Dado que o modelo possui características dinâmicas distintas conforme a condição de operação, é utilizado o seguinte procedimento para obtenção de um modelo de otimização, ilustrado na Figura 17:

1. um conjunto de condições de operação nas quais a dinâmica será levantada é escolhido. Tais condições de operação são determinadas pelos valores em regime permanente das entradas do modelo;
2. o modelo não linear de predição é inicializado na condição de operação desejada;
3. para cada entrada do modelo, é realizada a simulação da resposta a um pequeno degrau, armazenando a resposta normalizada das variáveis de saída;

³o símbolo $\underrightarrow{\cdot}$ indica que a variável é calculada com base em valores preditos dos controles do processo

4. a cada iteração, o modelo de otimização utilizado é uma combinação linear das respostas ao degrau obtidas nas condições de operação adjacentes ao ponto de operação informado pelas medições do processo.



$$\begin{aligned}
 g_{kil}(t) = & g_{kil}^{(1,1)} \frac{u_1(t) - u_1^{(2)}}{u_1^{(1)} - u_1^{(2)}} \frac{u_2(t) - u_2^{(2)}}{u_2^{(1)} - u_2^{(2)}} \\
 & + g_{kil}^{(2,1)} \frac{u_1^{(1)} - u_1(t)}{u_1^{(1)} - u_1^{(2)}} \frac{u_2(t) - u_2^{(2)}}{u_2^{(1)} - u_2^{(2)}} \\
 & + g_{kil}^{(1,2)} \frac{u_1(t) - u_1^{(2)}}{u_1^{(1)} - u_1^{(2)}} \frac{u_2^{(1)} - u_2(t)}{u_2^{(1)} - u_2^{(2)}} \\
 & + g_{kil}^{(2,2)} \frac{u_1^{(1)} - u_1(t)}{u_1^{(1)} - u_1^{(2)}} \frac{u_2^{(1)} - u_2(t)}{u_2^{(1)} - u_2^{(2)}}
 \end{aligned}$$

Figura 17 – Obtenção do modelo linear de otimização por combinação linear dos modelos levantados em diferentes pontos de operação

4.2 FUNÇÃO OBJETIVO

A estratégia MPC visa a minimizar uma função objetivo que pondera o erro de seguimento à referência e a variação do sinal de controle:

$$J[t] = \sum_{i=1}^n \sum_{j=N_{1,i}}^{N_{2,i}} \gamma_i[j] (\hat{y}_i[t+j] - w_i[t+j])^2 + \sum_{l=1}^m \sum_{j=1}^{N_{u,l}} \lambda_l[j] \Delta u_l[t+j \cdot d_{u,l}|t]^2, \quad (4.5)$$

onde w_i são as referências futuras. A ponderação de cada termo na função objetivo é determinada pelas ponderações $\gamma_i[j]$ e $\lambda_l[j]$, que assumem valores positivos ao longo do horizonte. Esses valores podem variar ao longo do horizonte, como definido na eq. (4.6):

$$\gamma_i[j] = \gamma_i[0] \cdot \rho_i^j. \quad (4.6)$$

Quando $\rho_i = 1$, a ponderação é constante no horizonte. Para $\rho_i > 1$, a ponderação aumenta exponencialmente a cada iteração e, para $\rho_i < 1$, decai ao longo do horizonte. Neste trabalho, a ponderação de controle é sempre constante ao longo do horizonte.

É preciso representar a resposta em função das ações de controle a serem calculadas. A predição j passos à frente, calculada no instante t , é

obtida somando as respostas livre e forçada:

$$\hat{y}_i[t+j|t] = \sum_{l=1}^m \sum_{k=1}^j g_{kil} \Delta u_l[t+j-k|t] + f_i[t+j|t]$$

Agrupando as predições ao longo do horizonte, a influência da sequência de controle calculada é determinada pela matriz de resposta ao degrau \mathbf{G}_i :

$$\hat{\mathbf{y}}_i = [\mathbf{G}_{i1} \cdots \mathbf{G}_{im}] \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_m \end{bmatrix} + \mathbf{f}_i = \mathbf{G}_i \mathbf{u} + \mathbf{f}_i \quad (4.7)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_i = [\hat{y}_i[t+N_{1,i}|t], \dots, \hat{y}_i[t+N_{2,i}|t]]^T$$

$$\mathbf{u}_l = [\Delta u_l[t|t], \Delta u_l[t+d_{u,l}|t], \dots, \Delta u_l[t+d_{u,l}N_{u,l}|t]]^T$$

$N_{1,i}$ e $N_{2,i}$ definem os instantes inicial e final do horizonte de predição em que a variável y_i é ponderada na função objetivo. Após certo instante no horizonte, o controle é considerado constante e $\Delta u_l[t+k|t] = 0, k > d_{u,l}N_{u,l}$. $N_{u,l}$ é o *horizonte de controle* e representa o número de graus de liberdade da sequência de controle calculada pelo algoritmo. Os incrementos de controle são permitidos apenas nos instantes do horizonte de controle múltiplos do período de atualização $d_{u,l}$:

$$\Delta u_l[t+j|t] = \begin{cases} u_l[t|t] - u_l[t-1] & \text{se } j = 0 \\ u_l[t+j|t] - u_l[t+j-d_{u,l}|t] & \text{se } j \text{ é múltiplo de } d_{u,l} \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (4.8)$$

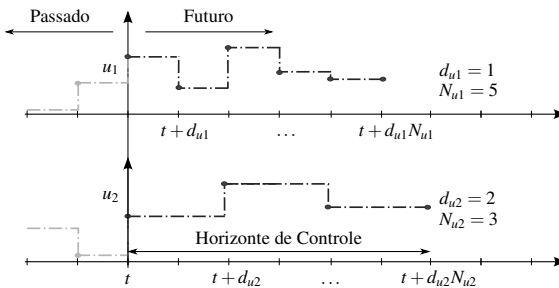


Figura 18 – Período de atualização $d_{u,l}$ do controle

Um exemplo de uso do período de atualização é mostrado na Figura 18. Isso possibilita que os sinais de controle sejam calculados com períodos

de atualização distintos. Assim, o controle aplicado em pontos mais distantes do horizonte é calculado sem aumentar a dimensão do problema de otimização. As matrizes \mathbf{G}_{il} são dadas por:

$$\mathbf{G}_{il} = \begin{bmatrix} g_{N_{1,i},i,l} & 0 & \cdots & 0 \\ g_{N_{1,i}+1,i,l} & g_{N_{1,i},i,l} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_{2,i},i,l} & g_{N_{2,i}-1,i,l} & \cdots & g_{N_{2,i}-d_{u,l}N_{u,l}+1,i,l} \end{bmatrix} \mathbf{d}_{Gil}$$

\mathbf{d}_{Gil} é uma matriz $(N_{2,i} - N_{1,i} + 1) \times N_{u,l}$ que seleciona as colunas das ações de controle múltiplas de $d_{u,l}$, pois as ações de controle nos instantes intermediários será nula:

$$[\mathbf{d}_{Gil}]_{p \times q} = \begin{cases} 1 & \text{se } p = d_{u,l}(q - 1) + 1 \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases}$$

Substituindo (4.7) em (4.5), tem-se:

$$\begin{aligned} J[t] &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \mathbf{u} + \mathbf{f}_1 - \mathbf{w}_1 \\ \cdots \\ \mathbf{G}_n \mathbf{u} + \mathbf{f}_n - \mathbf{w}_n \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \mathbf{u} + \mathbf{f}_1 - \mathbf{w}_1 \\ \cdots \\ \mathbf{G}_n \mathbf{u} + \mathbf{f}_n - \mathbf{w}_n \end{bmatrix} + \mathbf{u}^T \Lambda \mathbf{u} \\ &= [\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}]^T \Gamma [\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}] + \mathbf{u}^T \Lambda \mathbf{u} \\ &= \mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \Gamma \mathbf{G} + \Lambda) \mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \Gamma \mathbf{G}\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \\ &= \mathbf{u}^T \mathbf{H}\mathbf{u} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \Gamma \mathbf{G}\mathbf{u} + (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde as matrizes $\Gamma_i = \text{diag}(\gamma_i[N_{1,i}], \dots, \gamma_i[N_{2,i}])$ e $\Lambda_l = \text{diag}(\lambda_l[1], \dots, \lambda_l[N_{u,l}])$ agrupam os coeficientes de ponderação. Pela construção da matriz de resposta ao degrau \mathbf{G} , suas colunas são linearmente independentes e, como os coeficientes de ponderação são positivos, a matriz Hessiana \mathbf{H} é simétrica semi-positiva definida. Logo, a função objetivo pode ser expressa como uma função quadrática convexa em termos dos sinais de controle \mathbf{u} a serem calculados. Na ausência de restrições, o sinal de controle pode ser calculado diretamente igualando o gradiente de J a zero.

4.3 RESTRIÇÕES

O valor do controle u_l é limitado entre u_l^{\min} e u_l^{\max} , e sua variação, entre Δu_l^{\min} e Δu_l^{\max} . Esta limitação é representada na forma de *restrições duras* ao problema de otimização, e não pode ser violada pela solução.

As variáveis de saída também possuem limites, que podem ser representados por restrições duras, ou ainda pode ser permitida uma certa violação, conforme a aplicação. Neste último caso, tem-se *restrições brandas*, em que pondera-se uma variável de folga ε_i , que representa o quanto a variável y_i excedeu o limite. O limite é expresso como na eq. (4.10):

$$\begin{cases} \hat{y}_i[t+j|t] + \varepsilon_i[t+j|t] \geq y_i^{\min} \\ \hat{y}_i[t+j|t] - \varepsilon_i[t+j|t] \leq y_i^{\max}, \quad j = N_{1,i}, \dots, N_{2,i} \\ \varepsilon_i[t+j|t] \geq 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

O cálculo da ação de controle é então realizado pela solução do problema de otimização da eq. (4.11), obtido ao expandir os termos da eq. (4.9) ao introduzir a violação ε_i das restrições:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}, \boldsymbol{\varepsilon}} J &= \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \boldsymbol{\varepsilon} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \boldsymbol{\varepsilon} \end{bmatrix} + 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \Gamma \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \boldsymbol{\varepsilon} \end{bmatrix} \\ \text{s.a: para } i &= 1, \dots, n, \quad l = 1, \dots, m : \\ &\mathbf{1}(u_l^{\min} - u_l[t-1]) \leq \mathbf{T}_l \mathbf{u}_l \leq \mathbf{1}(u_l^{\max} - u_l[t-1]) \\ &\mathbf{1}\Delta u_l^{\min} \leq \mathbf{u}_l \leq \mathbf{1}\Delta u_l^{\max} \\ &-\mathbf{G}_i \mathbf{u} - \boldsymbol{\varepsilon}_i \leq -\mathbf{1}y_i^{\min} + \mathbf{f}_i \\ &\mathbf{G}_i \mathbf{u} - \boldsymbol{\varepsilon}_i \leq \mathbf{1}y_i^{\max} - \mathbf{f}_i \\ &-\boldsymbol{\varepsilon}_i \leq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Φ é a matriz diagonal de ponderação da violação das restrições:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \Phi_n \end{bmatrix}, \quad \Phi_i = \text{diag}(\phi_i[N_{1,i}], \dots, \phi_i[N_{2,i}]) \quad (4.12)$$

\mathbf{T}_l é uma matriz $N_{u,l} \times N_{u,l}$ triangular inferior cuja parte não nula é unitária, e $\mathbf{1}$ é uma matriz coluna cujos elementos são todos unitários. Quando as restrições sobre as variáveis de saída são duras, as mesmas equações valem, com $\varepsilon_i = 0$.

O problema da eq. (4.11) é um problema de programação quadrática convexo, para o qual há métodos eficientes de solução. Entre os métodos disponíveis, são bastante utilizados o de ponto interior e o do conjunto ativo. Tendo em vista as especificidades do MPC, foi desenvolvido um algoritmo dedicado que aproveita a estrutura do problema de otimização. O uso de um otimizador eficiente é fundamental para tornar possível a aplicação do con-

trolador MPC a um processo real.

4.4 SINTONIA

Na eq. (4.5), são mostrados os parâmetros de sintonia do algoritmo MPC, que compreendem os horizontes e ponderações. Estes afetam a característica da resposta ao alterar a ponderação das variáveis na função objetivo. Assim, um ajuste coerente considera, primeiramente, o formato da resposta desejada. O efeito dos parâmetros é discutido em (ROSSITER, 2003; CAMACHO; BORDONS, 2004):

- o horizonte de controle N_u deve compreender o tempo em que o sinal de controle está em regime transitório. Como o sinal de controle permanece constante a partir de um instante no horizonte, o aumento de N_u a partir de determinado ponto não tem efeito prático. O uso de um horizonte muito curto faz com que a resposta se aproxime da dinâmica de malha aberta. Quando $N_u = 1$, a dinâmica é igual à de malha aberta, pois o controle é levado ao valor de regime permanente logo no primeiro instante da sequência de controle calculada;
- o tamanho do horizonte de ponderação N_2 deve ser maior que o tempo de estabilização do sistema após a finalização da dinâmica de controle N_u . O aumento de N_2 faz com que a resposta fique mais suave e estável. Se não houver necessidade de garantia de estabilidade e o processo for estável, geralmente tem-se $N_2 \gg N_u$;
- N_1 marca o início da ponderação da respectiva saída na função objetivo e pode ser usado para desconsiderar os primeiros elementos do horizonte. Isso é útil, por exemplo, em caso de sistemas com atraso de transporte ou com dinâmica de fase não mínima (NORMEY-RICO; CAMACHO, 2007);
- a ponderação da variação do sinal de controle λ é usada para alterar a agressividade de cada saída de controle disponível;
- a ponderação do seguimento à referência de cada variável de saída é ajustada pela ponderação γ ;
- a violação das restrições brandas é ajustada pelo valor da ponderação ϕ ;
- as ponderações podem variar ao longo do horizonte, por exemplo, de forma exponencial, como apresentado na eq. (4.6);

É importante que os termos da função objetivo estejam na mesma ordem de grandeza, tanto para tornar o problema de otimização mais coerente como para evitar problemas de condicionamento das matrizes. Neste trabalho, representam-se todas as variáveis do processo no sistema *por unidade* (pu), o que elimina este tipo de problema.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os elementos constituintes de um controlador MPC foram apresentados neste Capítulo, com ênfase na forma com que são utilizados para desenvolver o controlador do trabalho. A estrutura dos modelos utilizados internamente para calcular a predição foi apresentada. Os termos e parâmetros da função objetivo foram introduzidos, demonstrando como são utilizados para formar o problema de otimização. Como elemento que não é tipicamente encontrado nas formulações de controle MPC, a amostragem $d_{u,l}$ do sinal de controle é definida para permitir a implementação de sinais de controle calculados com taxas diferentes de amostragem. São definidas também as restrições duras e brandas, e o problema de otimização completo. Por fim, discute-se a influência dos parâmetros de sintonia sobre a resposta do controlador.

5 DESENVOLVIMENTO DO MODELO

O modelo utilizado para resposta livre pelo algoritmo MPC é executado a cada iteração. Essa resposta já não representa exatamente a planta, uma vez que incertezas nos parâmetros e perturbações estão sempre presentes. Tais incertezas podem ser superiores a características dinâmicas presentes no modelo completo mas que não precisariam ser representadas pelo modelo de resposta livre. Isso aliviaria a carga de processamento do algoritmo MPC. Nesse caso, a tolerância a uma representação menos fiel é conferida à estratégia MPC pela realimentação das medições da planta. Outro benefício da simplificação do modelo é o menor número de parâmetros do modelo de resposta livre, facilitando a sintonia pelo usuário final.

Os modelos apresentados no capítulo 2 foram agrupados de acordo com suas dinâmicas, e com as variáveis que representam nos problemas de controle do capítulo 3. O modelo mecânico inclui a turbina, o conduto e posicionadores. O modelo elétrico, o gerador, o acoplamento mecânico e a barra infinita como carga elétrica. A partir do conhecimento físico do processo, foi realizada a simplificação dos modelos mecânico (seção 5.2) e elétrico (seção 5.3). O modelo resultante do estudo de simplificação é apresentado na seção 5.4. Na seção 5.5, dados de campo são utilizados para identificação dos parâmetros e validação dos modelos utilizados para simulação do processo e para predição pelo controlador MPC.

5.1 MODELO SIMPLIFICADO PARA MÁQUINA E SISTEMA DE POTÊNCIA

Uma das razões para se controlar o sistema de forma isolada (RT + RV) é que a máquina síncrona possui dinâmica bem mais rápida que a da turbina. Por isso, para simulações apenas da turbina ou testes do regulador de velocidade – em que são necessárias apenas as variáveis de frequência e potência elétrica – convém modelar a máquina síncrona, o regulador de tensão, o estabilizador de sistemas de potência e a carga elétrica todos em um modelo apenas. Para tanto, considere-se a potência aparente entregue pelo gerador no sistema da Figura 8 (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994):

$$S = P_e + jQ = \frac{E''E_\infty \sin \delta}{X_d'' + X_e} + j \frac{E''(E'' - E_\infty \cos \delta)}{X_d'' + X_e} \quad (5.1)$$

Linearizando a expressão da potência ativa, tem-se:

$$P_e = \frac{E_0'' E_{\infty,0}}{X_d'' + X_e} \cos(\delta_0) \cdot \Delta\delta = T \Delta\delta \quad (5.2)$$

T é conhecido como coeficiente de torque sincronizante (MELLO; CONCORDIA, 1969). Quando a unidade está sincronizada a um sistema de grandes proporções, a frequência mantém-se muito próxima do valor nominal, e pode-se considerar que $P_m = T_m$ e $P_e = T_e$. Ao aplicar a expressão linearizada da potência ativa da eq. (5.2) na eq. (2.17), tem-se:

$$\dot{\Delta\omega} = \frac{1}{2H} (P_m - T \Delta\delta - D_{eq} \Delta\omega) \quad (5.3)$$

$$\dot{\Delta\delta} = 2\pi\omega_0 \cdot \Delta\omega \quad (5.4)$$

Logo, tem-se o seguinte modelo de 2ª ordem para a potência ativa em função da potência mecânica:

$$\frac{P_e(s)}{P_m(s)} = \frac{2\pi\omega_0 T / 2H}{s^2 + sD_{eq}/2H + 2\pi\omega_0 T / 2H} \quad (5.5)$$

A frequência das oscilações da máquina contra a rede depende da reatância externa X_e e está entre 0,8 Hz e 2 Hz. Observa-se na eq. (5.5) que, ajustando T (que depende de X_e), pode-se regular a frequência das oscilações como desejado. O amortecimento D_{eq} é resultado tanto do amortecimento provocado pela carga da rede D_n como pelo estabilizador de sistemas de potência.

Foram realizadas simulações de resposta em frequência de P_m do sistema completo (RT, ESP, máquina síncrona, barra infinita) e do modelo simplificado (equações (5.3) e (5.2), considerando e desconsiderando a variação de frequência). Os resultados de tal análise são mostrados na Figura 19. Verifica-se que o modelo de segunda ordem proposto representa bem a característica dinâmica para as frequências de interesse. Além disso, o erro gerado por considerar a frequência constante e igual a 1 pu é desprezível. O tempo de partida mecânica utilizado foi de $2H=10,14$ s, $T = 1,76$ e $D_{eq} = 24$.

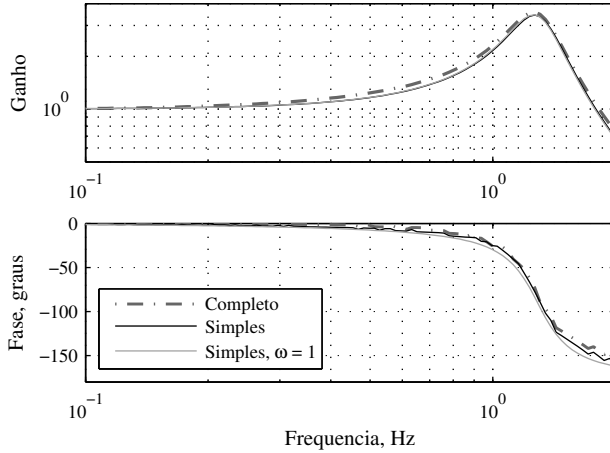


Figura 19 – Resposta em frequência da potência ativa em função da potência mecânica

5.2 MODELO MECÂNICO

5.2.1 Modelo dos Posicionadores

Como as dinâmicas dos posicionadores são mais rápidas que as da turbina e os estados internos não interessam ao controlador MPC, as válvulas, o distribuidor e os controladores PI serão representados por um modelo único.

O efeito da variação do ganho proporcional do controlador do distribuidor é mostrado no diagrama de lugar das raízes da Figura 20. Tal análise foi realizada a partir das constantes de tempo típicas e parâmetros padrão de controle dos posicionadores, quando desprezadas as não linearidades (taxas de abertura e fechamento e saturação).

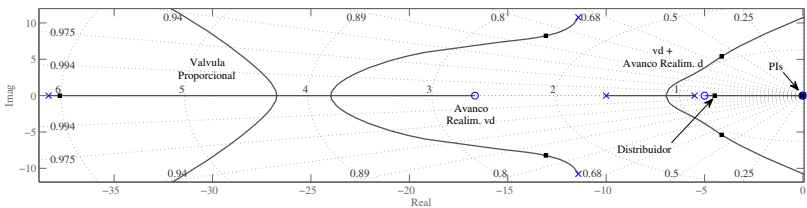


Figura 20 – Lugar das raízes do modelo dos posicionadores em malha fechada

Pode-se observar, na Figura 5, que o modelo dos posicionadores possui oito polos e quatro zeros. Quatro pares zero-polo atuam como avanços de fase e resultam dos controladores PI e da realimentação.

Dependendo da sintonia dos controladores PI, a dinâmica do distribuidor pode ser dominante sobre a taxa máxima de variação da abertura, ou vice-versa. A dinâmica dos zeros do PI também pode ter efeito maior sobre a resposta se for dominante em relação às outras dinâmicas, ou menor quando isso não ocorrer. Os dois casos – taxa máxima de variação da abertura dominante e dominada – são analisados a seguir, baseados em dados de aplicações reais. A primeira análise será realizada com os controladores mais lentos, de acordo com o modelo de posicionadores da Tabela 4.

Observa-se que a dinâmica dominante é formada por um par de polos complexos e um par polo-zero em atraso de fase. Propõe-se um modelo simplificado com três polos iguais para representar a dinâmica dominante, de forma a reduzir o número de parâmetros. O modelo simplificado conta, ainda, com um par de zero e polo, para representação do zero do PI quando este for dominante. Um atraso de transporte foi incluído para compensar as dinâmicas não modeladas e o atraso observado no processo. O modelo simplificado também conta com um limitador de taxa de variação da abertura do distribuidor, pois o regulador de velocidade pode comandar rapidamente grandes excursões em situações como rejeição de carga. Assim, a estrutura do modelo simplificado para o posicionador é mostrada na Figura 21.

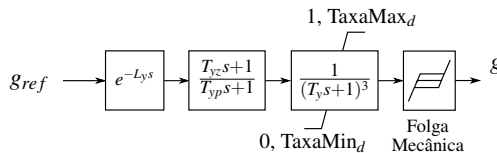


Figura 21 – Modelo simplificado dos posicionadores

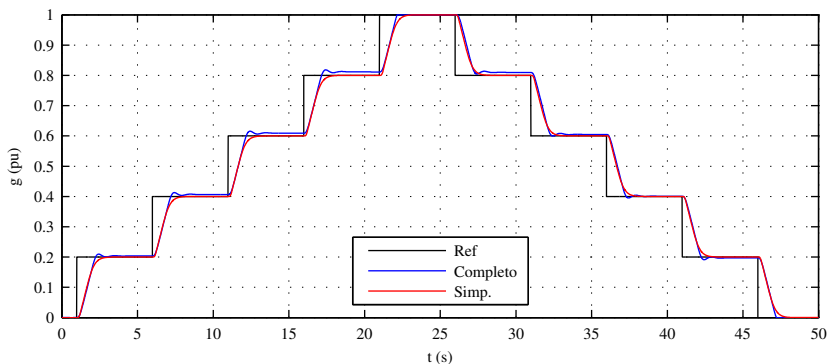
Deseja-se obter um procedimento fácil de obtenção dos valores de T_y e L_y . Um parâmetro de fácil obtenção para o ajuste é o tempo de assentamento da resposta ao degrau, sempre obtido de ensaios de comissionamento. Analisando a resposta ao degrau do sistema $1/(1 + sT_y)^3$, tem-se as seguintes relações:

$$t_{0-5\%} = 0,82T_y, \quad t_{0-95\%} = 6,31T_y \quad (5.6)$$

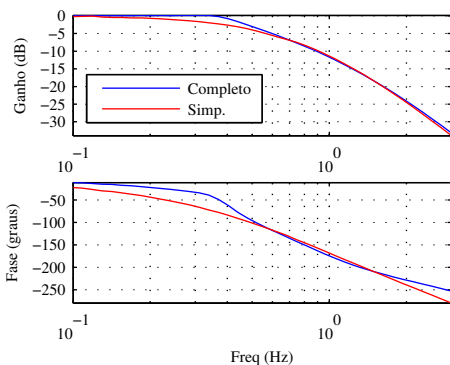
onde $t_{0-5\%}$ e $t_{0-95\%}$ são os tempos necessários para se atingir 5% e 95% do valor em regime permanente. Analisando a resposta ao degrau real, pode-se

T_{yp}	0,04 s	$T_{o,vd}, T_{c,vd}$	0,20 s	$T_{o,d}, T_{c,d}$	5 s	L_{vp}, L_{vd}, L_d	0 s
$K_{p,vd}$	1	$K_{i,vd}$	0,01	$T_{1,vd}$	0,10 s	$T_{2,vd}$	0,06 s
$K_{p,d}$	18	$K_{i,d}$	0,5	$T_{1,d}$	0,20 s	$T_{2,d}$	0,10 s
$T_{f,vd}$	0,02 s	$T_{f,d}$	0,07 s				
T_y	0,19 s	T_{yz}	36 s	T_{yp}	36 s	L_y	0,04 s

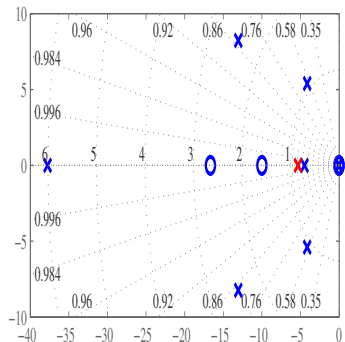
Tabela 4 – Dados do modelo de posicionadores sem sobressinal analisado



(a) Resposta ao degrau



(b) Resposta em frequência



(c) Polos e zeros dos modelos (azul: completo, vermelho: simplificado)

Figura 22 – Comparação do modelo simplificado dos posicionadores para caso sem sobressinal

calcular T_y e L_y da seguinte forma:

$$T_y = (t_{0-95\%,processo} - t_{0-5\%,processo})/5,49 \quad (5.7)$$

$$L_y = t_{0-5\%,processo} - 0,82T_y \quad (5.8)$$

Os valores encontrados podem ser melhorados por simulações; neste capítulo serão utilizados os valores resultantes destas fórmulas para demonstrar o bom valor inicial. O zero do avanço é conhecido, pois é o zero do PI do distribuidor. O polo do avanço pode ser determinado por simulações; inicia-se com $T_{yp} = T_{yz}$ e aumenta-se T_{yp} gradativamente, até que se atinja um sobressinal equivalente. A folga mecânica não pode ser observada na posição medida do distribuidor, e precisa ser ajustada conforme o aparecimento de oscilações de ciclo limite na resposta da velocidade e potência quando em malha fechada.

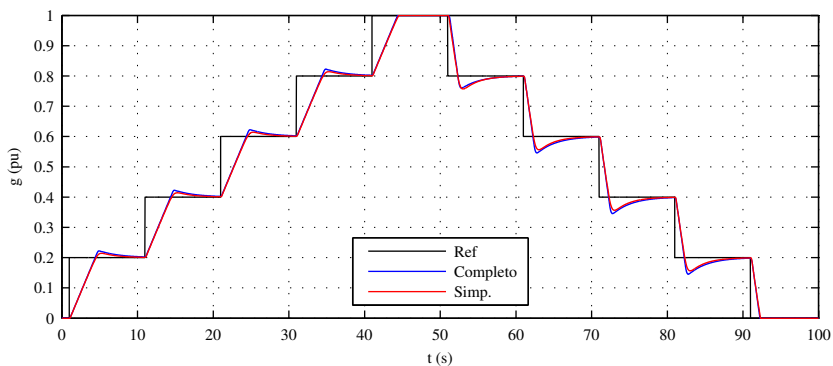
Os parâmetros do modelo simplificado foram determinados com as equações (5.7) e (5.8) a partir de um teste de resposta ao degrau similar ao realizado durante o comissionamento (Figura 22(a)). A resposta em frequência do modelo (Figura 22(b)), obtida por simulação devido à limitação da taxa, é bastante similar na faixa de frequências de interesse.

O segundo modelo analisado (Tabela 5) possui ajuste mais agressivo para os controladores PI, sendo dominado pela taxa máxima de variação da abertura. Com isso, o zero do controlador PI do distribuidor é dominante sobre a dinâmica dos posicionadores, fazendo com que apareça um sobressinal na resposta ao degrau (Figura 23(a)). O par de zero e polo adicional do modelo simplificado (Figura 21) foi ajustado para se ter um avanço de fase que causasse um sobressinal equivalente, como mostrado no diagrama de pólos e zeros da Figura 23(c). As respostas ao degrau (Figura 23(a)) e em frequência (Figura 23(b)) obtidas com o modelo simplificado representam bem o modelo completo dos posicionadores.

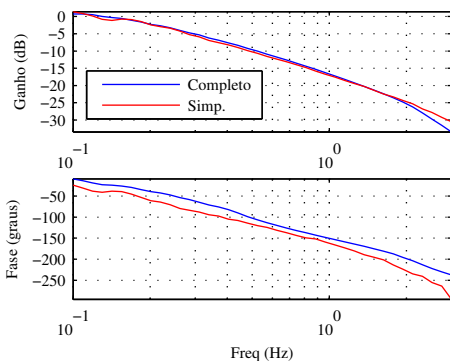
Na seção 5.2.3, são comparados os efeitos da simplificação do modelo de posicionadores em malha fechada com o regulador de velocidade e o modelo de conduto. No modelo acima, não foi considerada a presença de atraso nas válvulas da malha interna. Analisando o lugar das raízes com uma aproximação de Padé do atraso, pode-se concluir que aparecerá um modo oscilatório, que será mais dominante quanto maior for o valor do atraso. Nesse último caso, uma forma de modelar os posicionadores seria adicionar um par de polos complexos ao modelo da Figura 21.

T_{vp}	0,03 s	$T_{o,vd}, T_{c,vd}$	0,20 s	$T_{o,d}, T_{c,d}$	5 s	L_{vp}, L_{vd}, L_d	0 s
$K_{p,vd}$	2	$K_{i,vd}$	0,5	$T_{1,vd}, T_{2,vd}$	0,2 s	$T_{f,vd}$	0,02 s
$K_{p,d}$	15	$K_{i,d}$	5	$T_{1,d}, T_{2,d}$	0,10 s	$T_{f,d}$	0,07 s
T_y	0,19 s	T_{yz}	3 s	T_{yp}	2 s	L_y	0,07 s

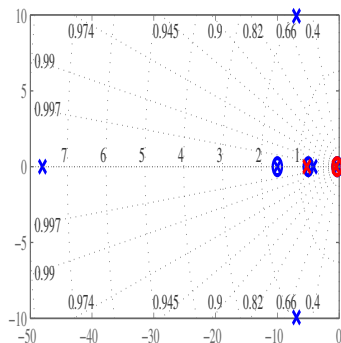
Tabela 5 – Dados do modelo de posicionadores com sobressinal analisado



(a) Resposta ao degrau



(b) Resposta em frequência



(c) Polos e zeros dos modelos

Figura 23 – Comparação do modelo simplificado dos posicionadores para caso com sobressinal

5.2.2 Efeito do Escoamento Elástico

Foram realizadas simulações para determinar o efeito de simplificar o modelo do conduto da eq. (2.9), considerando aproximações da eq. (2.12) ou escoamento inelástico como na eq. (2.13). As funções de transferência aproximadas da eq. (5.9) possuem pares de polos e zeros sobre o eixo imaginário. Numa discretização, erros numéricos levam tais zeros e polos para fora do círculo unitário, instabilizando o sistema. Dificuldade numérica semelhante foi encontrada ao implementar o modelo elástico discretizado. Para conseguir realizar as simulações, foi necessário simular o modelo resolvendo as equações diferenciais pelo *solver* ode45.

$$\Delta q(s) = -\frac{T_e}{T_W} \frac{\prod_{n=0}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{2sT_e}{(2n-1)\pi} \right)^2 \right]}{sT_e \prod_{n=0}^{\infty} \left[1 + \left(\frac{sT_e}{n\pi} \right)^2 \right]} \Delta h(s) \quad (5.9)$$

Os modelos com escoamento elástico são de maior uso quando se deseja realizar estudos de sobrepessão no conduto (TENORIO, 2010). Para uma frequência do sinal de abertura do distribuidor acima de cerca de 0,5 Hz, o modelo inelástico não é capaz de representar os atrasos da tangente hiperbólica, mas pode-se aumentar a ordem da aproximação na eq. (5.9), o que permite representar o sistema em frequências maiores (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994).

Três situações em malha aberta foram comparadas: tomada de carga (Figura 25), aplicação de um degrau na abertura (Figura 26), e fechamento do distribuidor (Figura 27). O sinal de controle utilizado para os testes está mostrado na Figura 24.

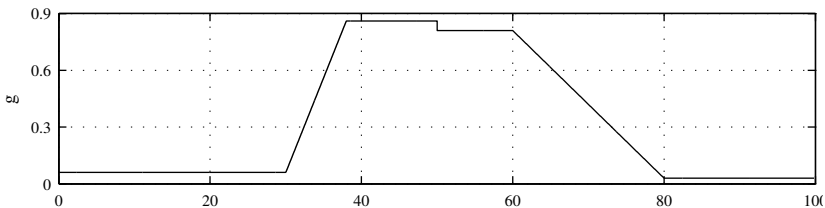


Figura 24 – Abertura do distribuidor para testes em malha aberta

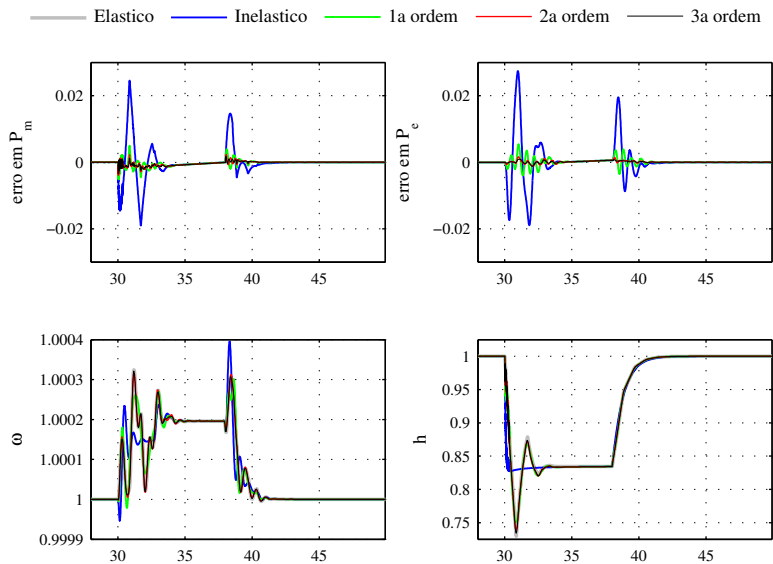


Figura 25 – Tomada de carga da turbina em malha aberta

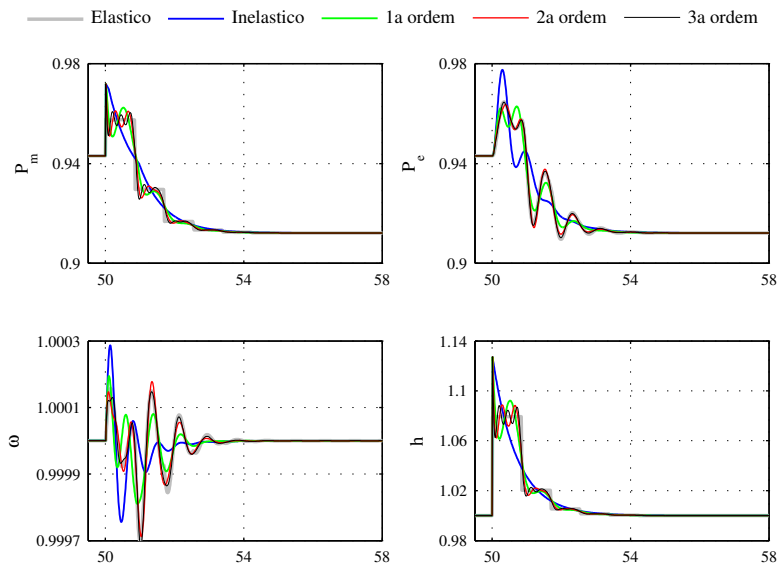


Figura 26 – Resposta da turbina ao degrau na abertura do distribuidor

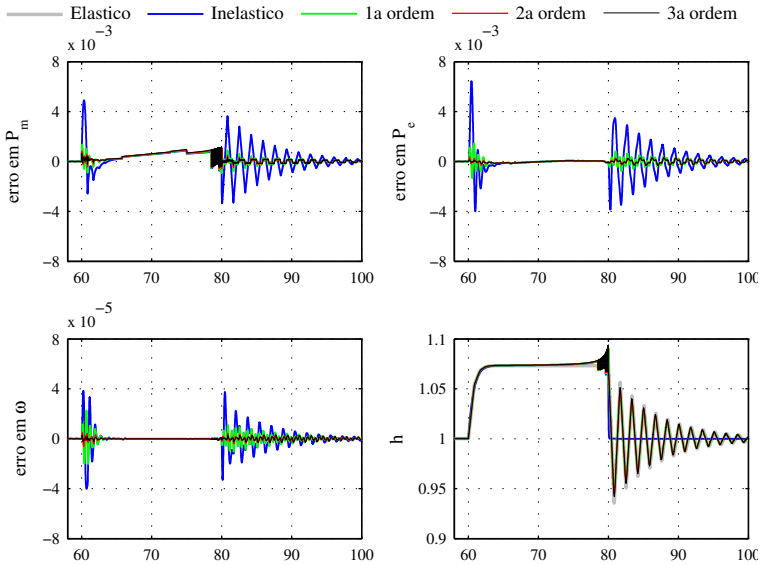


Figura 27 – Resposta da turbina e conduto ao fechamento do distribuidor

Nas simulações em malha aberta, observam-se maiores erros de modelagem no modelo inelástico, em que as oscilações de pressão no conduto não aparecem. O erro chega a 0,03 pu na potência, e é mais grave para aplicação do degrau de abertura (Figura 26). Isso, no entanto, é uma condição impossível, pois a abertura do distribuidor é limitada por uma taxa máxima. Para a modelagem das oscilações de pressão, a aproximação de primeira ordem já é suficiente, como mostra a simulação do fechamento total do distribuidor (Figura 27).

Assim, é preciso avaliar o efeito em malha fechada. Dessa forma, é possível avaliar o efeito da turbina, do conduto, de posicionadores, do regulador de velocidade e do modelo simplificado para máquina e sistema de potência (ver seção 5.1). Esses modelos foram simulados em conjunto nos cenários de partida (Figura 28), degraus na malha de velocidade (Figura 29) e tomada/retirada de carga (Figura 30).

Os parâmetros do modelo utilizados para as simulações desta seção são mostrados na Tabela 6.

T_W	1,8 s	T_e	0,42 s	A_d	0,24	B_d	0,40
b_t	0,5	T_d	10	T_{n1}	1 s	T_{n2}	0,10 s
T	1,76	2H	7 s	D_{eq}	30		

Tabela 6 – Dados do modelo analisado para simplificação do modelo elástico

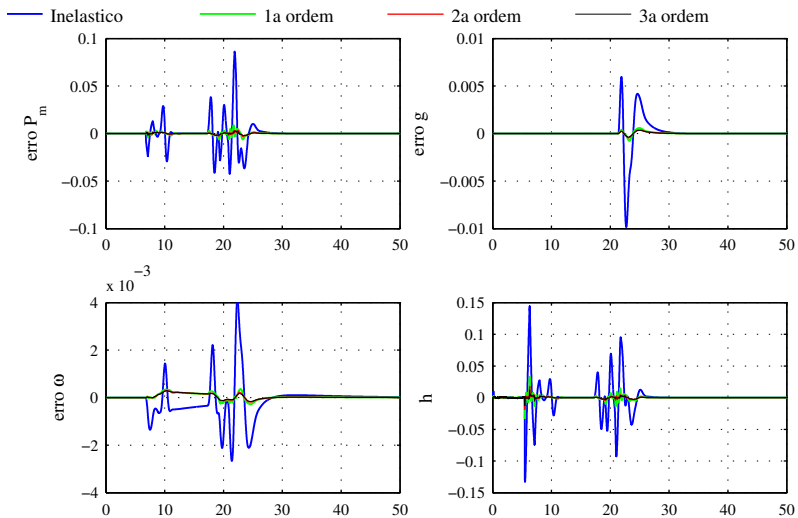


Figura 28 – Diferença entre modelo elástico e aproximações para partida da máquina em malha fechada

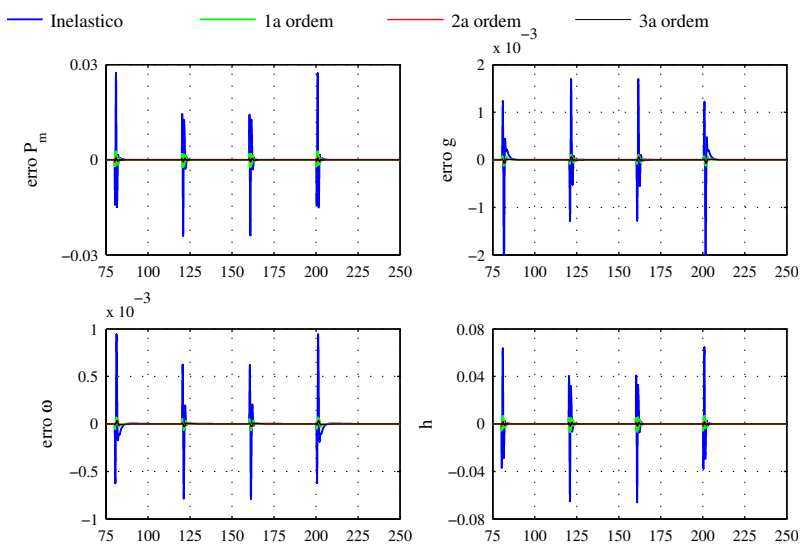


Figura 29 – Diferença entre modelo elástico e aproximações para resposta ao degrau de 1% da malha de velocidade

Nas simulações em malha fechada, é importante observar as variáveis controladas, que são a velocidade ω e a potência P_e . O modelo inelástico apresentou erros absolutos máximos de $1,2 \cdot 10^{-3}$ pu para ω e $3 \cdot 10^{-3}$ pu para P_e nas simulações realizadas. Para as análises do RV deste trabalho, portanto, não é necessário modelar nem aproximar os efeitos elásticos do conduto. Essas características podem ser relevantes quando se considera mais elementos do processo, como conduto compartilhado com outras unidades e condutos extremamente longos.

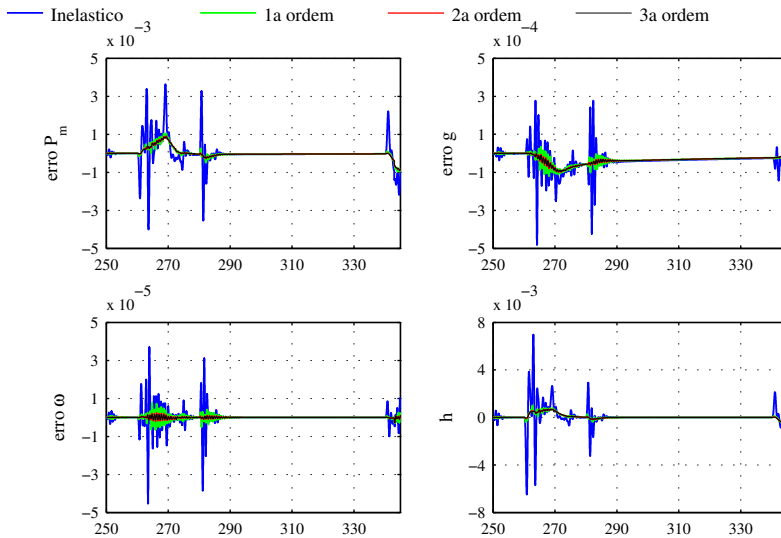


Figura 30 – Diferença entre modelo elástico e aproximações para tomada e retirada de carga

5.2.3 Turbina e Conduto

O modelo da turbina pode ser linearizado e considerado com escoamento inelástico a partir da eq. (2.14), para obter a resposta a pequenas variações (KUNDUR; BALU; LAUBY, 1994):

$$\frac{\Delta P_m}{\Delta g}(s) = \frac{1 - sT_w}{1 + sT_w/2} \quad (5.10)$$

A constante de tempo T_w é dependente do ponto de linearização (vazão \bar{Q} e queda \bar{H}). Em regime permanente, tem-se $\bar{H} = H_0$, $Q_0 = 1$ e $\bar{Q} = g$. Assim:

$$T_w = \frac{L_p}{A_p a_g} \frac{\bar{Q}}{\bar{H}} = T_w \frac{\bar{Q}}{\bar{H}} \frac{H_0}{Q_0} = T_w g \quad (5.11)$$

Como apresentado na seção 2.2, a turbina e o conduto podem ser re-presentados por um modelo linearizado com fase não mínima, cuja constante de tempo é dependente da abertura do distribuidor. A outra parte do modelo de turbina e conduto representa as perdas, através de uma curva estática e um termo proporcional ao produto do desvio de velocidade e abertura. Como a curva estática é suave e é utilizada num intervalo bem conhecido do ponto de operação (0 pu a 1 pu de abertura do distribuidor), é possível utilizar uma aproximação polinomial. Aproximações para uma curva típica são mostradas na Figura 31, com parâmetros obtidos pelo método de mínimos quadrados. Será utilizado um polinômio de quinta ordem para a aproximação do modelo, pois um erro de aproximação causaria uma diferença no ganho estático do processo.

A partida da máquina é programada por lógica até que se atinja uma velocidade mínima, em malha aberta. Assim, o modelo de resposta livre é utilizado apenas próximo à velocidade nominal. Por isso, o termo de perdas dependente da variação de velocidade tem um efeito reduzido. Portanto, o modelo simplificado proposto representa a dinâmica pela eq. (5.10) e a característica estática, pelo polinômio de aproximação. Um diagrama desse modelo é mostrado na Figura 32.

Para validação do modelo, foram realizados testes em malha fechada em que ocorrem variações grandes da abertura do distribuidor e da frequência:

- degraus na referência de frequência a vazio (Figura 33);
- tomada de carga (Figura 34);
- degraus na referência de potência em carga (Figura 35);

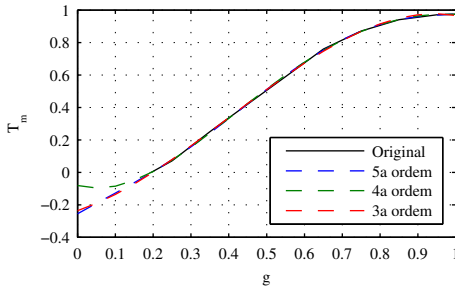


Figura 31 – Curva de perdas na turbina

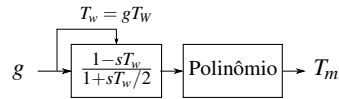


Figura 32 – Modelo simplificado da turbina e conduto

- abertura de linha (Figura 37): reatância externa X_e dobra de valor por certo tempo. Ocorrem oscilações de potência ativa e frequência;
- curto circuito trifásico com abertura de linha (Figura 37): tensão da barra infinita E_∞ zero por 100 ms e volta a 1 pu, e ao mesmo tempo ocorre abertura de linha. Durante o curto, a potência ativa zera, e após ocorrem oscilações na potência e frequência;
- perturbação na frequência da barra infinita (Figura 38): pulsos de 10% com duração de 500 ms na frequência da barra;
- rejeição de carga (Figura 36): a máquina é desconectada do sistema enquanto carregada. O torque mecânico excessivo faz a máquina acelerar, e o regulador de velocidade fecha o distribuidor na velocidade máxima.

Para a realização destes testes, foram utilizados os modelos completos para a máquina síncrona, os reguladores de tensão e de velocidade, o ESP e a barra infinita, apresentados no capítulo 2. Além disso, os efeitos da simplificação do modelo dos posicionadores, desenvolvida na seção 5.2.1, são também apresentados na comparação.

A redução de tempo de simulação com o modelo de turbina simplificado foi de 20%. A redução total com o uso do modelo simplificado do posicionador foi de 28%. Foi testada também a inserção de uma histerese para atualização do modelo de turbina linearizado. Nos ensaios, este teste está mostrado em linhas tracejadas para uma histerese de 15% da abertura do distribuidor. O número de operações realizadas foi bem menor e o erro de modelagem foi bastante baixo.

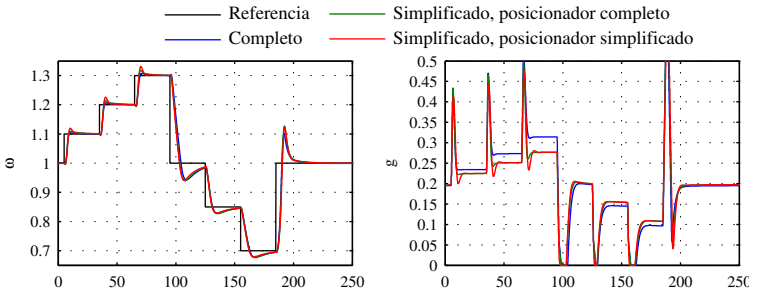


Figura 33 – Degraus na referência de velocidade do RV

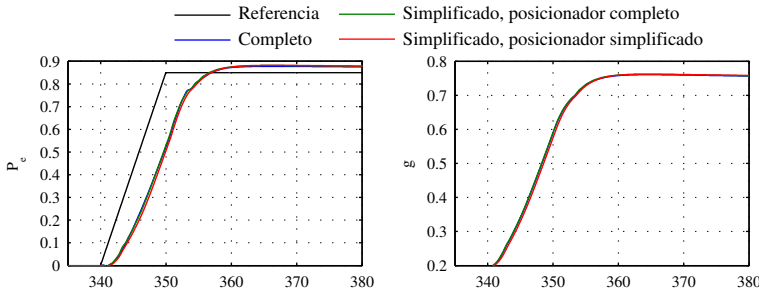


Figura 34 – Tomada de carga

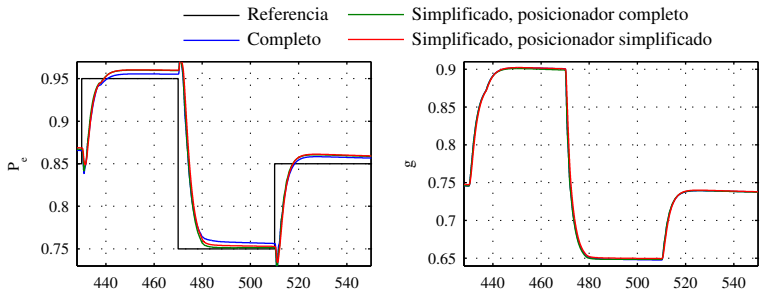


Figura 35 – Degraus na referência de potência do RV

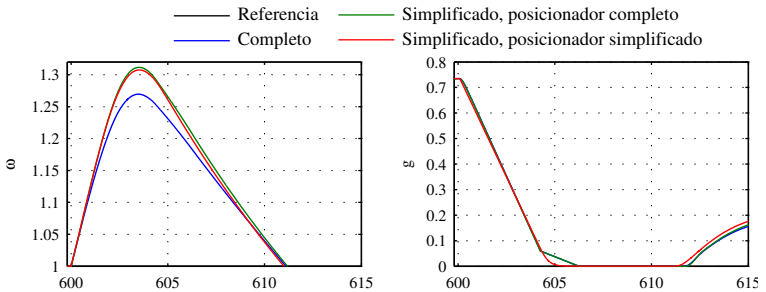


Figura 36 – Rejeição de carga

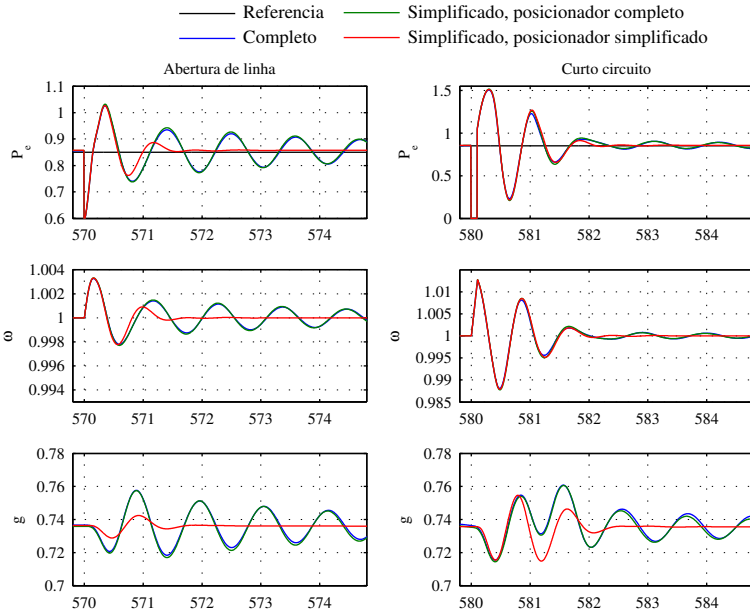


Figura 37 – Curto circuito e abertura de linha

Observa-se, nas respostas ao degrau de frequência e potência, uma diferença em regime permanente entre os valores de abertura dos modelos, causada pelo erro de aproximação da curva de perdas da turbina. Esses erros são pequenos se forem consideradas as incertezas na determinação da curva e alterações ao longo do tempo.

Mesmo com a variação de 30% na frequência durante rejeição de carga, o modelo simplificado da turbina ficou bastante próximo do modelo completo.

O erro causado pela simplificação do modelo dos posicionadores foi maior que os obtidos pela simplificação do modelo da turbina, como fica claro na resposta à abertura de linha (Figura 37). No entanto, o erro na frequência e potência ativa, que são as variáveis de interesse para o controle baseado em modelo, manteve-se numa faixa aceitável.

Os dados utilizados para o modelo de posicionador e da turbina são os mesmos apresentados nas seções anteriores (Tabelas 4 e 6). Os parâmetros da máquina síncrona, RT e ESP são os apresentados na Tabela 7.

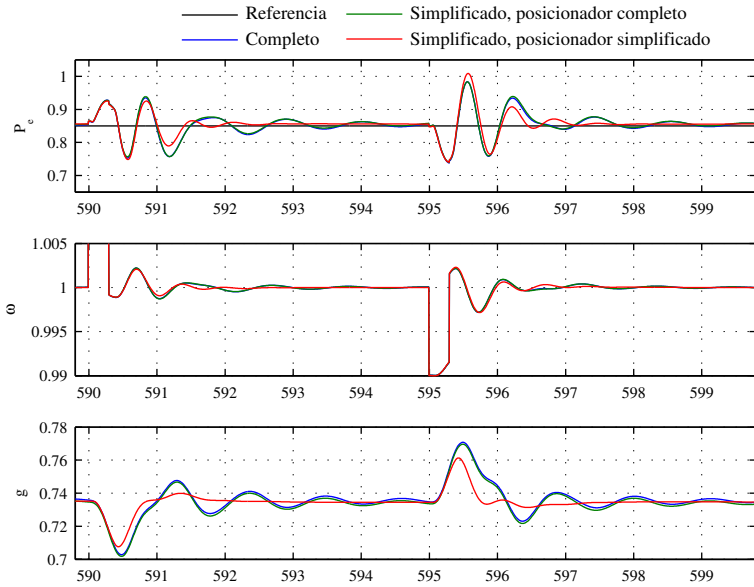


Figura 38 – Pulso na frequência da barra infinita

X_d	0,9 pu	T'_{do}	7,6 s	$K_{p,Vt}$	200	T_{W1}, T_{W2}	2 s
X'_d	0,3 pu	T''_{do}	0,09 s	$K_{i,Vt}$	200	T_r	0,15 s
X''_d	0,24 pu	T'''_{do}	0,19 s	T_A	0,02 s	K_{ESP}	8
X_q	0,68 pu	2H	7 s	L_{RT}	0,01 s	T_3, T_5	0,15 s
X_l	0,12 pu	D_n	1,4	V_{rmax}	5 pu	T_4, T_6	0,02 s
A_g	$0,35 \cdot 10^{-3}$ pu			V_{rmin}	-5 pu	T_7, T_8	0,01 s
B_g	6,82 pu			V_{stmin}	-0,1 pu	V_{stmax}	0,1 pu

Tabela 7 – Parâmetros dos modelos de máquina síncrona, RT e ESP

5.3 MODELO ELÉTRICO

Como apresentado na seção 2.3, o modelo de máquina síncrona representa duas dinâmicas. A transitória (T'_{do}), mais lenta e da ordem de segundos, está relacionada ao efeito da indutância do rotor sobre a excitação. A dinâmica subtransitória (T''_{do} , T''_{go}) representa a dinâmica de um conjunto de enrolamentos sobre a cabeça dos polos chamados de amortecedores, e encontra-se na ordem de algumas dezenas de milissegundos. As outras características representadas são a saturação magnética do campo, o modelo de carga elétrica e o acoplamento entre carga elétrica e a potência entregue pela turbina.

Uma simplificação plausível para o modelo de otimização seria considerar apenas a dinâmica transitória na modelagem dos eixos. Assim, o eixo direto é considerado como sendo de primeira ordem, e o de quadratura, estático. Para testar o efeito desta simplificação, foi realizada uma simulação do modelo de máquina síncrona com barra infinita em malha aberta. Como observado na Figura 39, as respostas dinâmicas da tensão terminal, corrente de campo e potência reativa ao degrau de excitação são bem representadas. No entanto, o amortecimento das oscilações eletromecânicas, observado na potência ativa, não está bem representado pela falta da característica dos circuitos amortecedores. Isso também pode ser constatado na resposta à abertura de linha (X_e de 0,15 pu a 0,3 pu, com excitação constante), que apresenta menor amortecimento das oscilações (Figura 40). A representação dessas dinâmicas pelo modelo interno é essencial para modelar as oscilações eletromecânicas e não pode ser eliminada do modelo.

O restante do modelo não apresentam custo computacional relevante:

- o modelo de saturação depende de apenas dois parâmetros (A_g e B_g), obtidos facilmente a partir do ajuste com a curva de saturação. Se esta não estiver disponível, pode-se utilizar $A_g = 0$ e valores de reatâncias saturadas;
- o modelo de acoplamento mecânico é um sistema de primeira ordem para frequência e um integrador para ângulo de carga, e depende apenas da inércia da máquina e fator de amortecimento;
- o modelo de barra infinita para carga elétrica é o mais simples que pode ser considerado para o cálculo das correntes terminais da máquina.

Dessa forma, o modelo interno de máquina síncrona e barra infinita apresentado na seção 2.3 não foi simplificado.

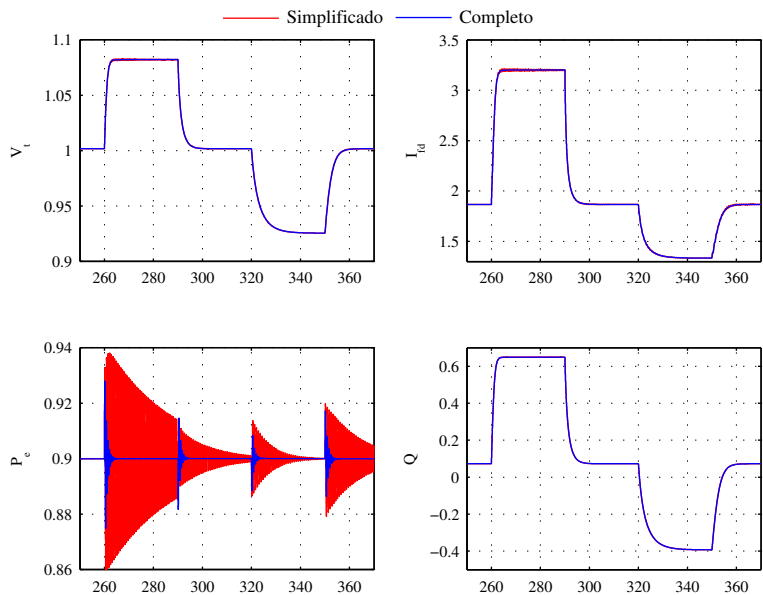


Figura 39 – Resposta ao degrau de excitação do modelo transitório

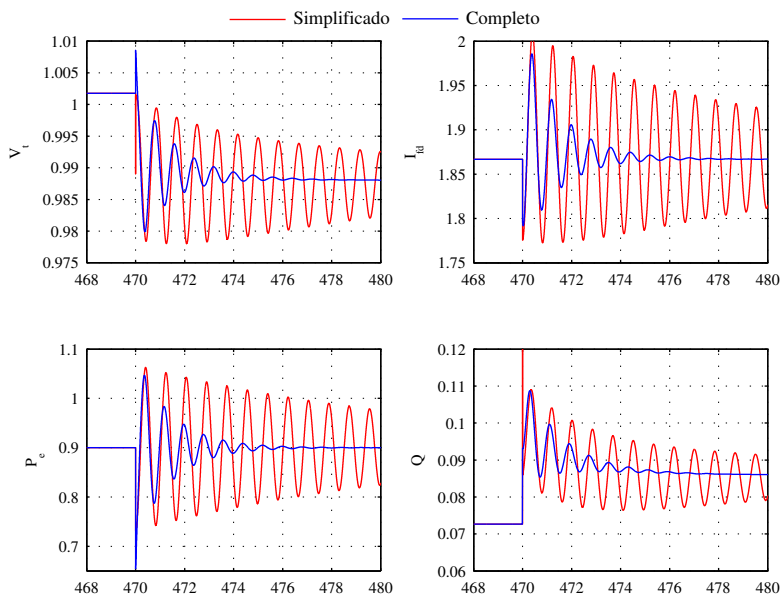


Figura 40 – Resposta à abertura de linha do modelo transitório

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O MODELO DE PREDIÇÃO

Com o auxílio de simulações pertinentes a cada simplificação sugerida, e baseadas em parâmetros de modelos reais, foi possível chegar às seguintes conclusões com respeito à simplificação dos modelos:

- os efeitos de elasticidade do conduto e compressibilidade da água não são relevantes para o controle do sistema;
- os posicionadores em malha fechada podem ser representados por um filtro de terceira ordem mais um avanço de fase, com parâmetros determinados com facilidade;
- para testes do sistema de controle de velocidade, pode-se representar o sistema formado pelo gerador, carga, RT e ESP por um sistema de segunda ordem equivalente;
- para realizar o controle da excitação baseado em modelo, a simplificação das dinâmicas subtransitórias não permite a representação das oscilações que se deseja amortecer.

Essas são contribuições importantes sobre a modelagem do processo e sobre as dinâmicas relevantes. O resultado final do trabalho desenvolvido nesta seção é um modelo simplificado do sistema completo, que será utilizado para o desenvolvimento do controlador baseado em modelo. A seguir, é realizada a validação do modelo utilizando dados de campo.

5.5 VALIDAÇÃO DO MODELO

Utilizando dados de comissionamento, o modelo apresentado no capítulo 2 foi validado gradualmente, fechando a malha com os controladores apresentados no capítulo 3. Também foi realizada a validação do modelo de predição desenvolvido para o controlador MPC, que apresenta as simplificações resumidas na seção 5.4.

A unidade geradora pertence a uma usina de grande porte do sistema brasileiro, composta por um gerador com parâmetros conhecidos e uma turbina Francis. Como os dados de comissionamento são acompanhados pelos respectivos parâmetros dos controladores, não é preciso identificá-los. Os parâmetros da máquina síncrona também estavam disponíveis, a partir de dados do fabricante. Portanto, basta identificar os parâmetros dos modelos de posicionadores e da turbina.

5.5.1 Posicionadores

As taxas máximas de abertura e fechamento das válvulas são obtidas diretamente em testes de campo. Já a constante de tempo da válvula proporcional e os ganhos dos integradores das válvulas distribuidora e do distribuidor foram identificados com base em simulações da resposta ao degrau da válvula distribuidora. Os valores para o modelo simplificado são encontrados utilizando o procedimento discutido no item 5.2.1. Os parâmetros foram identificados por simulação e são listados no final desta seção, na Tabela 8. Os resultados são mostrados nas Figuras 41 e 42.

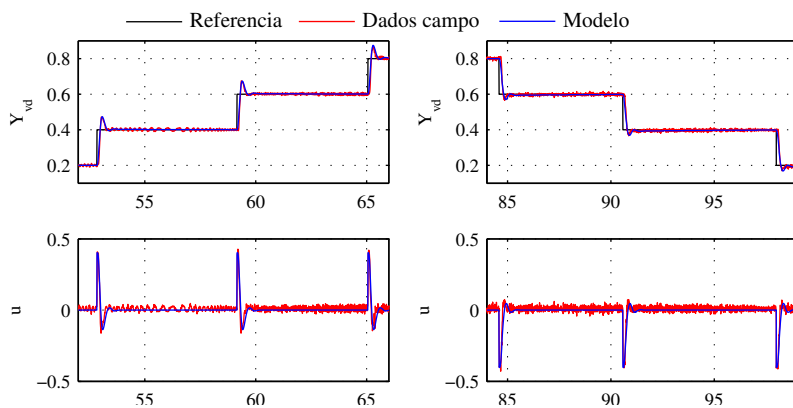


Figura 41 – Validação da resposta ao degrau da válvula distribuidora

5.5.2 Controle da Turbina

Os seguintes parâmetros foram determinados no modelo da turbina e do acoplamento mecânico:

- a inércia $2H$ pode ser determinada num ensaio de rejeição de carga (Figura 45(b)). No momento da rejeição, como a potência ativa vai instantaneamente a zero, o sistema responde como a um degrau cuja amplitude é a potência logo antes da rejeição. Assim, tem-se:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2H} \int_0^{\Delta t} P_{e0} d\tau \Rightarrow 2H = P_{e0} \frac{\Delta t}{\Delta\omega} \quad (5.12)$$

Logo, pode-se determinar o valor de $2H$ pela taxa de subida $\Delta\omega/\Delta t$.

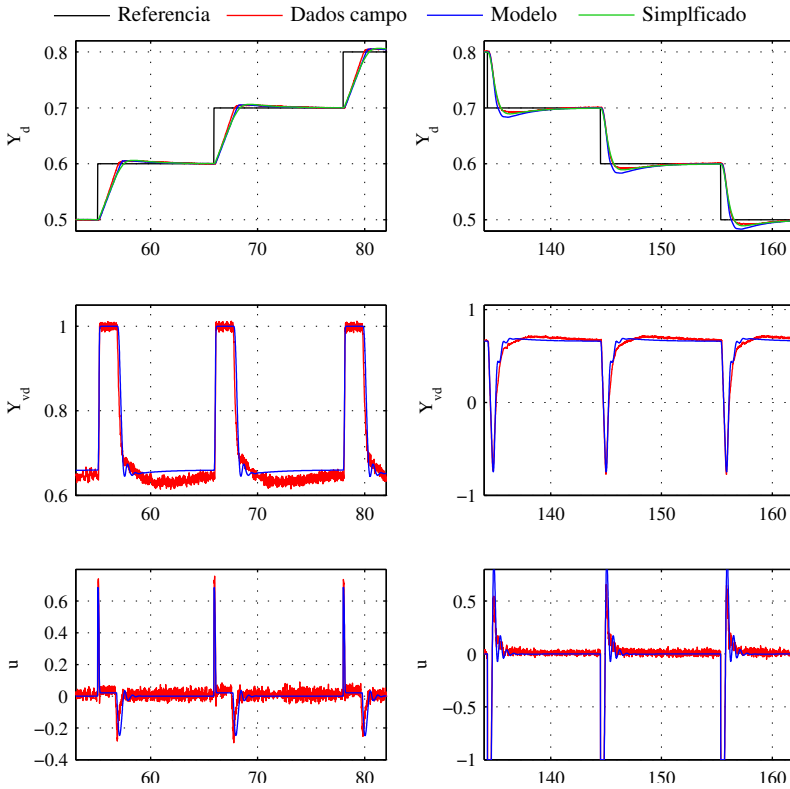


Figura 42 – Validação da resposta ao degrau do distribuidor

- T_W pode ser identificado comparando simulações do modelo com a resposta ao degrau na referência de potência (Figura 46). Para as simulações de identificação, pode-se utilizar o modelo linear da turbina (eq. (5.10)) juntamente com o modelo de carga simplificado (eq. (5.5)). Um bom valor inicial é utilizar o intervalo de tempo até o cruzamento da resposta reversa pelo valor antes da aplicação do degrau, como mostrado na Figura 43(a). Se fosse possível aplicar um degrau na abertura da turbina, esse tempo seria igual a $gT_W/2$. Assim, pode-se iniciar com tal valor de T_W e reduzi-lo até chegar, por simulação, a uma resposta próxima do obtido em campo;
- a curva f_{Tm} que expressa a relação entre abertura e torque mecânico é obtida a partir do levantamento da característica estática em campo. Essa curva sempre é levantada em campo para ajustar a pré-alimentação

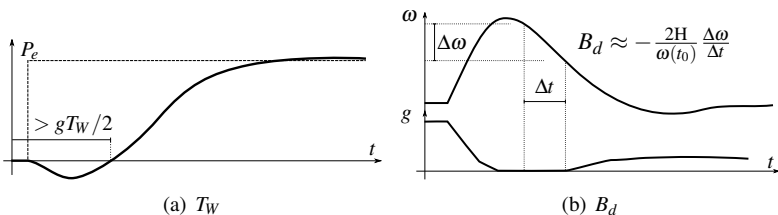


Figura 43 – Estimação de valores iniciais para identificação da turbina

de abertura do regulador de velocidade;

- como o amortecimento da turbina (A_d e B_d) é proporcional ao desvio de velocidade, deve ser determinado a partir de ensaios com maior variação de velocidade. Na rejeição de carga, é o amortecimento que determina a sobrevelocidade (Figura 45(b)). Por um intervalo de tempo enquanto a velocidade está caindo, o distribuidor fica completamente fechado, e a taxa de queda da velocidade é proporcional a B_d (Figura 43(b)). A_d pode ser variado em simulações para se obter a sobrevelocidade do ensaio, ou em comparação com a resposta ao degrau a vazio.

Os parâmetros do modelo em carga são identificados conforme discutido na seção 5.5.3. Os resultados estão mostrados na Figura 46, demonstrando boa representação do modelo da turbina e da malha de controle de potência.

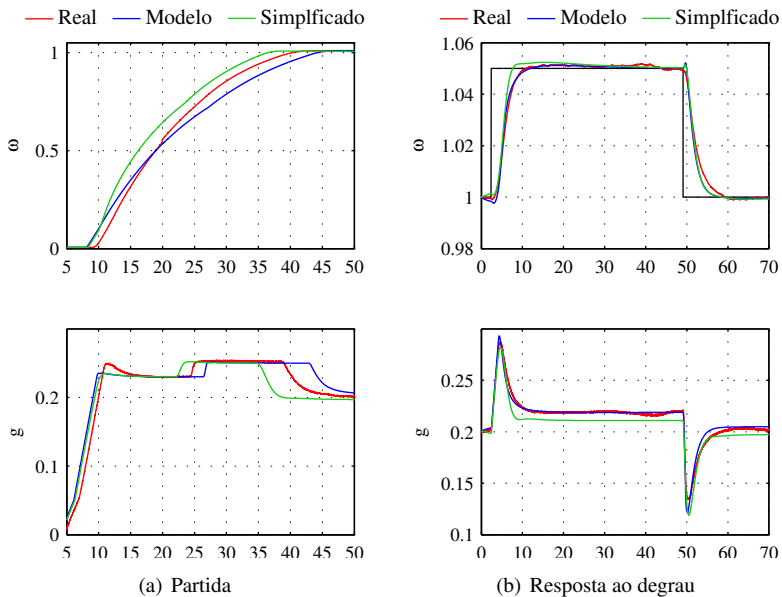


Figura 44 – Validação para controle de velocidade

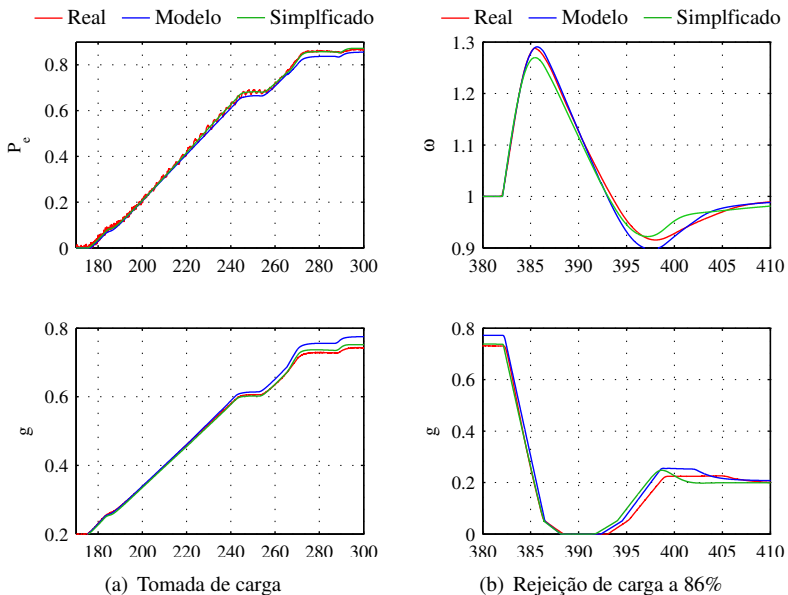


Figura 45 – Validação do modelo para variações de carga

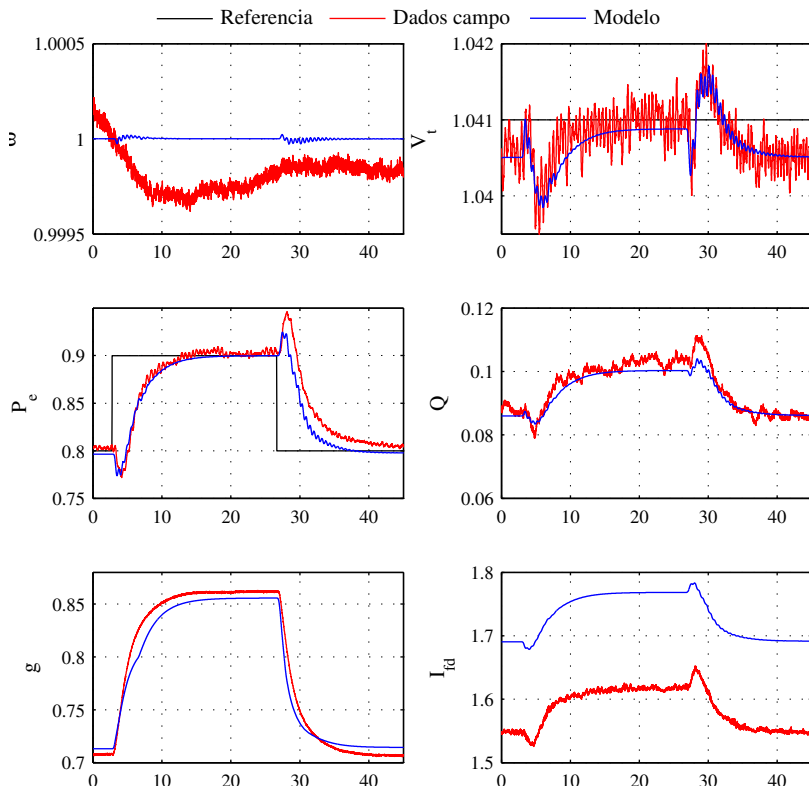


Figura 46 – Degrau em P_{ref}

5.5.3 Controle da Excitação

A resposta ao degrau na referência da tensão terminal, para operação a vazio, é mostrada na Figura 47. Verifica-se que o modelo representa muito bem a dinâmica do gerador e da malha de tensão. Existe um offset entre a corrente de campo medida e a do modelo, o que pode ocorrer devido a um mau ajuste da escala de medição do transdutor; todavia, observa-se que a dinâmica encontra-se bem modelada.

Para operação em carga, é preciso identificar os parâmetros do modelo de barra infinita, e da aceleração da máquina:

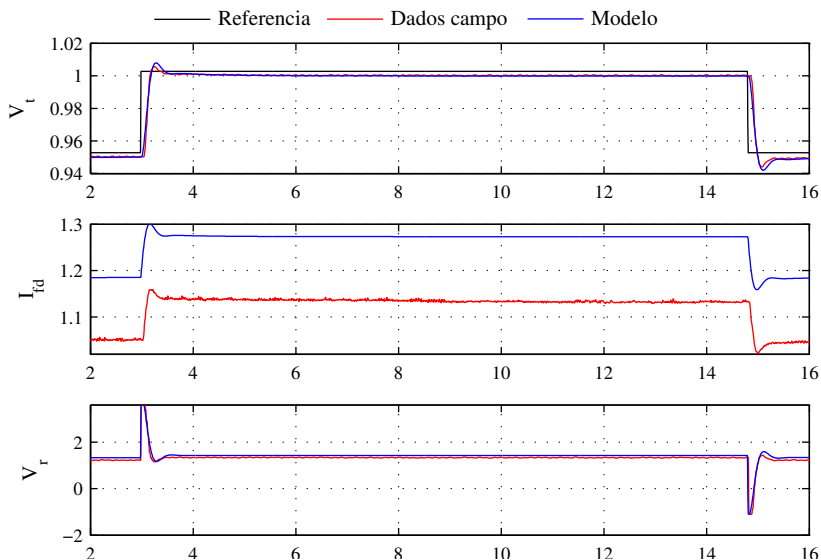


Figura 47 – Degrau em V_{ref} a vazio

- a reatância externa X_e pode ser obtida a partir da resposta ao degrau a V_{ref} em carga, com a relação da eq. (5.13)

$$X_e = \frac{\Delta V_t}{\Delta Q} \quad (5.13)$$

- a tensão da barra infinita pode ser calculada pela relação estática do modelo de máquina síncrona contra barra infinita:

$$E_\infty = \sqrt{\left(\frac{V_t - Q \cdot X_e}{V_t}\right)^2 + \left(\frac{P_e \cdot X_e}{V_t}\right)^2} \quad (5.14)$$

- ao identificar X_e e E_∞ , a frequência das oscilações na potência elétrica deverá ser a mesma que o observado nos dados de campo. O valor de D_n é então ajustado por simulação para que as oscilações tenham o mesmo amortecimento que o observado na prática.

O resultado das simulações de resposta ao degrau na referência de tensão terminal é mostrado nas Figuras 48 e 49, comparando também o efeito do ESP. Verifica-se que a máquina, a carga elétrica, o RT e o ESP encontram-se bem representados pelo modelo desenvolvido.

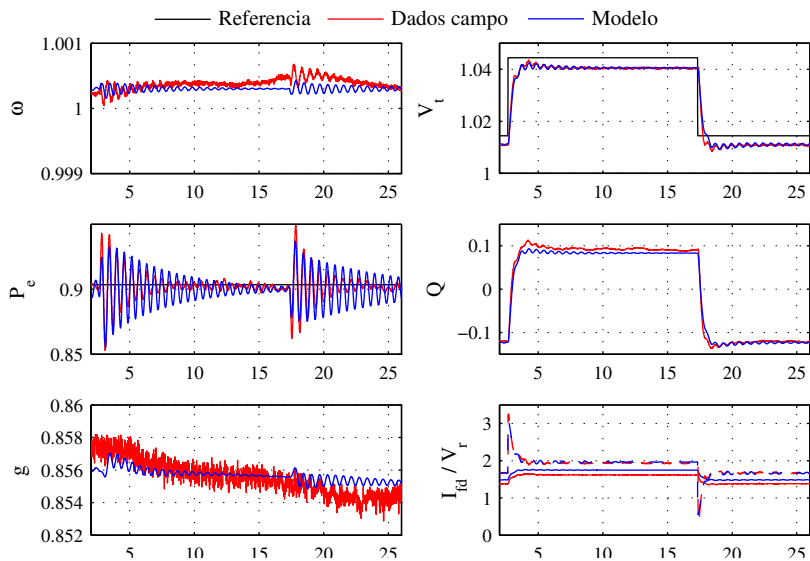


Figura 48 – Degrau em V_{ref} em carga, com ESP desabilitado

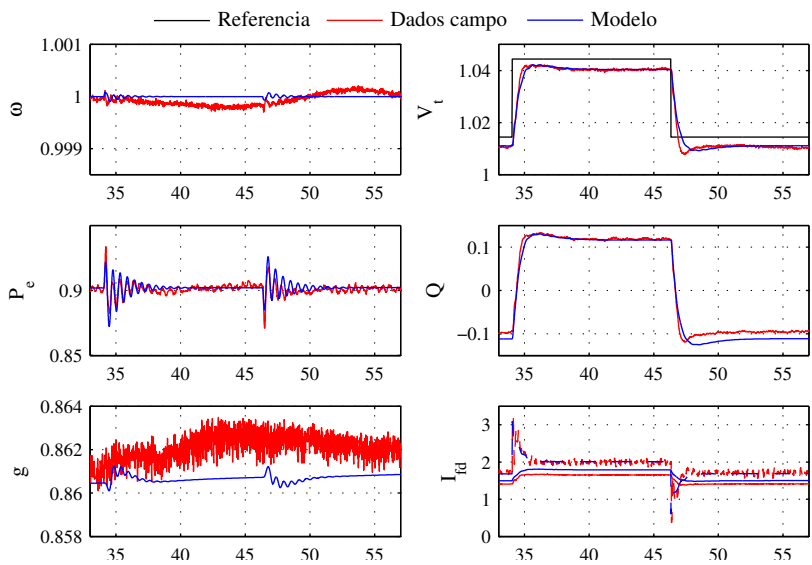


Figura 49 – Degrau em V_{ref} em carga, com ESP habilitado

Posicionadores									
T_{vp}	0,03 s	L_{vp}	0 s	$T_{o,vd}$	0,16 s	$T_{c,vd}$	0,26 s	L_{vd}	0 s
Y_{vd0}	0,66 pu			$T_{o,d}$	5 s	$T_{c,d}$	5,3 s	L_d	0 s
$K_{p,vd}$	2	$K_{i,vd}$	0,5	$T_{1,vd}$	0,20 s	$T_{2,vd}$	0,20 s	$T_{f,vd}$	0,02 s
$K_{p,d}$	15	$K_{i,d}$	5	$T_{1,d}$	0,20 s	$T_{2,d}$	0,15 s	$T_{f,d}$	0,07 s
	$TaxaMin_{vd}$		-3,5 pu/s		$TaxaMax_{vd}$		4,6 pu/s		
	$TaxaMin_d$		-0,17 pu/s		$TaxaMax_d$		0,05 pu/s		
Posicionador simplificado									
T_y	0,26 s	T_{yz}	3 s	T_{yp}	2,5 s	L_y	0 s		
Turbina									
T_W	1,8 s	T_e	0,42 s	A_d	0,45	B_d	0,27	g_{Tm0}	0,15 pu
Gerador									
X_d	1,0 pu	X'_d	0,35 pu	X''_d	0,25 pu	X_q	0,62	X_l	0,12 pu
T'_{do}	4,6 s	T''_{do}	0,05 s	T''_{qo}	0,16 s	A_g	0,15	B_g	3
2H	6,6 s	D_n	16						

Tabela 8 – Dados do modelo identificado utilizado para validação

5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo traz uma contribuição importante para o trabalho, uma vez que um modelo adequado é fundamental para um bom desempenho de um controlador baseado em modelo. Inicialmente, foi realizada uma análise de características do modelo que poderiam ser simplificadas, a partir de ensaios de resposta no tempo e na frequência. Com isso, chegou-se a um modelo com menor carga computacional para execução do algoritmo de controle.

Em seguida, procedeu-se à validação do modelo utilizado para simulação do processo e do modelo de predição, utilizando dados de campo. Durante esse procedimento, foram descritos também os passos para identificação dos parâmetros. Obteve-se boa representação das características observadas em campo, para uma grande diversidade de ensaios.

6 CONTROLADOR MPC DESENVOLVIDO

Neste capítulo, os conceitos de controle MPC introduzidos no capítulo 4 são aplicados ao problema de controle da unidade geradora. Na seção 6.1, especifica-se as funções que devem ser desempenhadas pelo controlador. Essas funções são utilizadas na seção 6.2 para projetar a função objetivo a ser minimizada. Na seção 6.3, explica-se como é realizado o tratamento de objetivos de controle conflitantes, como é o caso do seguimento à referência de tensão terminal caso ocorra a atuação de um limitador. A facilidade de implementação de um esquema de pré-alimentação em estratégias MPC é utilizada para a pré-alimentação de perturbações mensuráveis, conforme desenvolvimento da seção 6.4. A implementação do termo relativo ao amortecimento de oscilações eletromecânicas é discutida na seção 6.5. A seção 6.6 então apresenta duas abordagens de implementação do controlador MPC conforme os conceitos desenvolvidos.

6.1 ESPECIFICAÇÃO DO CONTROLADOR

A partir das funções de controle da unidade geradora discutidas em capítulo 3 e do modelo para controle desenvolvido em capítulo 5, verifica-se que o controlador MPC desenvolvido deve possuir as seguintes funções:

1. atuar na referência de abertura da turbina (g_{ref}) para controlar a frequência de forma que esta siga a referência;
 - deve ser controlada a potência filtrada para que transitórios rápidos não afetem a abertura;
 - deve ser obedecido o estatismo permanente com relação ao seguimento da referência de frequência para manter a operação estável do sistema;
2. respeitar os limites de taxa de abertura e fechamento, e o limite de abertura g_{lim} . O limite de abertura depende do supervisor do controlador, conforme o estado em que a máquina se encontra;
3. Atuar na excitação do gerador para controlar a tensão terminal de acordo com a referência;
4. respeitar a tensão de teto do sistema de excitação (V_{rmin} e V_{rmax});

5. respeitar o limite de sobreaquecimento do campo, reduzindo a excitação do gerador, mesmo que a referência de tensão terminal não seja seguida;
6. respeitar o limite da relação volts/hertz pela redução da excitação do gerador, mesmo que a referência de tensão terminal não seja seguida;
7. respeitar o limite de subexcitação definido na curva de capacidade, aumentando a excitação do gerador, mesmo que a referência de tensão terminal não seja seguida;
8. respeitar o limite de corrente estatórica máxima, atuando sobre a excitação do gerador, ainda que a referência de tensão terminal não seja seguida;
9. respeitar o limite de corrente de campo mínima, garantindo mínima excitação em carga, ainda que a referência de tensão terminal não seja seguida;
10. atuar nos sinais de controle de forma a contribuir no amortecimento de oscilações eletromecânicas advindas da operação, sejam elas do modo local, intraplanta ou interárea.

Não estão contemplados, na especificação, os modos de controle degradados, que são utilizados quando há falha na medição da variável controlada. No caso do RT, esse é o modo de controle de corrente campo, e no RV, o controle de abertura.

No controlador convencional completo, também podem ser utilizados outros modos de controle lentos e que geram a referência para as malhas principais, atuando em cascata. Estes são o controle de reativo no RT e o controle de nível no RV.

6.2 TERMOS DA FUNÇÃO OBJETIVO

A partir das funções especificadas para o controlador, é possível determinar os termos que compõem a função objetivo. O estabelecimento da função objetivo define os parâmetros de sintonia da característica dinâmica da resposta. Para que os termos da função independam da implementação do controlador, são definidos no domínio do tempo contínuo, conforme Tabela 9.

O termo P_f é a potência ativa P_e após filtro de primeira ordem com constante T_f , da mesma forma que no controlador convencional (Figura 9).

Descrição	Termo	Restrições
Seguimento w_{ref}	$J_\omega = \int_{t_{1,\omega}}^{t_{2,\omega}} \gamma_\omega(t) ((\omega(t) - \omega_{ref}(t))$	
Seguimento P_{ref}	$+ b_p (P_f(t) - P_{ref}(t))^2 dt$	$\Delta g_{\min} \leq \Delta g(t) \leq \Delta g_{\max}$
Seguimento V_{ref}	$J_{V_t} = \int_{t_{1,V_t}}^{t_{2,V_t}} \gamma_{V_t}(t) (V_r(t) - V_{ref}(t))^2 dt$	
Controle g_{ref}	$J_g = \int_0^{t_{u,g}} \lambda_g(t) \Delta g_{ref}(t)^2 dt$	$0 \leq g(t) \leq g_{lim}(t)$ $\Delta g_{\min} \leq \Delta g(t) \leq \Delta g_{\max}$
Controle V_r	$J_{V_r} = \int_0^{t_{u,V_r}} \lambda_{V_r}(t) \Delta V_r(t)^2 dt$	$V_{rmin} \leq V_r(t) \leq V_{rmax}$
Limitação LCC	$J_{LCC} = \int_{t_{1,LCC}}^{t_{2,LCC}} \phi_{LCC}(t) \varepsilon_{LCC}(t)^2 dt$	$I_{fd}(t) - \varepsilon_{LCC}(t) \leq I_{fdmax}(t)$ $\varepsilon_{LCC}(t) \geq 0$
Limitação V/Hz	$J_{VHZ} = \int_{t_{1,VHZ}}^{t_{2,VHZ}} \phi_{VHZ}(t) \varepsilon_{VHZ}(t)^2 dt$	$VHZ(t) - \varepsilon_{VHZ}(t) \leq VHZ_{max}$ $\varepsilon_{VHZ}(t) \geq 0$
Limitação LSE	$J_{LSE} = \int_{t_{1,LSE}}^{t_{2,LSE}} \phi_{LSE}(t) \varepsilon_{LSE}(t)^2 dt$	$y_{LSE}(t) + \varepsilon_{LSE}(t) \geq 0$ $\varepsilon_{LSE}(t) \geq 0$
Limitação LCE	$J_{LCE} = \int_{t_{1,LCE}}^{t_{2,LCE}} \phi_{LCE}(t) \varepsilon_{LCE}(t)^2 dt$	$I_t(t) - \varepsilon_{LCE}(t) \leq I_{tmax}$ $\varepsilon_{LCE}(t) \geq 0$
Limitação LMC	$J_{LMC} = \int_{t_{1,LMC}}^{t_{2,LMC}} \phi_{LMC}(t) \varepsilon_{LMC}(t)^2 dt$	$I_{fd}(t) + \varepsilon_{LMC}(t) \geq I_{fdmin}(t)$ $\varepsilon_{LMC}(t) \geq 0$
Amortecimento	$J_{ESP} = \int_{t_{1,ESP}}^{t_{2,ESP}} \gamma_{ESP}(t) y_{ESP}(t)^2 dt$	

Tabela 9 – Termos da função objetivo

A variável y_{ESP} expressa as oscilações eletromecânicas a serem atenuadas, e sua síntese é discutida na seção 6.5.

Os horizontes da Tabela 9 são apresentados no domínio de tempo contínuo, pois o ajuste depende da implementação, discutida na seção 6.6. Os seguintes parâmetros de sintonia foram apresentados nos termos da Tabela 9:

- $t_{1,i}$ é o instante inicial de ponderação do termo i na função objetivo. É a representação do parâmetro $N_{1,i}$ (4.2) no domínio de tempo contínuo. Geralmente, $t_{1,i} = 0$, mas pode ser ajustado para desconsiderar atraso de transporte e fase não mínima;
- $t_{2,i}$ é o instante final de ponderação do termo i na função objetivo. É a representação do parâmetro $N_{2,i}$ (seção 4.2) no domínio de tempo contínuo;
- $\gamma_i(t)$ é a ponderação da variável i no instante t do horizonte. Na implementação em tempo discreto, na qual estão referenciados os parâmetros do capítulo 7, tem-se $\gamma_i[t] = \gamma_i[0] \rho_i^t$;
- $t_{u,l}$ é o horizonte de controle do controle l , expresso no domínio do tempo contínuo. Na seção 4.2, está definido como $N_{u,l}$ para o tempo discreto;

- λ_l é a ponderação sobre a variação do controle l no instante de tempo t . Neste trabalho, utiliza-se ponderações constantes ao longo do horizonte;
- $\phi_x(t)$ é a ponderação sobre a violação da restrição x no instante de tempo t . Todas as restrições são implementadas com ponderações constantes ao longo do horizonte neste trabalho.

6.3 TRATAMENTO DE RESTRIÇÕES DE CAPABILIDADE

Como especificado na seção 6.1, o atendimento a restrições de condição operativa do gerador é mais prioritário que o erro de seguimento à referência de tensão terminal. O conflito dos objetivos deve ser resolvido para que a função objetivo definida seja coerente com o comportamento esperado.

O ponto de operação da máquina pode violar restrições em determinadas situações. Por exemplo, pode ocorrer uma perturbação no sistema que cause o não atendimento aos limites de capacidade. Essa situação também pode ser ocasionada pelo operador, pela alteração da referência ou dos valores limite.

Dessa forma, pode não ser factível atender a todas as restrições operativas em toda iteração. Por isso, tratar tais limites por meio de restrições duras não é adequado. Isso pode levar a problemas de estabilidade (ZAFIRIOU; CHIOU, 1992) e requer um gerenciador de restrições que as retire do problema de otimização quando não forem factíveis.

Como especificado na seção 6.1, o atendimento das restrições brandas conflita com o objetivo de seguimento à referência de tensão terminal, e deve ser prioritário sobre o último. Para cumprir com tais especificações, a ponderação do seguimento de referência de tensão terminal é reduzida enquanto a restrição encontrar-se violada. A redução é feita conforme uma razão geométrica:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{W}}_t[t] &= \mathcal{W}_t[t] \cdot \alpha_{VHZ}[t] \cdot \alpha_{LSE}[t] \cdot \alpha_{LCC}[t] \cdot \alpha_{LCE}[t] \cdot \alpha_{LMC}[t] & (6.1) \\ \alpha_{VHZ}[t] &= \min(1, \alpha_{VHZ}[t-1] \cdot a^{\text{VHZ}_{\max} - \text{VHZ}}) \\ \alpha_{LSE}[t] &= \min(1, \alpha_{LSE}[t-1] \cdot a^{y_{LSE}}) \\ \alpha_{LCC}[t] &= \min(1, \alpha_{LCC}[t-1] \cdot a^{I_{fd\max} - I_{fd}}) \\ \alpha_{LCE}[t] &= \min(1, \alpha_{LCE}[t-1] \cdot a^{I_{\max} - I_t}) \\ \alpha_{LMC}[t] &= \min(1, \alpha_{LMC}[t-1] \cdot a^{I_{fd} - I_{fd\min}}) \end{aligned}$$

onde $\tilde{\mathcal{W}}_t[t]$ representa a ponderação reduzida de seguimento à referência de

tensão terminal na iteração t , e $\gamma_{V_t}[t]$ é o valor do parâmetro configurado quando não há limitador ativo. Quando um limitador não está habilitado, o respectivo valor de α é igualado a 1.

6.4 PRÉ-ALIMENTAÇÃO DE PERTURBAÇÕES

Algumas perturbações da planta podem ser pré-alimentadas, pois existe medição de tais variáveis. A pré-alimentação é feita de forma semelhante ao modelo de perturbação, com a diferença de que é realizada diretamente no modelo não linear de resposta livre. Dessa forma, os cálculos que dependem da variável pré-alimentada são realizados conforme o valor corrigido da variável.

A medição da posição do cilindro posicionador do distribuidor está disponível para fechar a malha de controle dos posicionadores. Embora possa haver folgas entre o cilindro e a abertura real, esta é uma medida razoável para a abertura do distribuidor.

Seja $\underline{g}^{(n)}[t-1]$ a abertura nominal no instante t , obtido pelo modelo interno dos posicionadores na iteração anterior. Sem a pré-alimentação, o valor $\underline{g}^{(n)}[t|t]$ calculado no instante t seria utilizado para o cálculo do torque mecânico (Figura 32).

Para a pré-alimentação, calcula-se o erro entre o modelo interno e a medição g . Esse valor é filtrado, obtendo-se $w_g[t]$. $w_g[t]$ permanece constante ao longo do horizonte e é somado à abertura nominal $\underline{g}^{(n)}$:

$$\begin{aligned} w_g[t] &= \left(\frac{1 - e^{-T_s/\tau_{wg}}}{1 - e^{-T_s/\tau_{wg}z^{-1}}} \right) (g[t] - \underline{g}^{(n)}[t|t-1]) \\ \underline{g}[t|t] &= \underline{g}^{(n)}[t|t] + w_g[t] \end{aligned} \quad (6.2)$$

A abertura corrigida é então utilizada para calcular o torque mecânico conforme modelo da Figura 32.

6.5 AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECAÑICAS

Uma vez que as oscilações eletromecânicas são oriundas do desbalanço entre os torques mecânico e elétrico, o problema de amortecimento das mesmas pode ser visto como o cálculo de um controle que leve à minimização do torque resultante no eixo do conjunto turbina gerador. Como a

máquina opera bem próximo à frequência nominal, isso equivale a minimizar a potência acelerante P_a . Por isso, o termo da função objetivo proposto para o amortecimento de oscilações eletromecânicas pondera um sinal y_{ESP} que equivale à potência acelerante estimada.

A estrutura de síntese da integral da potência acelerante presente no ESP convencional já realiza esta função de forma robusta, conforme descrito na seção 3.4. É preciso adaptar a função de transferência para que se obtenha o sinal de P_a , conforme a Figura 50.

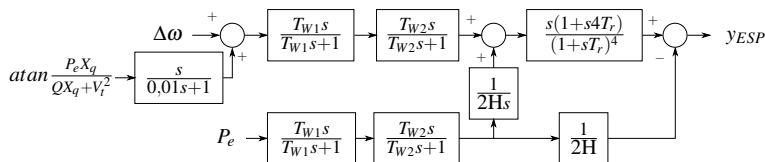


Figura 50 – Síntese da potência acelerante para ponderação na função objetivo

Uma estrutura semelhante foi utilizada para a implementação de um ESP adaptativo em Eichmann et al. (2000). Em Barreiros, Silva e Costa (1998), utilizou-se apenas o desvio de potência.

6.6 ESTRUTURA DO CONTROLADOR

A implementação do controlador refere-se à forma com que os termos da função objetivo são calculados pelo modelo interno e como são colocados como um problema de otimização. Como os termos representam objetivos de controle com horizontes, dinâmicas e exigências variadas, convém estruturá-los de forma a obter um funcionamento coerente do controlador. Serão apresentadas as opções de estrutura desenvolvidas no projeto, para futura comparação de resultados.

Uma opção é inserir todos os termos no problema de otimização e utilizar um modelo interno que contemple todas as variáveis. Como resultado da otimização, tem-se ambos os sinais de controle determinados. A capacidade de o modelo interno representar o acoplamento entre as ações de controle e estados, associada à função objetivo parametrizada, permite calcular o controle de forma integrada a partir de uma estrutura simples. Esta estrutura foi chamada de **MPC_RTV**.

Outra abordagem advém de observar que as dinâmicas envolvidas no controle da excitação e da abertura são distintas, bem como dos horizontes dos termos envolvidos. Também verifica-se que as restrições brandas referentes ao gerador devem ser tratadas pelo controle de excitação. O controle de

abertura, nesse caso, poderia pensar um possível acoplamento que ocorra quando o controle de excitação atuar na limitação. Nessa estrutura, denominada **MPC_RT_RV**, são resolvidos dois problemas de otimização, cada qual contendo os termos relativos ao controle de excitação ou de abertura. O acoplamento entre as ações de controle é resolvido por pré-alimentação dos modelos internos de cada problema de otimização.

6.6.1 MPC_RT_V: Controle MIMO Integrado

6.6.1.1 Problema de otimização

A função objetivo é, simplesmente, a soma de todos os termos da Tabela 9. Assim, um único período de amostragem é utilizado para o modelo interno e para o cálculo dos sinais de controle. Esse período de amostragem, $T_{s,RTV}$, foi escolhido com base na dinâmica de controle mais rápida, que é a do controle de excitação, cujo tempo de assentamento de uma resposta ao degrau em malha fechada está em torno de 500 ms.

A sequência de controle da abertura já leva mais tempo para atingir o regime permanente e, devido à dinâmica dos posicionadores, não precisa ser ponderada com tal amostragem. Assim, o parâmetro $d_{u,g,RTV} = 3$ foi utilizado para que o número de graus de liberdade do controle de abertura fosse reduzido para esta estrutura, mantendo a ação de controle ao longo de um mesmo horizonte mais longo, compatível com a ação do controle de abertura.

Os horizontes N_1 , N_2 e N_u utilizados na função objetivo são calculados diretamente a partir da divisão dos parâmetros t_1 , t_2 e t_u pelo período de amostragem $T_{s,RTV}$, respectivamente.

6.6.1.2 Modelo interno

O modelo para resposta livre agrega os modelos de posicionadores (seção 5.2.1), do conduto e turbina (seção 5.2.3) e da máquina síncrona (seção 5.3), em função dos sinais de controle g_{ref} e V_r .

Para todas as saídas do modelo, assume-se que os erros de predição permanecem constantes ao longo do horizonte. O filtro de robustez possui a mesma estrutura apresentada na eq. (4.3), cujo ajuste será discutido na seção 7.4.

O modelo de otimização é obtido conforme apresentado na seção 4.1 para operação a vazio e em carga. Para operação a vazio, o estado de equilíbrio é determinado pelos valores nominais de frequência e tensão terminal.

Para operação em carga, o estado de equilíbrio é determinado por duas variáveis:

- abertura g , variada em cinco valores entre o valor de abertura a vazio e a abertura máxima. Assim, compensa-se a variação da constante de tempo da coluna d'água T_w de acordo com a carga;
- tensão terminal V_t , em três condições: valor nominal, subexcitação e sobre-excitação.

Assim, os modelos são combinados linearmente conforme as distâncias relativas de V_t e g na iteração com relação aos valores adjacentes armazenados. Se os valores do processo estiverem fora dos limites, utiliza-se o modelo mais próximo para a otimização.

6.6.2 MPC_RT_RV: Controle MIMO Desacoplado

6.6.2.1 Problema de otimização

Os sinais de controle são calculados por dois problemas de otimização distintos, agrupando os termos e respectivas restrições da seguinte forma:

$$J_{RV} = J_\omega + J_g \quad (6.3)$$

$$J_{RT} = J_{V_t} + J_{V_r} + J_{LCC} + J_{VHZ} + J_{LSE} + J_{LCE} + J_{LMC} + J_{ESP} \quad (6.4)$$

Os mesmos parâmetros e período de amostragem utilizados com a estrutura MPC_RTV são utilizados nesta estrutura. Assim, ambas as estruturas minimizam a mesma função objetivo J_{RT} .

O problema de controle da abertura utiliza uma amostragem $T_{s,RV} = d_{u,g,RTV} T_{s,RTV}$, o que reduz os horizontes de predição N_1 e N_2 , mas não altera o de controle, N_u . Por isso, para manter uma função objetivo compatível com a da estrutura MPC_RTV, os valores de ponderações discretizados são multiplicados por $d_{u,g,RTV}$.

Como o sinal de controle de abertura não é calculado a toda iteração, uma interpolação linear entre o primeiro e o segundo valores da sequência de controle de abertura é realizada nas iterações em que este não é calculado.

6.6.2.2 Modelo interno

O modelo utilizado no controle da excitação é o mesmo da estrutura MPC_RTV. Para que o controle de excitação considere o efeito da

seqüência de controle de abertura calculada pelo outro controlador, tais valores são pré-alimentados na abertura g do modelo.

Já o modelo necessário para o controle de abertura não necessita representar com precisão as dinâmicas do gerador e as dinâmicas subtransitórias são desconsideradas. Com isso, o modelo para o gerador, barra infinita, RT e ESP fica como o da seção 5.1. Para modelar posicionador, turbina e conduto, utilizam-se os mesmos modelos da estrutura MPC_RTV. A pré-alimentação do sinal de controle de excitação no controlador de abertura ocorre como uma atualização do coeficiente T , através da atualização de E'' , que é saída do modelo da máquina síncrona aplicado ao controle V_r .

O modelo de perturbação mantém-se o mesmo da estrutura MPC_RTV. O modelo de otimização é obtido a partir dos mesmos pontos de equilíbrio, mas sem considerar a abertura no controle de excitação, nem a tensão no controle de abertura.

6.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após a especificação das funcionalidades que devem ser desempenhadas pelo controlador MPC, foram definidos os termos de ponderação da função objetivo responsáveis pela sua execução.

O método de tratamento de conflito das restrições operativas do gerador com o seguimento de referência de tensão terminal foi explicado e atua no sentido de reduzir progressivamente a ponderação do seguimento à referência de tensão terminal.

O esquema de pré-alimentação de perturbações na abertura do distribuidor foi documentado, de forma similar ao modelo de perturbação das demais variáveis. A diferença é que o valor de perturbação estimado é utilizado para corrigir o modelo não linear de resposta livre internamente.

Uma forma de ponderar o amortecimento das oscilações eletromecânicas foi apresentada baseando-se na síntese da potência acelerante do ESP convencional.

Dois estruturas diferentes de implementação do algoritmo MPC foram desenvolvidas. A estrutura MPC_RTV calcula ambos os sinais de controle considerando a minimização da mesma função objetivo. Espera-se que isso gere menor variação dos sinais de controle e variáveis controladas, quando todas forem consideradas em conjunto.

Na estrutura MPC_RT_RV, o cálculo da abertura é realizado ponderando apenas os termos da função objetivo relativos ao RV convencional (seguimento às referências de frequência e potência, limitação de taxa de abertura e fechamento, e limites absolutos da abertura). Analogamente, a

excitação é calculada apenas a partir do ponto de vista do RT convencional (seguimento à referência de tensão terminal, amortecimento das oscilações eletromecânicas, restrições de capacidade e tensão de teto da excitatriz). Espera-se, com isso, que movimentações indesejadas de uma variável de controle sejam realizadas. O acoplamento entre os sinais de controle na estrutura MPC_RT_RV é considerado através de pré-alimentação da resposta livre de cada um dos controladores. Numa implementação de produto, isso traria vantagens significativas, como por exemplo:

- cada controlador poderia ser executado em tarefas distintas do sistema operacional de tempo real. Pode-se valer da atribuição de prioridades e *deadlines* distintos para explorar melhor os recursos computacionais;
- modularidade, permitindo a implementação apenas do algoritmo RT, ou RV. No caso de uso como regulador integrado, pode-se integrá-los realizando o envio das sequências de controle entre eles. Com isso, a ação de controle de excitação afetará menos as variáveis controladas pelo controle de abertura, e vice-versa;
- poderia-se utilizar um modelo mais simples e rápido para calcular as previsões do RV, conforme discutido na seção 5.1. Isso é vantajoso, pois o RV possui dinâmica mais lenta, o que requer um horizonte $t_{2,w}$ mais longo que o RT, para o mesmo período de amostragem.

No próximo capítulo, o controlador proposto é avaliado em uma série de cenários, em comparação com o sistema de controle convencional. Também é investigada a influência dos parâmetros de sintonia do controlador. Discutem-se as diferenças de performance observadas entre as estruturas MPC_RT_V e MPC_RT_RV.

7 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados de simulações realizadas para avaliar o controlador MPC desenvolvido. A avaliação é realizada com base nos índices de desempenho definidos na seção 7.1 e nos cenários de simulação da seção 7.2. O objetivo dos cenários é testar o controlador em todas as condições de operação necessárias para validar as funcionalidades especificadas na seção 6.1. O processo controlado, e o ajuste dos controladores convencionais utilizados para comparação também são apresentados. Na seção 7.4, é estudado o efeito da sintonia sobre a resposta do controlador. A comparação do controlador MPC com o controlador convencional é realizada na seção 7.5 para todos os cenários levantados. Um resumo dos resultados e conclusões gerais é realizado na seção 7.6.

7.1 ÍNDICES DE DESEMPENHO

Para avaliação do desempenho de ambos os controladores, utilizaram-se os seguintes indicadores:

- $t_{5\%}$: tempo de assentamento¹;
- ITAE (integral do erro absoluto ponderado pelo tempo). Utilizada para mostrar o seguimento à referência das variáveis de interesse, especialmente V_t , P_e e ω . Para uma variável y que siga uma referência y_{ref} , o índice entre os instantes t_0 e t_1 é calculado por

$$ITAE_y(t_0, t_1) = \sum_{k=t_0}^{t_1} |y(k) - y_{ref}(k)|(k - t_0) \quad (7.1)$$

- TV (*total variation*), é a soma dos incrementos de uma sequência de valores e é útil para avaliar a agressividade de um sinal de controle. Assim, também pode ser utilizado como uma medida do acoplamento entre as malhas.
- EDR (taxa de amortecimento efetiva, *effective damping ratio*), calculada como mostrado na Figura 51. Utilizada para avaliar o amortecimento da potência ativa da máquina.

¹tempo para chegar a 95% do valor da referência na resposta ao degrau, ou 5% do valor máximo de desvio para resposta à perturbação

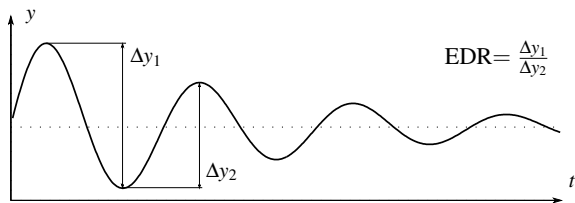


Figura 51 – EDR (*Effective Damping Ratio*)

7.2 CENÁRIOS

O conjunto de cenários desenvolvidos para testar o controlador é apresentado na Tabela 11. Estes cenários visam a avaliar todas as funcionalidades do controlador desenvolvido em comparação com o esquema de controle convencional.

Os cenários de simulação foram aplicados a modelos de processo com os dados apresentados na Tabela 10.

Turbina e máquina síncrona									
T_W	1,8 s	T_e	0,42 s	2H	7,8 s	A_d	0,45	B_d	0,27
X_d	0,87 pu	X_d'	0,31 pu	X_d''	0,25 pu	X_q	0,65 pu	X_l	0,12 pu
T'_{do}	4,17 s	T''_{do}	0,05 s	T''_{qo}	0,10 s	A_g	0,014	B_g	7,94 pu
g_{Tm0}	0,152	X_e	0,20 pu						

Tabela 10 – Parâmetros dos modelos de processo

Nome	Descrição
PTD	Partida: Inicia com $g = 0$ e $\omega = 0$. ω_{ref} é levada a 1 pu instantaneamente, e o limitador de abertura é aberto gradativamente, de acordo com uma lógica que depende de como ω aumenta.
EXC	Excitação: para $\omega = 1$, V_r assume um valor constante, em malha aberta. Quando V_i atinge um valor mínimo, a malha de controle é fechada e a referência é rampeada do valor atual de V_i até 1 pu.
DEGW	Degraus em ω_{ref} , com máquina excitada e a vazio.
DEGVVAZ	Degraus em V_{ref} , a vazio.
VHZ	Limitação volts/hertz: a vazio, aplica-se um degrau de -0,1 pu em ω_{ref} , de modo a ativar o limitador. Após retirado esse degrau, aplica-se degrau de 0,1 pu em V_{ref} .
PERTW	Perturbação de saída de frequência: a vazio, é somado um degrau de -0,1 pu na medição de ω .
DINCAR	A máquina é sincronizada e a tomada de carga é feita com degraus em P_{ref} , levando-a a 0,3, 0,6 e 0,88 pu. Para cada um desses patamares, aplicam-se degraus de 0,05 pu em V_{ref} e P_{ref} , para avaliar como a dinâmica muda para diferentes níveis de carga.
DEGCAR	Degraus de 0,05 pu em V_{ref} e P_{ref} , com 0,9 pu de carga, para avaliar as malhas e amortecimento
PERTV	Perturbação na saída de V_i : em carga, é somado um degrau de -0,1 pu na medição de V_i .
PERTP	Perturbação na saída de P_e : em carga, é somado um degrau de -0,1 pu na medição de P_e .
PERTVR	Perturbação no controle V_r : em carga, é somado um degrau de -0,1 pu ao sinal de controle V_r .
PERTG	Perturbação não mensurável na abertura g : em carga, é somado um degrau de -0,05 pu à abertura g da turbina, mas não à medição.
LSE	Em carga, aplica-se um degrau de -0,1 pu em V_{ref} , para ativação do limitador de subexcitação.
LCE	Em carga, aplicam-se degraus de 0,1 pu e -0,1 pu em V_{ref} , para ativação do limitador de corrente estatórica.
LCC	Em carga, aplica-se um degrau de 0,1 pu em V_{ref} , para ativação do limitador de máxima corrente de campo.
LMC	Em carga, aplica-se um degrau de -0,1 pu em V_{ref} , para ativação do limitador de mínima corrente de campo.
REJ	A 0,9 pu de carga, a máquina é dessincronizada, realizando uma rejeição de carga ativa.

Tabela 11 – Cenários de validação

7.3 SINTONIA DOS CONTROLADORES CONVENCIONAIS

Os controladores convencionais foram sintonizados de acordo com procedimentos padrão de ajuste utilizados em comissionamentos. Os parâmetros de controle utilizados estão apresentados na Tabela 12.

O ajuste do PI do RV foi realizado de acordo com as relações em IEEE (1992), a partir dos valores de T_W e $2H$. A mesma relação estática do modelo foi utilizada na pré-alimentação. Finalmente, o filtro de referência foi ajustado com o polo igual ao zero do PI, e o zero foi ajustado para que o tempo de resposta não fosse muito afetado.

O ganho proporcional do RT em carga foi fixado em $K_p = 150$ a partir de especificações de alta resposta inicial determinadas pelo operador do sistema de potência (ONS, 2009). O ganho integral K_i é ajustado de forma que o zero do PI esteja próximo da constante de tempo efetiva em carga (MELLO; CONCORDIA, 1969). Como a dinâmica de excitação a vazio é mais rápida, o ganho proporcional a vazio é reduzido, assim como o zero do PI também é acelerado. O filtro de referência foi utilizado somente a vazio, pois em carga o amortecimento do ESP já reduz o sobressinal num efeito maior que o filtro de referência o faria.

O ESP é sintonizado utilizando procedimentos de projeto do compensador de fase com base na resposta em frequência, como apresentado em IEEE (2009). Para tanto, obtém-se a resposta à frequência da função $GEP(s) = P_e(s)/V_{ref}(s)$ por simulações da máquina conectada à barra infinita.

RV										
Vazio	b_i	0,4	T_d	10 s	T_{n1}	1,00 s	T_{n2}	0,07 s		
	$T_{1,wr}$	6,5 s	$T_{2,wr}$	8 s						
Carga	b_i	0,3	T_d	6 s	T_{n1}	0,00 s	T_{n2}	0,00 s		
	T_f	2 s	T_g	2 s						
RT										
Vazio	K_p	90	K_i	65						
Carga	K_p	150	K_i	112,5						
ESP										
T_{W1}	10 s	T_3	0,08 s	T_4	0,01 s	T_5	0,06 s	T_6	0,01 s	
T_{W2}	10 s	T_7	0,00 s	T_8	0,00 s					

Tabela 12 – Sintonia dos controladores convencionais

7.4 SINTONIA DO CONTROLADOR MPC

Um conjunto de ajustes inicial foi sintonizado manualmente a partir da simulação dos cenários. Esse conjunto foi utilizado como padrão para estudo do efeito dos ajustes a seguir, e encontra-se documentado na Tabela 13. Nesta seção, quando não mencionada a variação de outros parâmetros, entende-se que este ajuste está sendo utilizado. Todos os horizontes iniciam no primeiro instante de predição.

Tamanho do horizonte				Ponderações					
$t_{2,Vr}$	1 s	$t_{u,Vr}$	0,3 s	$\gamma_{Vr}[0]$	500	ρ_{Vr}	1	λ_{Vr}	0,01
				$\gamma_{ESP}[0]$	20	ρ_{ESP}	1		
$t_{2,w}$	6 s	$t_{u,g}$	0,9 s	$\gamma_{w,nl}[0]$	200	$\gamma_{w,l}[0]$	50		
				ρ_w	1	λ_g	2000		
Restrições				ϕ_{VHZ}	3e4	ϕ_{OEL}	50		
t_1	0 s	t_2	0 s	ϕ_{UEL}	500	ϕ_{SCL}	50		

Tabela 13 – Ajuste inicial para teste de efeito de variação de parâmetros

O efeito dos parâmetros de ajuste do controlador MPC foi discutido na seção 4.4, em que podem-se identificar ideias para o estudo do ajuste do controlador:

1. determinar os horizontes de controle, t_u , coerentes com a resposta transitória esperada em cada sinal de controle;
2. definir os horizontes de predição, t_2 , conforme a dinâmica das variáveis ponderadas;
3. verificar o efeito do início do horizonte de predição, t_1 , nas variáveis de saída com fase não mínima ou atraso;
4. escolher as ponderações, λ , dos sinais de controle conforme a agressividade esperada;
5. alterar as ponderações, γ , das variáveis de saída ponderadas para obter a resposta final desejada.

O efeito do instante inicial do horizonte de predição t_1 não foi analisado e foi mantido zerado (na implementação no tempo discreto, isso equivale a $N_1 = 1$).

O comportamento usual das saídas de controle é bem conhecido: a excitação deve ser o mais rápida quanto possível, com o uso da tensão de

teto. Já o controle da abertura é caracterizado por variações bastantes suaves, mas se valendo dos limites de taxa de variação máxima quando da alteração de referência ou rejeição de perturbações. Portanto, o ajuste de λ_{V_r} e λ_g foi realizado em simulações para determinar um valor inicial de ajuste tal que:

- V_r atingisse a tensão de teto V_{rmax} a partir da aplicação de um degrau de 2% em V_{ref} , conforme especificações do operador do sistema (ONS, 2009);
- λ_g fosse o menor valor tal que a g fosse variada conforme a taxa máxima de abertura e fechamento na aplicação de degraus de 5% em P_{ref} , em condições de plena carga.

A variação dos parâmetros acima afeta a função objetivo da Tabela 9 e, portanto, pode-se estudar o efeito deles sobre a resposta desejada, independentemente da estrutura utilizada para o controlador. Para obtenção dos índices, foi utilizada a estrutura MPC_RTV.

7.4.1 Horizonte de Controle

O cenário DEGCAR foi utilizado para avaliar o efeito do horizonte de controle sobre os indicadores ITAE, $t_{5\%}$ e EDR das variáveis controladas e TV dos sinais de controle. Os índices foram normalizados pelos obtidos com o controlador convencional. O horizonte de controle da abertura foi variado entre 0,1 s e 3 s e o da excitação, entre 0,02 s e 1 s.

Como o aumento do horizonte eleva o tempo de ponderação da variável na função objetivo, esse efeito poderia ser confundido com o efeito de aumentar a ponderação. Para que fosse observado o efeito da alteração do horizonte isoladamente, as ponderações de controle λ_g e λ_{V_r} foram corrigidas para que, apesar da variação do horizonte, se obtivesse a mesma ponderação de energia das variáveis, dado um mesmo sinal de controle. Esta equivalência é calculada considerando a implementação no domínio discreto, a partir do horizonte inicial da Tabela 13. Considerando uma ação de controle de abertura $\Delta g[r] = \Delta g_0$ do tipo rampa, tem-se, no domínio discreto:

$$\begin{aligned}
 J_g^{(0)} &= \sum_0^{N_{u,g}^{(0)}} \lambda_g^{(0)} [r] \Delta g[r] dt = \lambda_g^{(0)} \Delta g_0 (N_{u,g}^{(0)} - 1) \\
 J_g^{(1)} &= \sum_0^{N_{u,g}^{(1)}} \lambda_g^{(1)} [r] \Delta g[r] dt = \lambda_g^{(1)} \Delta g_0 (N_{u,g}^{(1)} - 1) \\
 J_g^{(1)} = J_g^{(0)} &\Rightarrow \lambda_g^{(1)} = \lambda_g^{(0)} \frac{N_{u,g}^{(0)} - 1}{N_{u,g}^{(1)} - 1}
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

onde $(.)^{(0)}$ refere-se ao ajuste inicial e $(.)^{(1)}$, ao ajuste utilizado para estudo de influência do parâmetro. Isso é válido uma vez que a ponderação da variação do controle é constante ao longo do horizonte. A mesma correção é realizada para o sinal de controle de excitação.

A variação dos índices na resposta aos degraus em V_{ref} é mostrada na Figura 52, e as repostas no tempo estão mostradas na Figura 53. Podem-se notar os seguintes aspectos:

- para $t_{u,Vr}$ abaixo de 0,3 s, o controle fica mais enérgico com o aumento do horizonte de controle, reduzindo o erro de seguimento à referência de V_t e o tempo de resposta. Acima deste valor, não há efeito considerável sobre a malha de tensão. Observando o sinal de controle de excitação, verifica-se que as ações de controle mais expressivas são realizadas dentro de tal horizonte;
- o aumento de $t_{u,Vr}$ melhora o amortecimento de oscilações de modo local em P_e , principalmente até os 0,6 s. Isso é coerente com o horizonte necessário para o amortecimento deste modo, que situa-se na região de 1,5 Hz: um ciclo dessa oscilação dura 0,67 s.
- $t_{u,g}$ praticamente não afeta a resposta ao degrau de V_{ref} .

Um comportamento semelhante com relação à variação do horizonte $t_{u,g}$ é observado na resposta ao degrau em P_{ref} (Figuras 54 e 55):

- O aumento de $t_{u,g}$ leva a uma ação de controle mais agressiva, reduzindo o erro de seguimento à referência de P_e e o tempo de resposta. Esse efeito é mais pronunciado até 0,5 s, e após esse valor há pouca diferença no comportamento.
- $t_{u,Vr}$ praticamente não afeta a resposta ao degrau de P_{ref} . A pequena depressão notada para o tempo de assentamento $t_{5\%,P_e}$ na Figura 54 é decorrente das oscilações eletromecânicas de modo local causadas pela excitação, que são estimuladas de modo distinto conforme a alteração da sintonia.

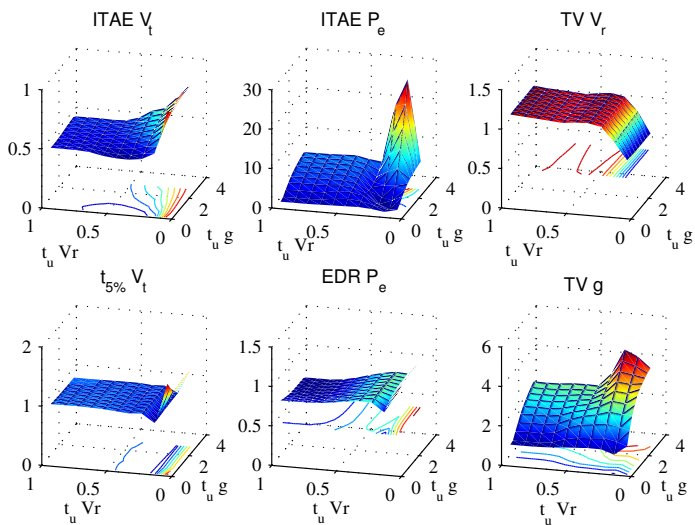


Figura 52 – Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação dos horizontes de controle

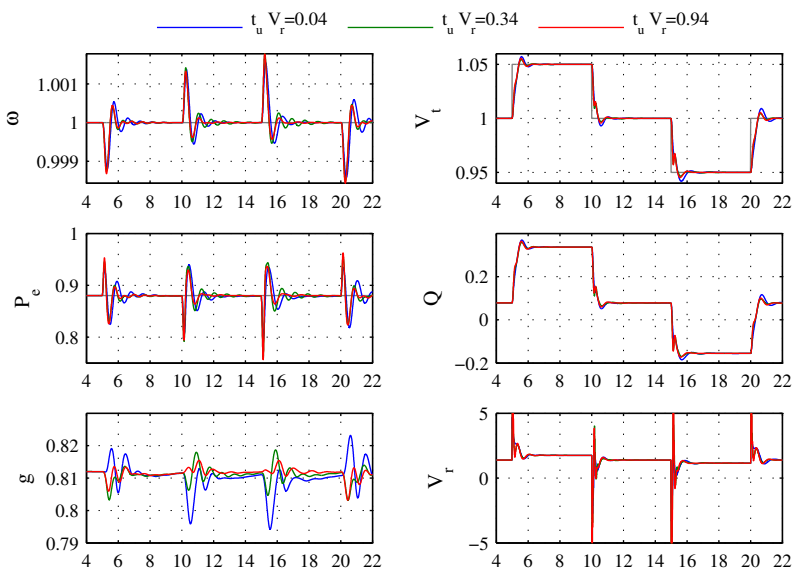


Figura 53 – Resposta ao degrau em V_{ref} conforme t_{u,V_r} , para $t_{u,g} = 1$ s

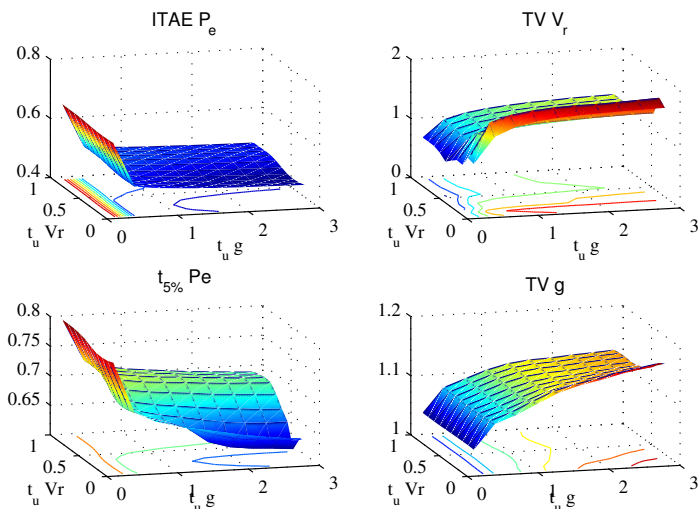


Figura 54 – Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação dos horizontes de controle

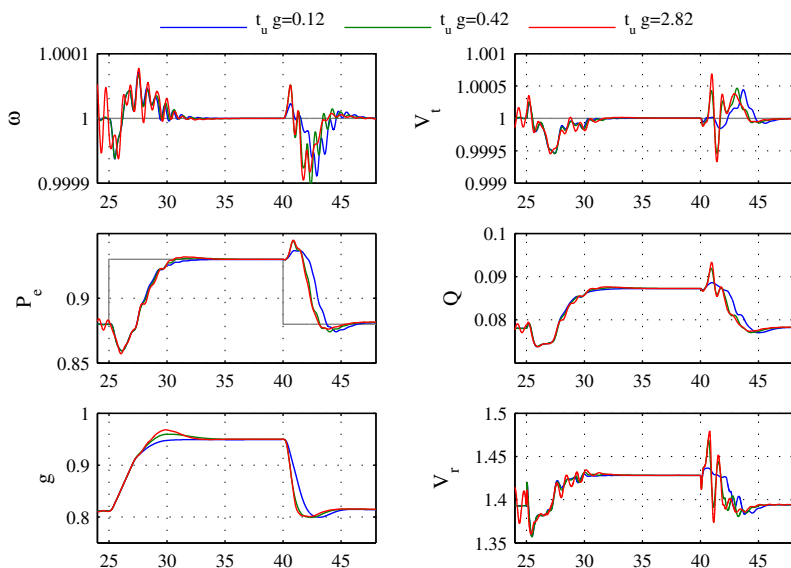


Figura 55 – Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{u,g}$, com $t_{u,vr} = 0,35$ s

7.4.2 Horizonte de Predição

Para avaliar o efeito do horizonte de predição sobre os indicadores ITAE, $t_{5\%}$ e EDR das variáveis controladas e TV dos sinais de controle, também foi utilizado o cenário DEGCAR. Os índices foram normalizados conforme os valores obtidos com o controlador convencional. O horizonte de predição da velocidade e potência filtrada foi variado entre 1 s e 15 s e o da tensão e da potência acelerante, entre 0,1 s e 3 s.

Assim como feito para a variação do horizonte de controle na seção 7.4.1, as ponderações sobre as variáveis controladas foram corrigidas para que a energia ponderada de uma mesma resposta ficasse constante mesmo com a variação do horizonte, como na Tabela 13. Assim, é possível analisar o efeito isolado do aumento do horizonte de predição.

A primeira observação foi que horizontes de predição muito curtos nas variáveis relacionadas à abertura são inadequados, o que pode ser analisado nas Figuras 56 e 57. Nesses casos, o horizonte abrange apenas a duração da dinâmica de fase não-mínima. Dessa forma, o controlador MPC não tem como atuar, pois a dinâmica total a ser controlada não é representada. O controle começa a ter efeito a partir de $t_{2,w} > 3,5$ s, que é aproximadamente o dobro da constante de tempo da coluna d'água ($T_W = 1,8$ s para $P_e = 1$ pu). As análises a seguir consideram o horizonte a partir desse valor.

O efeito dos horizontes de predição nos índices da resposta ao degrau em P_{ref} é mostrado na Figura 58, na qual podem-se notar as seguintes características:

- Para $t_{2,w} > 6$ s, os índices praticamente não se alteram. Analisando as repostas no tempo da Figura 59, observa-se que este é aproximadamente o tempo de assentamento da potência quando a abertura é alterada na taxa máxima. Como um horizonte menor implica em menor tempo de cálculo, deve-se priorizar o uso do horizonte mais curto possível, já que não ocorre ganho no desempenho do controle;
- para t_{2,V_r} muito pequeno, a resposta da potência acelerante ao controle de tensão não aparece ao MPC com média nula, pois o intervalo de tempo é muito curto para modelar uma oscilação completa. Dessa forma, o controle de excitação apresenta uma movimentação maior, por tentar amortecer a variação de potência da resposta ao degrau. Isso é observado no índice TV(V_r) da Figura 58.

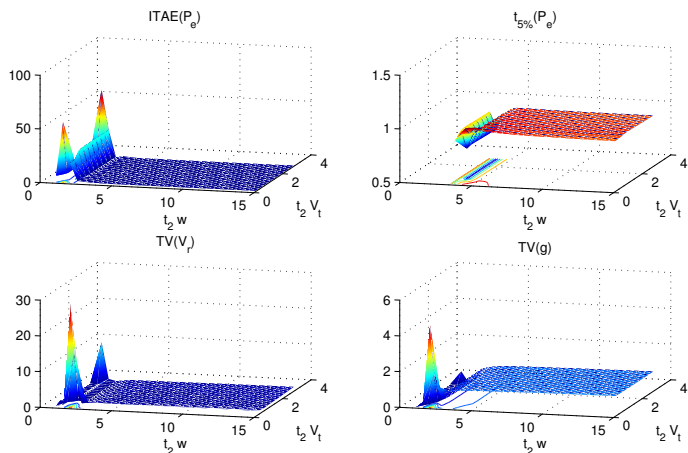


Figura 56 – Índices da resposta ao degrau de P_{ref} para variação dos horizontes de predição, mostrando efeito do horizonte muito curto

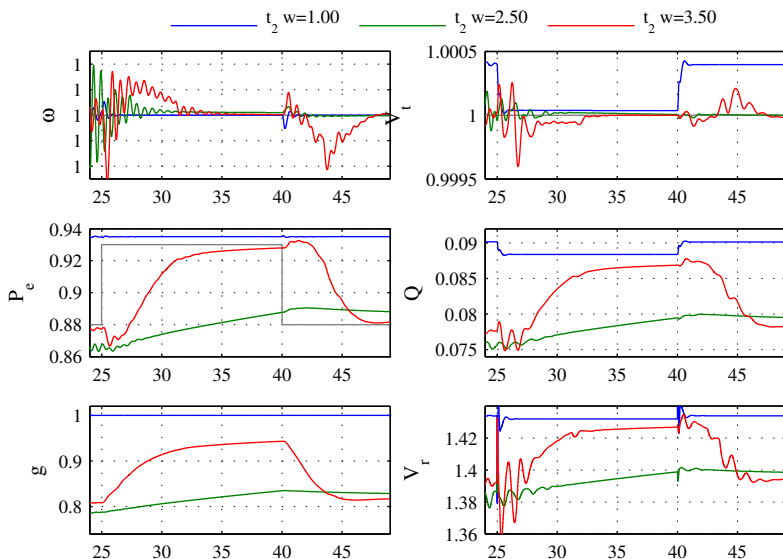


Figura 57 – Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{2,w}$, para $t_{2,V_t} = 1$ s, mostrando efeito do horizonte muito curto

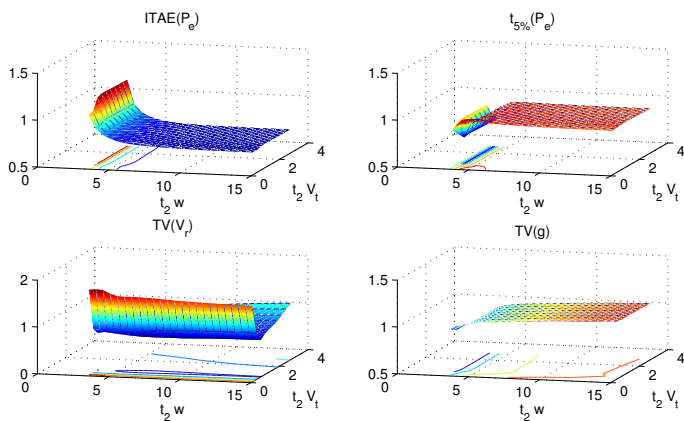


Figura 58 – Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação dos horizontes de previsão

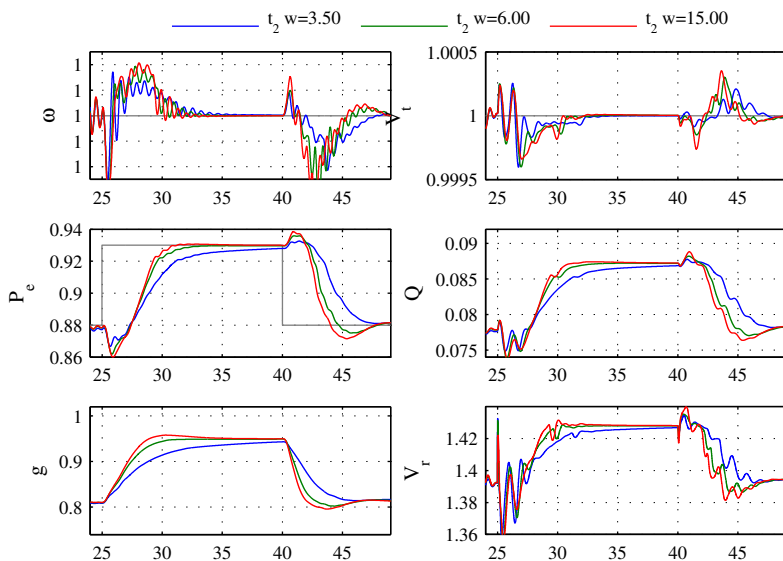


Figura 59 – Resposta ao degrau em P_{ref} conforme $t_{2,w}$, com $t_{2,Vt} = 1$ s

Da mesma forma que para o horizonte $t_{2,w}$ de controle de frequência e potência, o aumento do horizonte de previsão de tensão terminal $t_{2,Vt}$ deve ser coerente com as dinâmicas controladas. Isso pode ser analisado na resposta aos degraus em V_{ref} , nas Figuras 60 e 61. Podem-se notar os seguintes aspectos:

- para $t_{2,Vt}$ pequeno, a resposta da tensão terminal é bastante rápida, e o sinal de controle de excitação apresenta pouca movimentação. No entanto, esse horizonte não é suficiente para englobar a dinâmica das oscilações eletromecânicas, que acabam não sendo amortecidas;
- o aumento de $t_{2,Vt}$ melhora o amortecimento de oscilações de modo local em P_e , principalmente até cerca de 1 s. Isso é coerente com o intervalo de tempo necessário para o amortecimento do modo local, que é de cerca de 1,5 Hz;
- um valor mais alto de $t_{2,Vt}$ melhora um pouco o amortecimento, mas com grande aumento da variação da excitação e sem outros benefícios;
- $t_{2,w}$ praticamente não afeta na resposta ao degrau de V_{ref} .

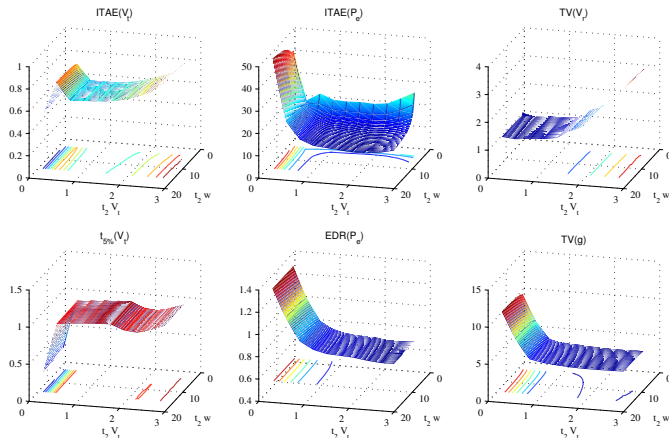


Figura 60 – Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação dos horizontes de previsão

Logo, de forma semelhante que para o controle da abertura, é possível escolher um valor de horizonte de previsão baseando-se nas dinâmicas controladas. O horizonte, portanto, não é utilizado como parâmetro de sintonia do controlador, isentando o usuário de mais um parâmetro de ajuste.

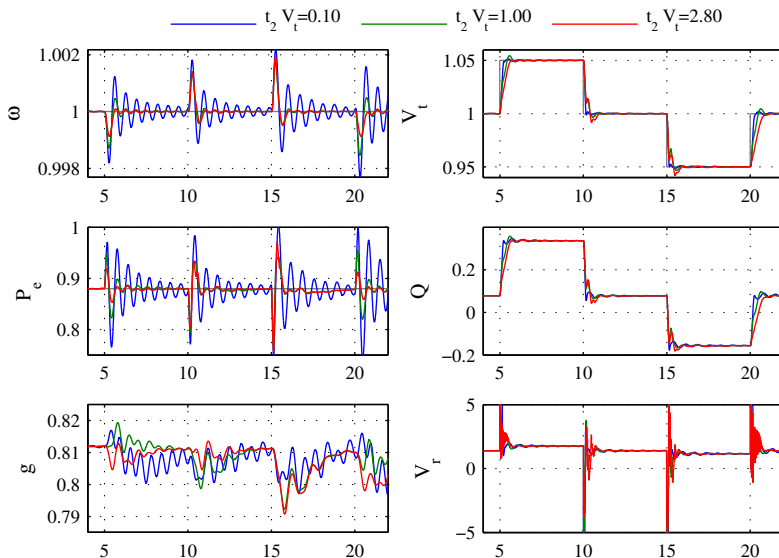


Figura 61 – Resposta ao degrau em V_{ref} conforme $t_2 V_t$, para $t_{2,w} = 6$ s

7.4.3 Ponderações

A variação dos mesmos índices utilizados anteriormente para a análise dos horizontes foi avaliada conforme a alteração das ponderações das variáveis controladas. Foram variadas as ponderações γ_t e γ_w de acordo com uma série geométrica, sendo que a ponderação de seguimento à referência de potência é uma razão da de frequência. Os limites mínimo e máximo de cada ponderação foram determinados a partir de simulações que determinaram o desempenho mínimo aceitável. Da mesma forma que para a análise da influência dos horizontes, foram utilizadas as respostas ao degrau do cenário DEGCAR para avaliação.

Nos índices da Figura 62, observa-se que o erro de seguimento à referência de potência ativa cai com o aumento da ponderação γ_w . A partir de um certo valor, o índice $TV(g)$ não cresce mais, pois está limitado pela taxa de abertura máxima. O efeito na resposta pode ser analisado na Figura 63. Além disso, aumentar a ponderação acima do valor em que tal limite de abertura é atingido afeta bastante a resposta do controle de excitação, que tenta fazer com que a referência de potência ativa seja atingida ainda mais rápido.

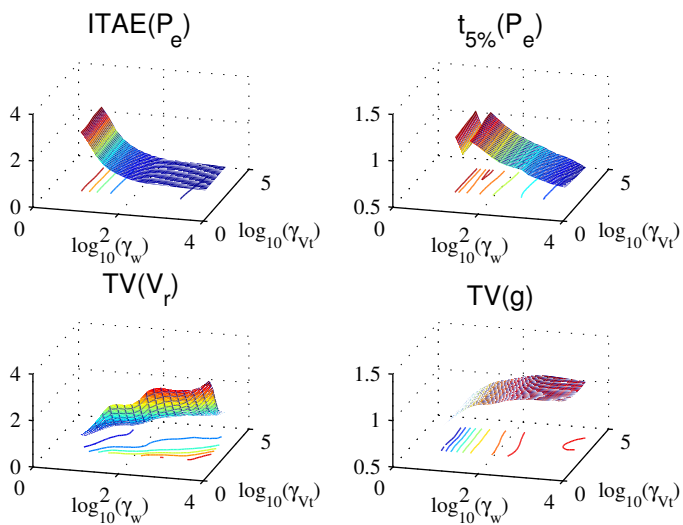


Figura 62 – Índices da resposta ao degrau em P_{ref} para variação da ponderação de variáveis controladas

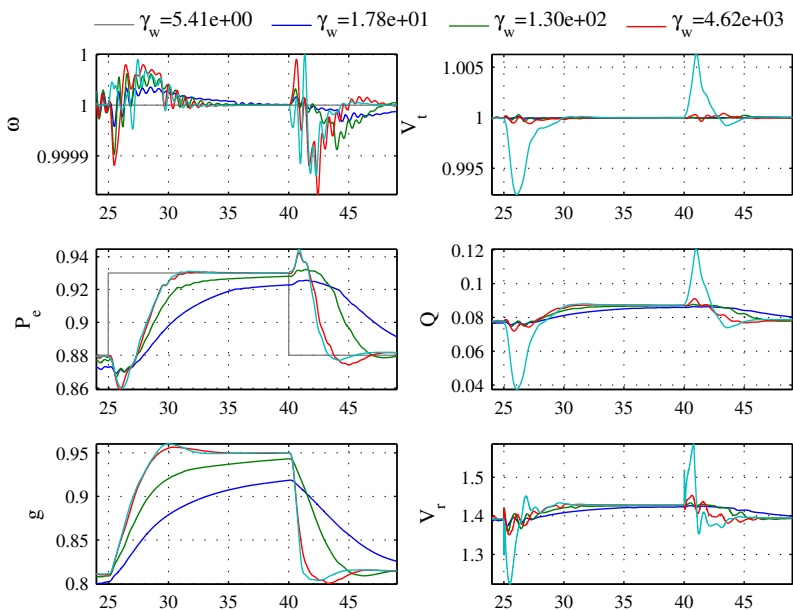


Figura 63 – Resposta ao degrau em P_{ref} conforme γ_w , para $\gamma_{Vt} = 336$

As seguintes características podem ser levantadas de uma análise dos índices da Figura 65:

- o aumento da ponderação γ_{V_t} reduz o erro de seguimento à referência ITAE(V_t) e o tempo de estabilização $t_{r\%}(V_t)$, com aumento da agressividade do controle TV(V_r). Consequentemente, as oscilações de potência são menos amortecidas (aumento de EDR(P_e)). Esse efeito pode também ser visto na resposta temporal da Figura 64;
- valores muito baixos de γ_ω fazem com que a referência de potência não seja bem respeitada durante o degrau em V_{ref} ;
- valores muito altos de γ_ω fazem com que haja maior inconsistência na função objetivo, aumentando tanto o erro de seguimento ITAE(V_t) como a movimentação do controle TV(V_r).

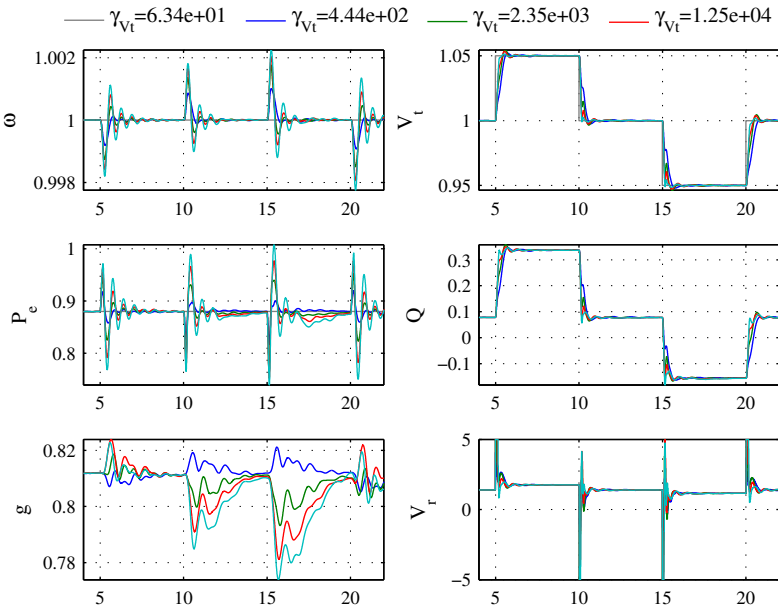


Figura 64 – Resposta ao degrau em V_{ref} conforme γ_{V_t} , para $\gamma_\omega = 58,6$

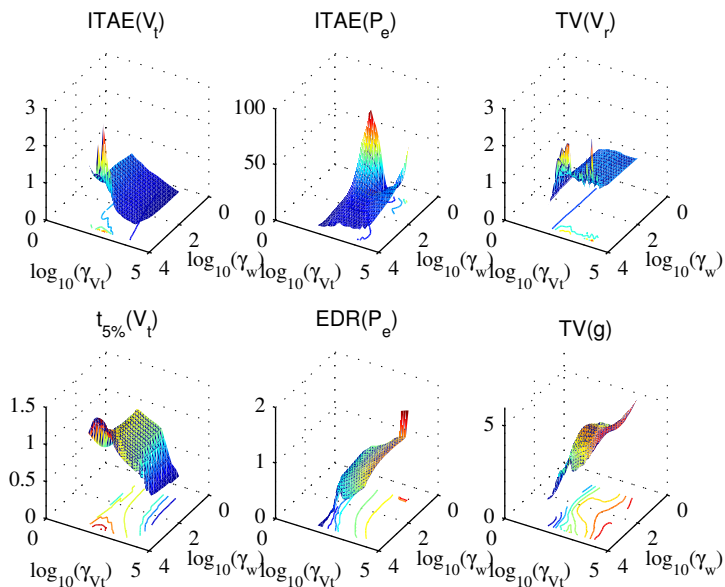


Figura 65 – Índices da resposta ao degrau em V_{ref} para variação da ponderação das variáveis controladas

7.4.4 Considerações sobre a Sintonia do Controlador MPC

A partir do estudo de variação da sintonia do controlador MPC, foi possível chegar a conclusões específicas em cada um dos testes, como foi discutido nas seções 7.4.1 a 7.4.3. Do ponto de vista do usuário final do controlador, pode-se resumir algumas orientações de ajuste.

- **Horizonte de controle de excitação $t_{u,Vr}$.** Como discutido, o aumento de $t_{u,Vr}$ é benéfico, tornando a ação de controle mais enérgica. Esse efeito é mais pronunciado até que se cubra a duração do transitório da ação de controle, seja na resposta para seguimento de V_{ref} como para amortecimento de oscilações eletromecânicas. A duração de um transitório do sinal de controle de excitação é bem conhecida, não varia muito conforme a aplicação. Na aplicação de um degrau em V_{ref} , por exemplo, a resposta típica é a ação de controle ser levada até a tensão de teto da excitatriz por algumas dezenas de milissegundos, e depois retorne ao valor que assumirá em regime permanente. Além disso,

as oscilações eletromecânicas atenuadas encontram-se numa faixa de frequências bem definidas. Logo, $t_{u,Vr}$ seria usualmente mantido fixo num valor alto o suficiente para cobrir o transitório típico das aplicações. Se a ação de controle estiver muito lenta e a redução da ponderação λ_{Vr} não melhorar a característica da resposta, $t_{u,Vr}$ pode ser alterado como num ajuste fino, servindo como parâmetro avançado de configuração do controlador.

- **Horizonte de controle de abertura $t_{u,g}$.** De forma análoga a $t_{u,Vr}$, valores maiores de $t_{u,g}$ melhoram a resposta com o uso de uma ação de controle mais enérgica. O efeito é menor a partir de um certo valor de $t_{u,g}$. Esse parâmetro pode ser deixado fixo num valor padrão determinado a partir da simulação com várias configurações de posicionadores e turbinas, e ser utilizado para ajuste fino caso não seja possível obter uma resposta satisfatória a partir do ajuste das ponderações de controle.
- **Horizonte de previsão do seguimento a V_{ref} , $t_{2,Vt}$.** Um horizonte maior pondera mais os termos de regime permanente, o que aumenta a margem de estabilidade. Isso também melhora o amortecimento de oscilações eletromecânicas. Essa vantagem do aumento de $t_{2,Vt}$ é observada até um limite que permita representar os transitórios controlados, a partir do qual não existe melhoria na resposta. O tempo de assentamento da tensão terminal em malha fechada é conhecido e varia, geralmente, entre 0,5 s e 1,0 s. As frequências de oscilações eletromecânicas também são conhecidas. Assim, o controlador pode ter um valor padrão de $t_{2,Vt}$ que seja suficiente para abranger a maior parte das dinâmicas encontradas. Em caso de uma planta mais lenta ou em que a resposta esteja mais oscilatória, e a variação da ponderação γ_{Vt} não melhorar a resposta, pode-se aumentar o horizonte $t_{2,Vt}$ para ajuste fino do controlador.
- **Horizonte de previsão do seguimento a P_{ref} e ω_{ref} , $t_{2,w}$.** Analogamente, $t_{2,w}$ deve abranger a dinâmica da resposta em malha fechada da potência e da frequência. Um valor grande o suficiente para representar essa dinâmica deve ser escolhido. No entanto, este é apenas um valor mínimo para $t_{2,w}$, e não é necessário realizar esse ajuste em toda instalação. Pode-se definir uma regra a partir de T_W e $2H$ para determinar o valor mínimo de $t_{2,w}$, assim como é feito para o controlador convencional. Numa implementação comercial, tal cálculo pode ser verificado a partir dos próprios parâmetros do modelo interno. Um valor padrão de $t_{2,w}$, que consiga abranger as dinâmicas típicas encontradas em campo pode ser estabelecido, permitindo que $t_{2,w}$ seja utilizado também para ajuste fino do controlador.

- **Ponderações de controle** λ_{V_r} e λ_g . O comportamento usual das saídas de controle é bem conhecido, dando origem a um ajuste inicial por simulação. A partir desse ajuste inicial, não foi necessário alterar λ_{V_r} e λ_g , e foi possível ajustar o controlador apenas por alterações nas ponderações de variáveis de saída. Assim, λ_{V_r} e λ_g são parâmetros inicialmente utilizados para que os termos de variação de controle na função objetivo estejam na mesma ordem de grandeza. Após tal ajuste, os pesos dos termos na função objetivo são ajustados apenas pelas ponderações de saída.
- **Ponderações de saída** γ_{V_t} , γ_w . São os ajustes que de fato precisam ser realizados pelo usuário, para obtenção da resposta desejada. Como apresentado, foi possível ajustar o tempo de assentamento apenas pela alteração destes parâmetros. Isto representa uma vantagem do controlador MPC, cujo ajuste é mais intuitivo a partir do momento em que o modelo interno está bem configurado. O aumento de tais ponderações faz com que a resposta seja mais agressiva, com menor tempo de assentamento.
- **Ponderações das oscilações eletromecânicas** γ_{ESP} . Pode interpretar γ_{ESP} de forma análoga ao ganho K_{ESP} . Uma vez que o modelo interno representa também o atraso de fase entre P_a e o torque elétrico amortecedor aplicado, o estágio de compensação de fase que existe no ESP convencional não é necessário. Esta é a fase da sintonia do ESP convencional que requer procedimentos mais complexos, com o uso de ferramentas de projeto no domínio da frequência. Os demais parâmetros do termo y_{ESP} possuem a mesma função que no ESP convencional.
- **Ponderações de restrições**. As ponderações de restrições podem ser variadas para uma limitação mais prioritária sobre o seguimento de V_{ref} . Devido ao mecanismo de redução de γ_{V_t} na ativação de restrições, isso não se faz necessário, no entanto. A característica de limitação (curvas de tempo inverso, por exemplo) é determinada pelas referências geradas para o controlador MPC, e não são parte de sua sintonia.
- Pode-se utilizar a ponderação variável no horizonte ρ_{V_t} , ρ_g e ρ_{ESP} para um ajuste fino. Um valor unitário representa ponderações constantes no horizonte. Valores de ρ acima de 1 aumentam a ponderação em regime permanente, o que pode ser interessante para tornar uma resposta menos oscilatória. Isso pode ser interessante para o seguimento de referências. Já valores de ρ abaixo de 1 realizam ponderação maior no início do horizonte, aumentando a velocidade de resposta inicial do

sinal de controle. Um possível uso dessa última opção seria para a ponderação do ESP, para atenuar as oscilações eletromecânicas assim que surjam, mas reduzir a ponderação ao longo do horizonte para afetar menos a resposta de seguimento a V_{ref} .

Dessa forma, a sintonia do controlador MPC limita-se principalmente aos parâmetros γ_{Vt} , γ_w e γ_{ESP} , cujo efeito sobre a resposta é bastante intuitivo e previsível. Os demais parâmetros podem ser utilizados para um ajuste fino do desempenho do controlador.

7.5 COMPARAÇÃO DE ESTRUTURAS DE CONTROLE

Nesta seção, comparam-se as características de resposta temporal entre as estruturas de controle MPC propostas e o controlador convencional. Todos os cenários são simulados para verificar o atendimento do controlador aos requisitos. Alguns dos cenários são utilizados apenas para verificar se uma funcionalidade está presente, como nos processos de excitação inicial e partida, em que o desempenho do controlador não é tão relevante. Nos demais, são apresentados os índices de desempenho.

O ajuste do controlador convencional foi apresentado na seção 7.3. Os ajustes utilizados para os controladores MPC seguem os parâmetros iniciais apresentados na Tabela 13. Tais ajustes foram realizados para que o controlador MPC tivesse desempenho semelhante ao do controlador convencional em respostas ao degrau, ao redor do ponto nominal de operação. Dessa forma, é possível salientar as diferenças entre ambos os controladores comparando ajustes equivalentes.

7.5.1 Partida (PTD)

Neste cenário, o controle de velocidade está em malha fechada, com variação do limitador de abertura conforme uma lógica de partida externa ao controlador. Esta lógica limita a abertura em 0,4 pu até que a velocidade atinja 0,7 pu. Depois, a abertura é limitada a 0,27 pu até que a velocidade atinja o valor nominal, quando a malha de controle passa a atuar normalmente. Para salientar a diferença de ação dos controladores, o limitador de abertura é levado a 1 pu quando isso acontece e é mantido nesse valor durante a operação a vazio. Neste cenário, não são avaliados índices, apenas é realizada a simulação para verificação da funcionalidade. Como pode-se observar na Figura 66, as respostas das três estruturas de controle são similares e respeitam o limite de abertura e a lógica de partida estabelecida.

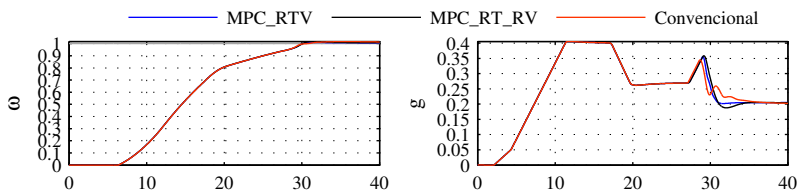


Figura 66 – Validação do processo de partida

7.5.2 Excitação (EXC)

Com a velocidade no valor nominal, o comando de excitação ativa a aplicação de um valor de controle de excitação em malha aberta, correspondente ao circuito de escorvamento de campo. Quando a tensão terminal atinge um valor mínimo, a malha de controle é fechada e a referência de tensão terminal é levada até o valor nominal conforme uma taxa de subida.

Não são avaliados índices, apenas o funcionamento da função. Verifica-se que, quando a malha é fechada, o controlador MPC assume o controle suavemente, pois o modelo interno está coerente com o processo. Também se nota uma vantagem devido ao conhecimento de que a referência será variada em rampa, o que gera um controle mais suave.

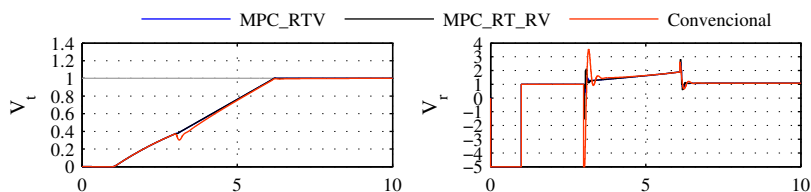


Figura 67 – Validação do processo de excitação

7.5.3 Degrau de Velocidade (DEGW)

Os índices de desempenho do cenário DEGW estão mostrados na Tabela 14 e a resposta no tempo na Figura 68. As seguintes características podem ser notadas:

- há um sobressinal na resposta do controlador convencional, resultante principalmente do zero dominante do PI. Mesmo com o ajuste do filtro na referência de velocidade do controlador convencional, não foi possível eliminar completamente o sobressinal;

- a resposta das estruturas MPC têm tempo de assentamento pelo menos duas vezes menor que o controle convencional, porém com variação total do controle de abertura cerca de 4 vezes menor;
- o controle de excitação, utilizando a estrutura MPC_RTV, compensa a perturbação causada sobre a tensão terminal mais rapidamente que a estrutura MPC_RT_RV, ainda que seja modelada a pré-alimentação da ação de controle de abertura no cálculo da excitação.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(ω)	169	88,1	71,7	TV(g_{ref})	4,11	1,20	0,81
ITAE(V_t)	0,583	1,380	0,567	TV(V_t)	0,938	3,69	3,66
$t_{5\%}(\omega)$	12,4	4,64	5,67				

Tabela 14 – Índices de desempenho da resposta ao degrau em ω_{ref}

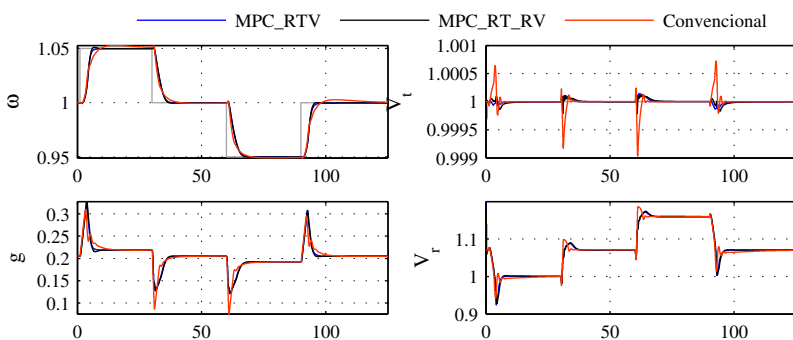


Figura 68 – Comparação da resposta ao degrau em ω_{ref}

7.5.4 Degrau de Tensão Terminal a Vazio (DEGVVAZ)

Os índices de desempenho do cenário DEGVVAZ estão mostrados na Tabela 15 e a resposta no tempo, na Figura 69. As seguintes características podem ser notadas:

- mesmo com o uso do filtro de referência, observa-se um sobressinal maior utilizando o controlador convencional, o que é expresso pelo índice ITAE(V_t);
- como existe efeito da abertura sobre V_t , a estrutura MPC_RTV altera a abertura durante a aplicação dos degraus. No entanto, a movimentação

é pequena se comparada com a movimentação realizada devido a ruídos de medição de frequência, presentes na situação real.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(ω)	0	0	0,0128	TV(g_{ref})	0	0	0,0926
ITAE(V_i)	0,236	0,0683	0,0694	TV(V_r)	74,7	82,8	82,8
$t_{5\%}(V_i)$	0,378	0,178	0,178				

Tabela 15 – Índices de desempenho da resposta ao degrau em V_{ref} a vazio

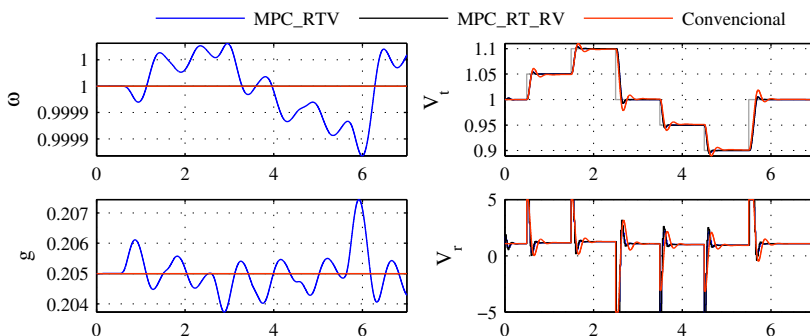


Figura 69 – Comparação da resposta ao degrau em V_{ref} a vazio

7.5.5 Atuação do Limitador Volts/Hertz (VHZ)

O cenário de testes do limitador volts/hertz ativa o limite tanto pela redução da frequência como pela elevação da tensão terminal, e a resposta é mostrada na Figura 70. Como os limitadores não possuem um requisito rígido de resposta dinâmica, os índices de desempenho não são tão relevantes. Verifica-se que o máximo da razão volts/hertz foi respeitado, com uma menor movimentação do controle de excitação.

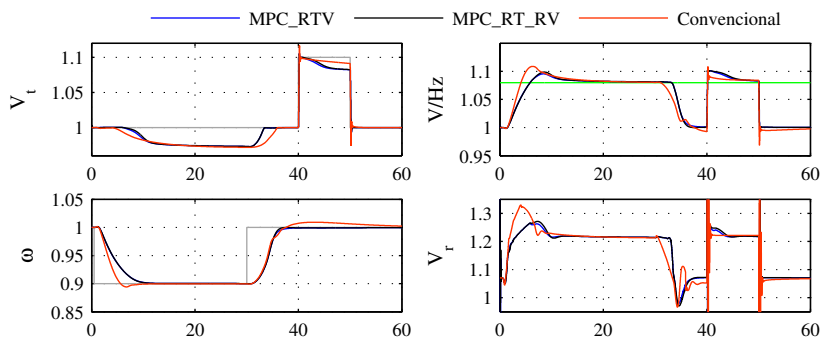


Figura 70 – Comparação da atuação do limitador V/Hz

7.5.6 Perturbação na Medição de Velocidade (PERTW)

Com o teste de perturbação na medição de velocidade, é possível analisar qual seria a resposta do controlador a uma variação brusca da frequência do sistema, que seria possível em operação isolada, e também sua resposta característica a ruído na medição. Os índices de desempenho do cenário PERTW estão mostrados na Tabela 16 e a resposta no tempo, na Figura 71. As seguintes características podem ser notadas:

- a resposta de velocidade do controlador convencional apresenta sobresinal elevado, e uma característica diferente na ocorrência e na retirada da falha;
- a perturbação causada em V_t com a estrutura MPC_RTV é cerca de 3 vezes menor que com o controle convencional, com uma variação total 60% menor do controle de excitação.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(ω)	602	216	206	TV(g_{ref})	2,30	0,689	0,623
ITAE(V_t)	2,80	1,05	0,85	TV(V_t)	1,00	0,567	0,580
$t_{5\%}(\omega)$	11,9 s	6,67 s	6,67 s				

Tabela 16 – Índices da resposta à perturbação na medição de ω

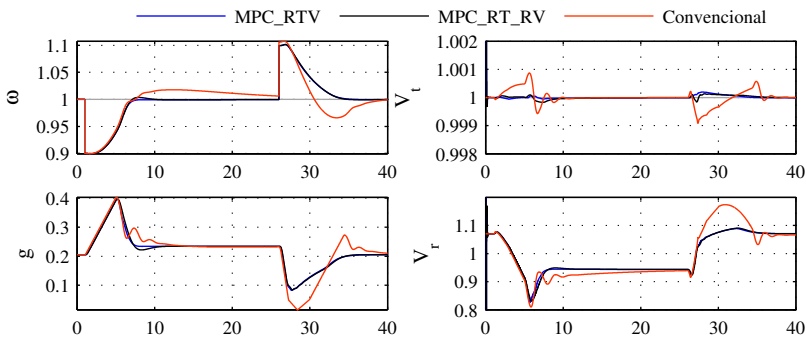


Figura 71 – Comparação da resposta à perturbação na medição de ω

7.5.7 Degrau de Potência Ativa (DEGCAR e DINCAR)

Na resposta ao degrau na referência de potência ativa do cenário DEGCAR (Figura 72, Tabela 17), observa-se que a tensão terminal é muito menos perturbada pelo controle de abertura que no controle convencional: o índice $ITAE(V_t)$ é no mínimo 15 vezes menor.

Além disso, nota-se uma diferença grande na resposta dos controladores MPC, em que o controle MPC_RT_RV apresenta um tempo de assentamento 37% maior que o controlador MPC_RTV. Isso se deve ao fato de que a ação de controle de abertura, para o controlador MPC_RT_RV, é calculada numa taxa que é múltipla do intervalo de amostragem do algoritmo MPC_RTV. As ações de controle assumidas entre os instantes em que as ações são calculadas são resultantes da interpolação entre os dois primeiros instantes da sequência de controle calculada. No entanto, basta aumentar a ponderação do erro de seguimento à referência de potência para obter a mesma característica.

Também verifica-se mais oscilações na frequência com o uso dos controladores MPC. Isso advém de uma ação de controle de excitação mais ativa, no sentido de compensar o erro de seguimento de tensão terminal.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
$t_{5\%}(P_e)$	7,44	9,10	6,67	$TV(g_{ref})$	0,279	0,285	0,327
$ITAE(V_t)$	8,05	0,527	0,592	$TV(V_r)$	0,459	0,320	0,520
$ITAE(P_e)$	101	124	102				

Tabela 17 – Índices de desempenho da resposta ao degrau de potência ativa

Também foi avaliada a variação da resposta para diferentes níveis de carga, no cenário DINCAR. A carga foi tomada variando a referência de potência ativa na forma de degraus, para 0,3 pu, 0,6 pu e 0,88 pu, com resposta

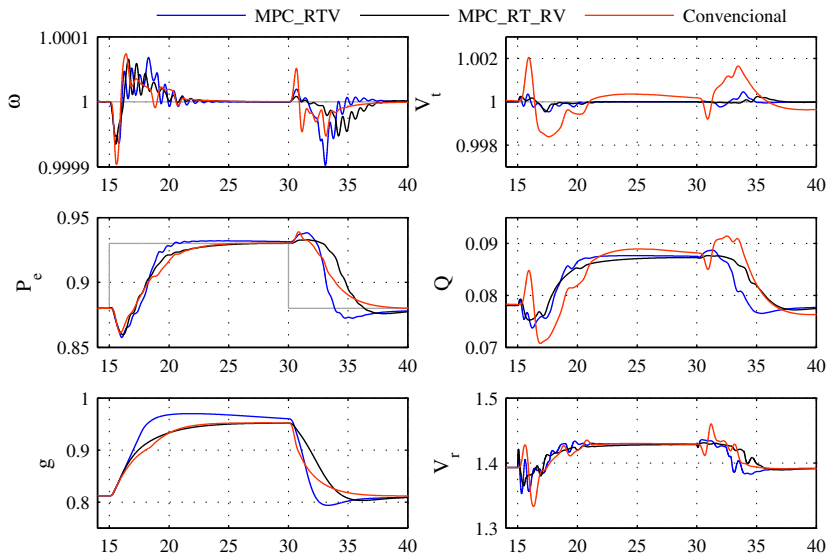


Figura 72 – Comparação da resposta ao degrau de potência ativa

mostrada na Figura 73. Verifica-se, novamente, que houve menor perturbação da tensão terminal com o uso dos controladores MPC.

No cenário DINCAR, também se aplicam degraus à referência de potência ativa ao redor dos pontos de operação de 0,3 pu, 0,6 pu e 0,88 pu.

As mesmas características dos controladores MPC com relação ao controle convencional que foram observadas no cenário DEGCAR são observadas variando a carga. Verifica-se que o comportamento dinâmico dos controladores MPC é menos sensível à alteração de carga, o que é observado pelo desvio padrão σ dos índices ITAE(P_e) e ITAE(V_t), expresso na Tabela 18.

A resposta obtida pelo controlador convencional deve-se, principalmente, à ação de pré-alimentação da relação estática de potência \times abertura. Embora a curva utilizada para a parametrização do controlador seja igual à do modelo, surge um sobressinal devido à ação do zero do PI, que demora para ser compensado pela malha. Isso ocorre porque o estatismo permanente reduz consideravelmente o ganho da malha de potência. Por isso, embora tenham sido obtidos tempos de subida similares entre o controle MPC e o convencional, a potência controlada pelo último não atinge valores dentro da faixa de 5% da amplitude do degrau ao redor do valor final da referência, para o intervalo de tempo estipulado. Assim, o valor do tempo de assentamento $t_{5\%}$ não é apresentado na Tabela 18.

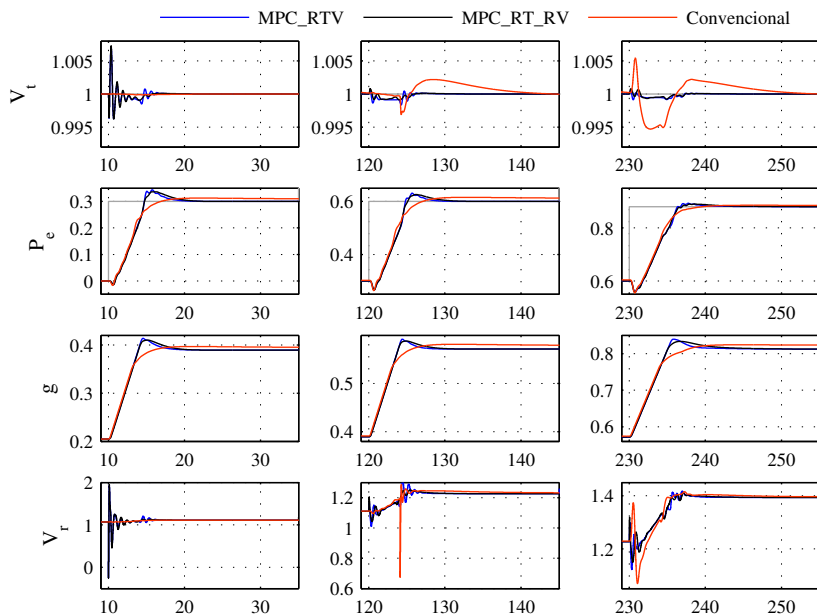


Figura 73 – Comparação da resposta ao degrau tomando carga

Tanto a dinâmica da turbina – a característica de fase não mínima – como do gerador variam com a carga. Como o modelo de predição é não linear, tal variação de dinâmica é considerada no cálculo do controle. Dessa forma, a característica de resposta dos controladores MPC varia menos com o ponto de operação. De fato, como observa-se na Figura 74, há uma grande diferença na característica dinâmica da resposta ao degrau de potência conforme a variação da carga no controle convencional.

	Convencional				MPC_RT_RV				MPC_RT_V			
	0,3	0,6	0,88	σ	0,3	0,6	0,88	σ	0,3	0,6	0,88	σ
$P_e(pu)$	-	-	-	-	6,39	6,82	8,38	1,16	5,14	5,47	6,46	1,03
$t_{sg}(P_e)$	0,207	8,00	7,64	4,40	0,307	0,488	0,547	0,125	0,409	0,495	0,546	0,069
$ITAE(V_r)$	191	250	193	33,5	38,9	47,7	95,9	30,7	30,5	37,3	78,2	25,8
$TV(V_r)$	3,99	4,63	4,49	0,337	6,40	6,53	4,56	1,10	9,36	9,74	8,06	2,59
$TV(s_{ref})$	0,123	0,134	0,411	0,163	0,142	0,149	0,424	0,161	0,167	0,187	0,278	0,175

Tabela 18 – Índices da resposta ao degrau de P_{ref} para diferentes cargas

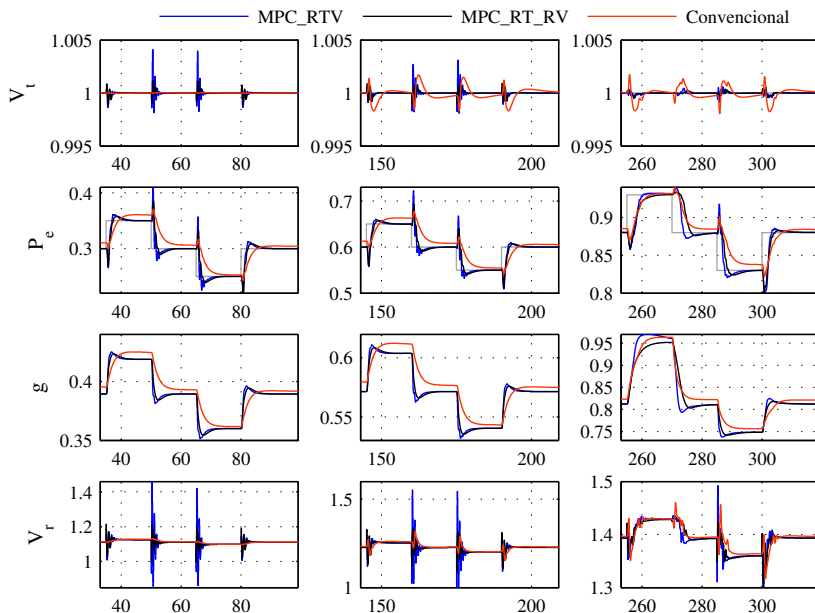


Figura 74 – Resposta ao degrau de potência ativa para cargas diversas

7.5.8 Degrão de Tensão Terminal em Carga (DEGCAR e DINCAR)

A resposta ao degrão na referência de tensão terminal em carga do cenário DEGCAR está apresentada na Figura 75, e os índices, na Tabela 19. Os valores de praticamente todos os índices apresentam-se muito próximos entre si, sendo possível fazer ajustes no controlador convencional para atingir o mesmo desempenho.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V
$t_{5\%}(V_t)$	0,808	0,720	0,720	$TV(g_{ref})$	0,0755	0,0027	0,0372
$ITAE(V_t)$	0,555	0,421	0,441	$TV(V_r)$	56,3	64,6	64,8
$ITAE(P_e)$	4,51	4,05	4,16	$EDR(P_e)$	0,644	0,580	0,582

Tabela 19 – Índices de desempenho da resposta ao degrão de V_{ref} em carga

A resposta ao degrão na referência de tensão terminal também foi avaliada para diferentes níveis de carga, no cenário DINCAR. A comparação de desempenho é mostrada na Figura 76. A abertura está diferente entre o controlador convencional e o MPC porque a malha de potência do controlador convencional é lenta e, no cenário DINCAR, ainda não havia atingido a referência. Isso é discutido na seção 7.5.7.

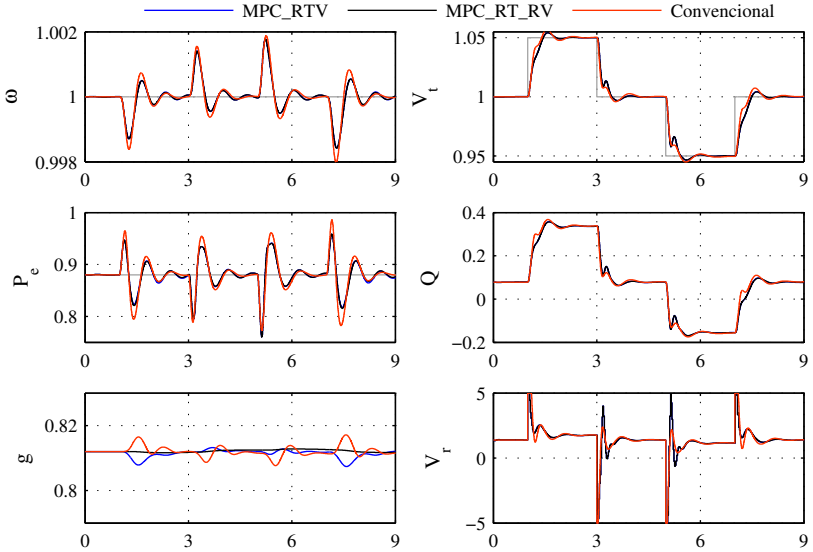


Figura 75 – Comparação da resposta ao degrau de V_{ref} em carga

Nota-se que os controladores MPC continuam apresentando comportamento superior ao controlador convencional, como já observado no cenário DEGCAR. A principal diferença notada na Tabela 20 é que a variação dos índices $t_{5\%}(V_t)$, $ITAE(V_t)$ com relação à carga é menor nos controladores MPC que para o convencional, o que é representado pelo desvio padrão σ . Isso ocorre porque a dinâmica do processo varia tanto com a carga quanto com o nível de excitação. Como o modelo de predição é não linear, essa variação de dinâmica é considerada no cálculo do controle. Dessa forma, a característica de resposta dos controladores MPC varia menos com o ponto de operação.

O mesmo se observa para o $ITAE(P_e)$, com a diferença de que a estrutura MPC_RT_V apresentou uma maior variação de abertura para 0,6 pu de carga. Isso ocorre porque essa estrutura busca atenuar oscilações também com o controle de abertura.

	Convencional				MPC_RT_RV				MPC_RT_V			
	0,3	0,6	0,88	σ	0,3	0,6	0,88	σ	0,3	0,6	0,88	σ
$P_e(pu)$	0,317	0,931	0,824	0,307	0,477	0,634	0,735	0,185	0,465	0,691	0,737	0,180
$t_{5\%}(V_t)$	0,623	1,22	1,19	0,337	0,473	0,649	0,699	0,119	0,444	0,774	0,725	0,178
$ITAE(P_e)$	9,60	8,25	7,99	0,865	4,90	5,90	6,20	0,681	4,57	7,13	6,30	1,30
$TV(V_t)$	63,2	86,8	82,1	12,5	68,4	97,8	124	27,7	68,0	100	124	28,1
$TV(s_{ref})$	0,113	0,121	0,149	0,019	0,0025	0,0042	0,0061	0,0018	0,0435	0,103	0,072	0,030

Tabela 20 – Índices da resposta ao degrau de V_{ref} para diferentes cargas

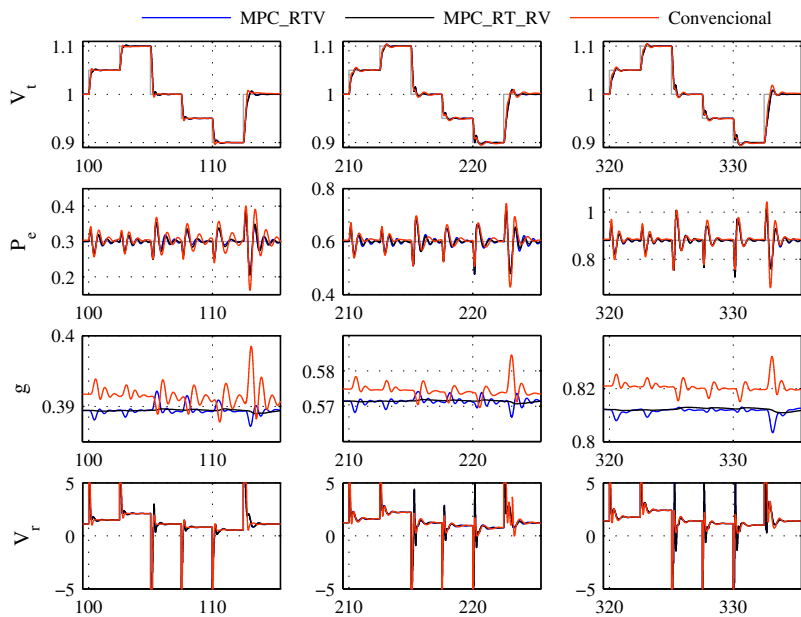


Figura 76 – Resposta ao degrau de V_{ref} para diferentes cargas

7.5.9 Perturbação na Medição de Tensão Terminal (PERTV)

Na resposta à perturbação na medição de tensão terminal (Figura 77, Tabela 21), a principal diferença notada é a menor movimentação na abertura nos controladores MPC, que é menos que a metade que o controlador convencional, ainda que os demais índices mostram desempenho semelhante. A estrutura MPC_RT_RV apresenta movimentação da abertura cerca de 8 vezes menor que a MPC_RTV.

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
$t_{5\%}(V_t)$	0,720	0,713	0,713	$TV(g_{ref})$	0,0588	0,0034	0,0250
$ITAE(V_t)$	2,14	1,09	1,07	$TV(V_t)$	28,7	29,9	30,6
$ITAE(P_e)$	8,43	9,82	10,24	$EDR(P_e)$	0,775	0,698	0,710

Tabela 21 – Índices da resposta à perturbação na medição de V_t

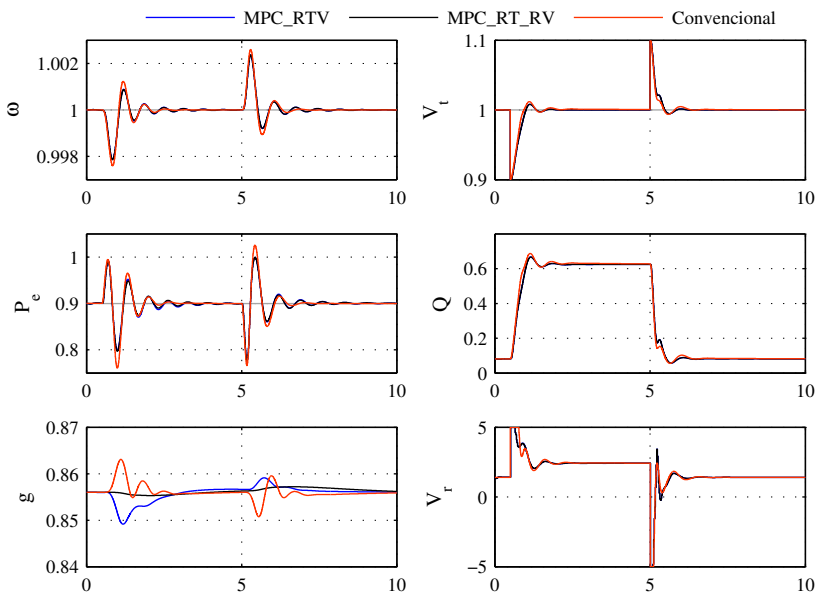


Figura 77 – Comparação da resposta à perturbação na medição de V_t

7.5.10 Perturbação na Medição de Potência Ativa (PERTP)

Uma perturbação na medição de potência ativa não é um caso de relevância prática, no entanto permite analisar o comportamento dos controladores. Dos resultados, apresentados na Figura 78 e Tabela 22, nota-se que o controlador convencional responde muito lentamente à perturbação de potência, devido ao estatismo permanente, que reduz o ganho da malha de potência. Nos algoritmos MPC, as predições são compensadas pelo modelo de perturbação. Como o modelo interno não indica que a frequência será alterada, o que iria conflitar com a ação de correção da potência, a minimização da função objetivo resulta numa ação de controle que compensa o erro de potência rapidamente.

Nota-se a mesma característica para a velocidade de resposta da abertura das estruturas MPC_RT_RV e MPC_RTV, observada na seção 7.5.7.

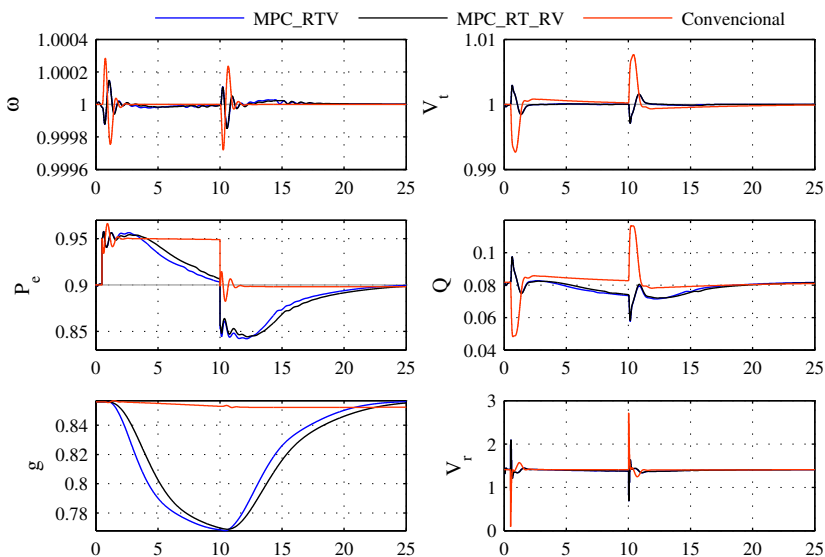


Figura 78 – Comparação da resposta à perturbação na medição de P_e

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(ω)	0,0211	0,118	0,113	TV(g_{ref})	0,0109	0,169	0,173
ITAE(V_t)	4,98	0,539	0,615	TV(V_r)	6,09	3,98	3,96
ITAE(P_e)	244	268	216,5	$t_{5\%}(P_e)$	–	13,8	12,25

Tabela 22 – Índices da resposta à perturbação na medição de P_e

7.5.11 Perturbação na Ação de Controle de Excitação (PERTVR)

O disparo das pontes de tiristores para excitação do gerador é realizado por sinal digital. Além disso, as pontes realizam a correção do disparo conforme a variação da tensão de alimentação. Logo, o cenário PERTVR não tem muita aplicação prática e serve apenas para testar o comportamento do controlador frente a essa situação.

Como nota-se na Figura 79 e nos índices da Tabela 23, os controladores MPC apresentam oscilações de potência e frequência que não são amortecidas adequadamente. O $ITAE(P_e)$ é mais de 10 vezes maior que o obtido para o controlador convencional. Isso ocorre porque essas oscilações não são modeladas na resposta livre. Uma opção para melhorar o desempenho seria realimentar o modelo interno com a medição de campo. Isso não foi implementado devido à baixa aplicabilidade mencionada acima.

A movimentação da abertura foi mais de 8 vezes menor com a estrutura MPC_RT_RV, em comparação com o controle convencional e a estrutura MPC_RT_V.

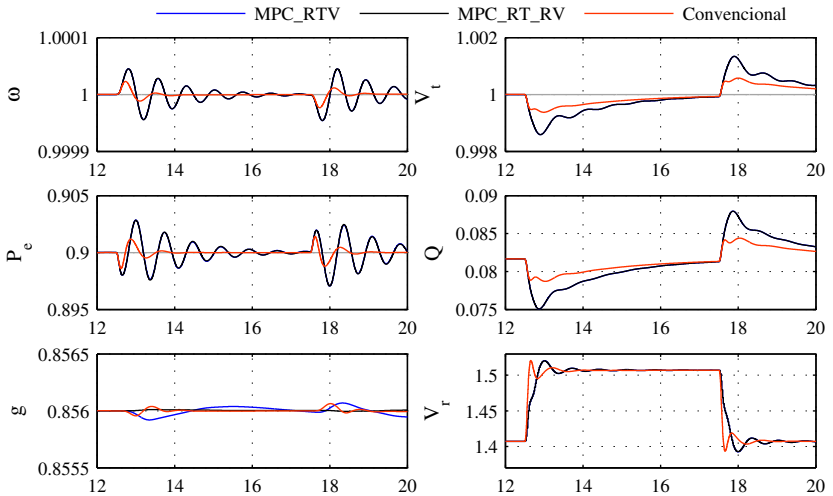


Figura 79 – Comparação da resposta à perturbação no controle de excitação

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V
$ITAE(\omega)$	0,0015	0,0107	0,0107	$TV(g_{ref})$	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$	$5,7 \cdot 10^{-4}$
$ITAE(V_r)$	0,314	0,513	0,513	$TV(V_r)$	0,326	0,328	0,329
$ITAE(P_e)$	0,0628	0,706	0,706				

Tabela 23 – Índices da resposta à perturbação no controle da excitação

7.5.12 Perturbação Não Mensurável na Abertura (PERTG)

A aplicação do degrau não mensurável na abertura do distribuidor permite testar a resposta do controlador a um defeito mecânico que ocorra entre o atuador do distribuidor, onde é realizada a medição de posição, e a abertura efetiva do distribuidor. Ainda que um degrau não seja uma situação real provável, a diferença de comportamento dos controladores pode ser avaliada, o que permite testar também a robustez do controlador com relação a características não modeladas, como folga mecânica.

Pelo mesmo motivo discutido na seção 7.5.10, o erro de seguimento à referência de potência ativa é pouco compensado devido à redução de ganho gerada pelo estatismo permanente, fazendo com que o ITAE(P_e) seja mais de três vezes maior que o obtido com controladores MPC.

A compensação da perturbação gerada na tensão terminal também é mais efetiva, com um ITAE(V_t) mais de três vezes menor que o obtido com o controle convencional.

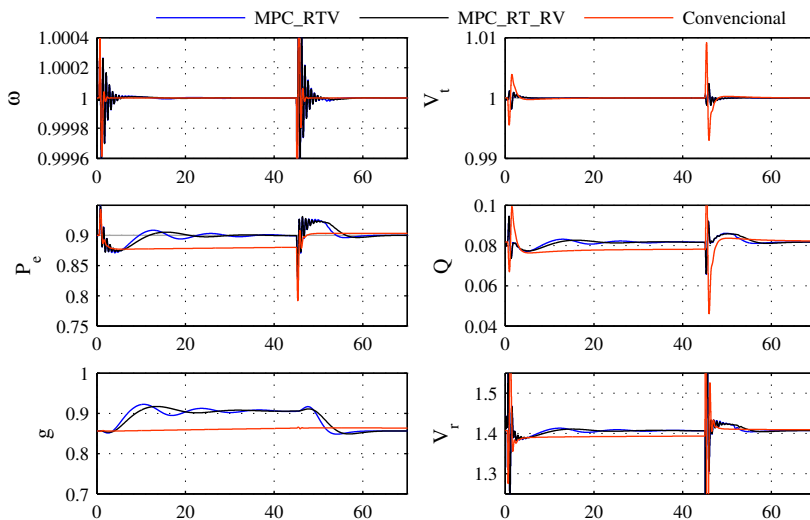


Figura 80 – Resposta à perturbação não mensurável na abertura

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V
ITAE(ω)	0,0289	0,226	0,277	TV(g_{ref})	0,0086	0,0778	0,108
ITAE(V_t)	4,30	1,22	1,66	TV(V_r)	0,779	0,949	0,961
ITAE(P_e)	837	264	273				

Tabela 24 – Índices da resposta à perturbação no controle de abertura

7.5.13 Limitador de Subexcitação (LSE)

Verifica-se, pelo resultado apresentado na Figura 81 e na Tabela 25, que a restrição de subexcitação é devidamente respeitada pelos controladores MPC.

A estrutura MPC_RTV, por manipular as ações de controle como resultado de um mesmo cálculo, utiliza a abertura para tentar compensar o erro de seguimento à referência da tensão terminal, que aparece quando a excitação é aumentada para satisfazer a restrição. Essa característica só poderia ser eliminada se o efeito do controle de abertura no modelo de resposta forçada do limitador for desconsiderado. Porém, isso faria com que se perdessem as propriedades benéficas de se modelar o acoplamento das malhas ao longo do horizonte de predição.

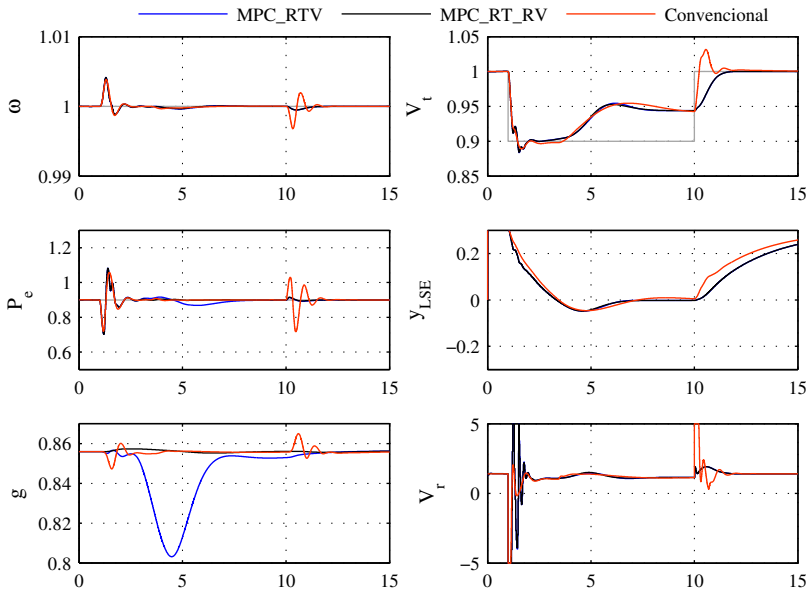


Figura 81 – Comparação da resposta à limitação de subexcitação

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(y_{LSE})	306	248	248	TV(g_{ref})	0,0814	0,0051	0,213
ITAE(V_t)	169	160	161	TV(V_t)	32,5	48,5	52,0
ITAE(P_c)	13,4	8,02	33,9				

Tabela 25 – Índices de desempenho da resposta à limitação de subexcitação

7.5.14 Limitador de Corrente Estatórica (LCE)

Verifica-se, pelo resultado apresentado na Figura 82 e na Tabela 26, que a restrição da corrente estatórica foi respeitada efetivamente. A movimentação da abertura foi cerca de 20% do valor obtido com controle convencional para a estrutura MPC_RTV. O controle de excitação obtido com os controladores MPC também é mais suave, com um $TV(V_r)$ cerca de 75% do valor do controle convencional.

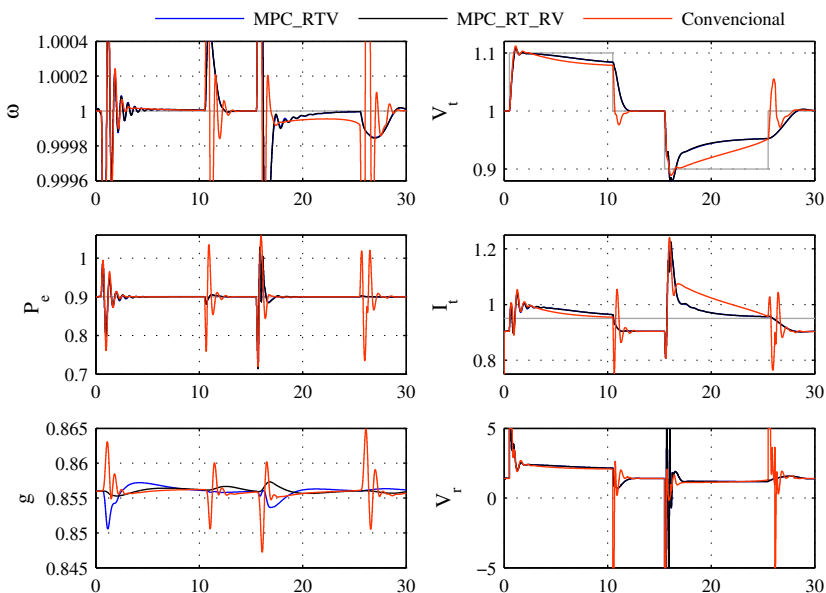


Figura 82 – Comparação da resposta à limitação de corrente estatórica

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(y_{LSE})	162	106	107	TV(g_{ref})	0,14	0,0071	0,0284
ITAE(V_t)	121	148	148	TV(V_r)	83,0	59,9	60,1
ITAE(P_e)	10,9	5,49	6,02				

Tabela 26 – Índices da resposta à limitação de corrente estatórica

7.5.15 Limitador de Máxima Corrente de Campo (LCC)

Verifica-se, pelo resultado apresentado na Figura 83 e na Tabela 27, que a restrição de máxima corrente de campo foi respeitada efetivamente. No entanto, para a estrutura MPC_RT_V, ocorre maior movimentação da abertura, pois o algoritmo tenta compensar o erro de seguimento à referência de tensão terminal gerado pela limitação de corrente. A estrutura MPC_RT_RV apresenta movimentação da abertura inferior a 5% da obtida com o controlador convencional.

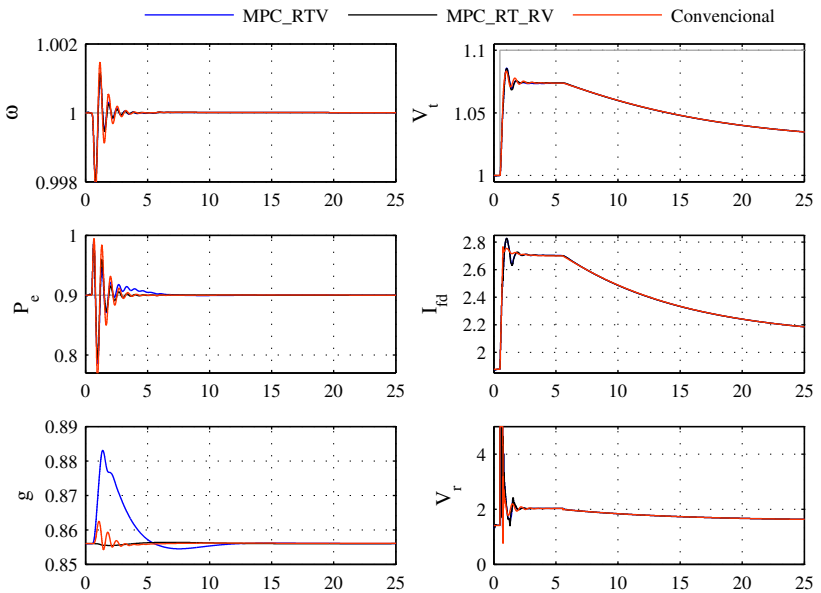


Figura 83 – Resposta à limitação de máxima corrente de campo

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V
ITAE(e_{LCC})	156	95,8	113	TV(g_{ref})	0,0517	0,0024	0,0615
ITAE(V_t)	3670	3682	3677	TV(V_r)	40,1	31,5	30,5
ITAE(P_s)	26,3	15,2	30,3				

Tabela 27 – Índices da resposta à limitação de máxima corrente de campo

7.5.16 Limitador de Mínima Corrente de Campo (LMC)

Verifica-se, pelo resultado apresentado na Figura 84 e na Tabela 28, que a restrição de mínima corrente de campo foi respeitada efetivamente. Em comparação com o controlador convencional, a estrutura MPC_RT_V causa um maior desvio na abertura com relação à condição inicial, mas mesmo assim a variação total $TV(g_{ref})$ é 13% inferior. Já para o caso da estrutura MPC_RT_RV, esse índice é mais de 15 vezes menor que o obtido pelo controlador convencional.

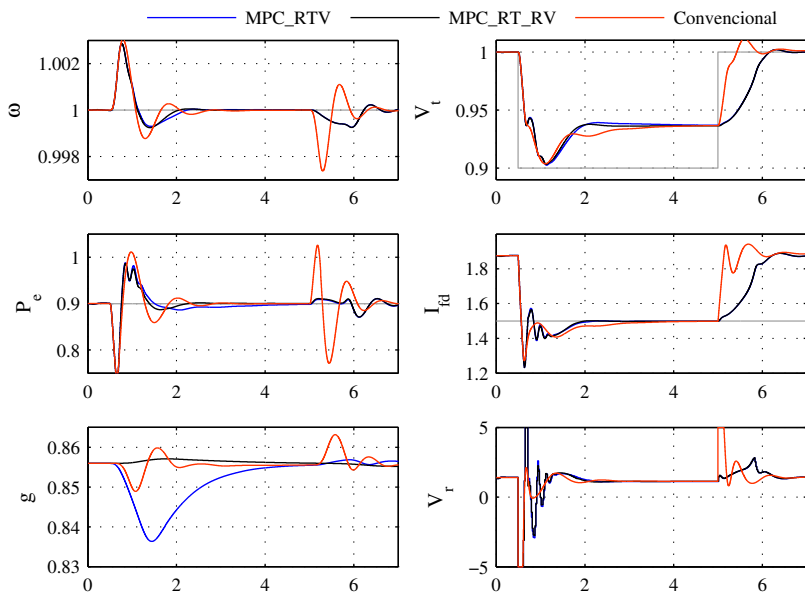


Figura 84 – Comparação da resposta à limitação de mínima corrente de campo

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RT_V
$ITAE(e_{LMC})$	480	462	462	$TV(g_{ref})$	0,0602	0,0037	0,0518
$ITAE(V_t)$	35,4	37,5	38,4	$TV(V_r)$	30,9	40,8	41,8
$ITAE(P_φ)$	8,67	5,32	9,28				

Tabela 28 – Índices de desempenho da resposta à limitação de mínima corrente de campo

7.5.17 Rejeição de Carga (REJ)

Uma rejeição de carga é um cenário em que a unidade está fornecendo energia ao sistema e é repentinamente desconectada. Como a potência mecânica fornecida pela turbina é igual à potência elétrica que estava sendo consumida no momento anterior da desconexão, ocorre uma rápida aceleração da unidade. Na Figura 85, são apresentadas as respostas dos controladores MPC e do controle convencional para uma rejeição de carga de 0,9 pu.

Nos índices da Tabela 29, verifica-se que os controladores MPC controlaram melhor a frequência, sem sobressinal na perturbação. A perturbação na tensão terminal foi menor com a estrutura MPC_RTV que com a MPC_RT_RV. Isso ocorre porque, na estrutura MPC_RTV, o efeito da velocidade sobre a tensão terminal é diretamente modelado. Na estrutura MPC_RT_RV esse efeito é considerado apenas através do envio do sinal de controle de abertura para o modelo de previsão de tensão terminal.

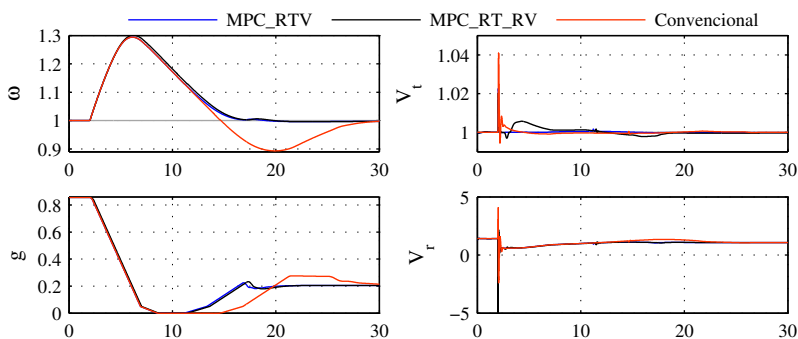


Figura 85 – Comparação da resposta à rejeição de carga

	Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV		Conv.	MPC_RT_RV	MPC_RTV
ITAE(ω)	5414	2762	2589	TV(g_{ref})	1,23	1,26	1,25
ITAE(V_t)	22,2	57,2	12,6	TV(V_r)	16,3	17,9	12,6

Tabela 29 – Índices de desempenho da resposta à rejeição de carga

7.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com base em simulações de cenários projetados para considerar todas as funcionalidades dos controladores, foi possível concluir que o controlador atende à especificação do capítulo 6.

Foi discutida a influência dos parâmetros do controlador MPC sobre a resposta e orientações para sintonia. A sintonia pode ser realizada a partir apenas das três ponderações de variáveis controladas: γ_{V_t} , γ_w e γ_{ESP} , conforme apresentado na seção 7.4.4. Os horizontes e ponderações de controle podem fazer parte de um conjunto de parâmetros padrão, que podem ser alterados para um ajuste fino, caso não seja possível atingir o desempenho desejado apenas a partir desses três parâmetros.

A movimentação da abertura durante transitórios controlados pelo controle da excitação foi inferior à obtida com o controle convencional e que com a estrutura MPC_RTV. A maior variação da abertura com a estrutura MPC_RTV é consequência de o controlador utilizar uma abordagem multivariável, utilizando ambas as variáveis manipuladas no sentido de cumprir com os objetivos de controle. No entanto, espera-se de um bom sistema de controle que o controle de abertura não seja utilizado, por exemplo, para compensar as restrições do gerador. Assim, conclui-se que a estrutura MPC_RT_RV se mostrou mais adequada ao problema de controle real.

Outro fator não mencionado, pois o objetivo do trabalho é avaliar as características de resposta, é o fato de que a estrutura MPC_RT_RV é muito mais eficiente computacionalmente que a MPC_RTV. Isso decorre de que o modelo não linear completo de resposta livre é simulado apenas nos horizontes mais curtos (relativos ao controle de excitação), enquanto a resposta livre do horizonte mais longo (seguimento de ω_{ref} e P_{ref}) utiliza um modelo simples, executado num passo mais lento.

O controle convencional foi bem ajustado, conforme procedimentos bem estabelecidos. Em comparação com tal controlador, o desempenho do controlador MPC foi superior em quase todos os cenários de simulação. A principal característica observada foi um menor acoplamento entre sinais de controle de excitação e abertura, o que era uma característica esperada para o controlador.

A resposta do controle de potência ativa foi bem mais rápida que a obtida pelo controle convencional. No RV convencional, o ganho da malha de potência é reduzido pelo estatismo permanente. No controle MPC, o estatismo permanente não causa deterioração da malha, uma vez que a frequência da resposta livre não diverge consideravelmente do valor nominal.

Foram executados testes de resposta ao degrau de V_{ref} e P_{ref} em diferentes pontos de operação (variação de carga, operação sub- e sobreexcitada, e próxima ao fator de potência unitário). Os índices de desempenho obtidos com os controladores MPC variaram menos que o controle convencional conforme o ponto de operação. Isso indica que há uma melhor compensação das características não lineares do processo.

8 CONCLUSÃO

O controlador MPC desenvolvido atendeu a todas as funcionalidades especificadas, o que foi comprovado em simulações de diversos cenários de simulação. Com isso, verificou-se que é uma tecnologia viável para ser aplicada ao controle de unidades geradoras hidrelétricas. As principais contribuições deste trabalho foram:

- Um modelo completo do sistema, desenvolvido para as simulações e validado com base em dados de campo. Algumas relações para identificação de valores iniciais para os parâmetros do modelo foram introduzidas, que podem ser utilizadas para aprimorar o modelo através simulações.
- O modelo desenvolvido foi analisado para simplificação e obtenção de um modelo equivalente, resultando no modelo utilizado pelo controlador MPC para as predições. Este modelo também foi validado com sucesso em comparação com dados de campo.
- Foram propostas duas estruturas (MPC_RTV e MPC_RT_RV) para implementação da função objetivo do controlador MPC. Em comparação com a estrutura MPC_RTV, a estrutura MPC_RT_RV teve menor movimentação da abertura em transitórios controlados principalmente pelo controle da excitação. Esta característica é desejável em sistemas de controle de unidades geradoras, e por isso a estrutura MPC_RT_RV se mostrou mais adequada à aplicação real. Além disso, sua estrutura favorece a implementação como produto.
- A sintonia do controlador MPC foi estudada observando o efeito da variação dos parâmetros sobre as respostas. Orientações para o ajuste do controlador MPC foram obtidas a partir dessa análise. Como resultado, tem-se que o controlador pode ser basicamente ajustado pelas ponderações de tensão terminal r_{VT} , frequência e potência r_w e amortecimento r_{ESP} . Os demais parâmetros podem ser mantidos em valores padrão, sendo necessários para ajuste fino se a resposta não for satisfatória.
- O desempenho dos controladores MPC foi superior ao esquema de controle convencional em quase todos os cenários de simulação. O controle convencional foi bem ajustado, conforme procedimentos bem estabelecidos. A principal característica observada foi um menor acoplamento entre sinais de controle de excitação e abertura, o que era uma característica esperada para o controlador.

- A resposta do controle de potência ativa foi mais rápida que a obtida pelo controle convencional. No RV convencional, o ganho da malha de potência é reduzido pelo estatismo permanente. No controle MPC, o estatismo permanente não causa deterioração da malha, uma vez que a frequência da resposta livre representada pelo modelo interno não diverge consideravelmente do valor nominal.
- Foram executados testes de resposta ao degrau de V_{ref} e P_{ref} em diferentes pontos de operação (variação de carga, operação sub- e sobre- excitada, e próxima ao fator de potência unitário). Os controladores MPC apresentaram menor variação nos índices de desempenho que o controle convencional, o que demonstra uma compensação adequada das características não lineares do processo.
- O algoritmo de controle MIMO MPC desenvolvido permite alterações no modelo interno e nos termos da função objetivo de forma sistemática, o que facilitou a aplicação no problema de controle proposto.
- O otimizador quadrático desenvolvido com foco no problema de otimização MPC aproveita a estrutura das matrizes para executar a operação com menor número de iterações. Também possui priorização de restrições conforme o instante no horizonte e tratamento de restrições linearmente dependentes.

Dessa forma, os objetivos específicos propostos para o trabalho foram atingidos. As seguintes investigações futuras devem ser realizadas para a implementação de um produto final:

- Investigação do efeito de erros nos parâmetros do modelo interno, de como o controlador MPC responde a erros de modelagem, se essa resposta é satisfatória e quais alterações podem ser realizadas para melhorar a robustez, caso necessário. Deve ser investigado o ajuste do filtro de robustez.
- Avaliação de quais erros de modelagem afetam mais a resposta do controlador MPC. Se houver parâmetros aos quais o controlador é pouco sensível, seu valor não é tão relevante para o usuário e pode ser mantido fixo.
- Implementação de um modelo interno adaptativo para as oscilações eletromecânicas, o que melhoraria a resposta do controlador em caso de erro de modelagem da barra infinita (X_e e E_∞).
- Avaliar o uso da abordagem CLP (*closed-loop paradigm*) para implementação do algoritmo. Iso permitiria fazer uso do MPC em conjunto

com o controle convencional, adicionando um sinal de correção ao controle convencional de forma a melhorá-lo com as características do algoritmo MPC. Além disso, as propriedades numéricas do problema de controle em tal abordagem levam a um problema de otimização mais bem condicionado (ROSSITER, 2003).

- No Capítulo 5, verificou-se que a simplificação dos amortecedores do gerador síncrono impede a representação adequada das oscilações de potência ativa. Uma forma de representar o amortecimento que não pela representação das dinâmicas subtransitórias poderia resultar num modelo muito mais simples, o que reduziria bastante a carga computacional.
- Comparar a sensibilidade dos controladores MPC e convencionais frente à variação de parâmetros do processo.
- Testar a resposta do controlador em ambiente multimáquinas.

REFERÊNCIAS

ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power System Control and Stability**. 1. ed. [S.l.]: Iowa University Press, 1977. ISBN 0471238627.

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers**. [S.l.]: Princeton University Press, 2010.

BARREIROS, J.; SILVA, A. e; COSTA, A. Simões. A self-tuning generalized predictive power system stabilizer. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 20, n. 3, p. 213–219, mar. 1998. ISSN 0142-0615.

BOYCE, W.; DIPRIMA, R. **Elementary Differential Equations and Boundary Value Problems**. 7. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2001.

BREEZE, P. A. **Power generation technologies**. [S.l.]: Newnes, 2005. ISBN 9780750663137.

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model predictive control**. [S.l.]: Springer, 2004. ISBN 9781852336943.

CHANDRA, A. et al. Implementation and test results of a generalized self-tuning excitation controller. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 6, n. 1, p. 186–192, mar. 1991. ISSN 0885-8969.

CHENG, S.-j. et al. An adaptative synchronous machine stabilizer. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 1, n. 3, p. 101–107, ago. 1986. ISSN 0885-8950.

CONCORDIA, C. **Synchronous Machines**. [S.l.]: General Electric Company, 1951.

COSTA, A.; SILVA, A. Aspectos dinâmicos do controle de sistemas de potência. Notas de Aula, LABSPOT, UFSC. 2000.

EICHMANN, A. et al. A prototype self-tuning adaptive power system stabilizer for damping of active power swings. In: **IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000**. [S.l.]: IEEE, 2000. v. 1, p. 122–126 vol. 1. ISBN 0-7803-6420-1.

EKER, I. Governors for hydro-turbine speed control in power generation: a SIMO robust design approach. **Energy Conversion and Management**, v. 45, n. 13–14, p. 2207–2221, ago. 2004. ISSN 0196-8904.

ESSEN, H. A. v. **Modelling and model based control of turbomachinery**. [S.l.]: Eindhoven, 1998. ISBN 9789038608303.

FINCH, J. W.; ZACHARIAH, K. J.; FARSI, M. Turbogenerator self-tuning automatic voltage regulator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 843–848, set. 1999. ISSN 0885-8969.

FINDLAY, D. et al. Microprocessor-based adaptive water-turbine governor. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C**, v. 127, n. 6, p. 360–369, nov. 1980. ISSN 0143-7046.

FLYNN, D. et al. A self-tuning automatic voltage regulator designed for an industrial environment. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 11, n. 2, p. 429–434, jun. 1996. ISSN 0885-8969.

GARCÍA, C. E.; PRETT, D. M.; MORARI, M. Model predictive control: Theory and practice - a survey. **Automatica**, v. 25, n. 3, p. 335–348, 1989.

GU, W.; BOLLINGER, K. E. A self-tuning power system stabilizer for wide-range synchronous generator operation. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 4, n. 3, p. 1191–1199, ago. 1989. ISSN 0885-8950.

HAGIHARA, S. et al. Stability of a hydraulic turbine generating unit controlled by pid governor. **IEEE transactions on power apparatus and systems**, PAS-98, n. 6, p. 2294–2298, 1979.

IEEE. Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 7, n. 1, p. 167–179, fev. 1992. ISSN 0885-8950.

IEEE. **1110-2002 IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses**. 2002.

IEEE. **421.5-2005 IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies**. 2005.

IEEE. **IEEE Tutorial Course Power System Stabilization Via Excitation Control**. [S.l.], 2009.

IEEE. **1207-2011 IEEE Guide for the Application of Turbine Governing Systems for Hydroelectric Generating Units**. 2011.

JIANG, J. Design of an optimal robust governor for hydraulic turbine generating units. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 10, n. 1, p. 188–194, mar. 1995. ISSN 0885-8969.

KISHOR, N.; SAINI, R.; SINGH, S. A review on hydropower plant models and control. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 11, n. 5, p. 776–796, jun. 2007. ISSN 1364-0321.

KISHOR, N.; SINGH, S.; RAGHUVANSHI, A. Dynamic simulations of hydro turbine and its state estimation based LQ control. **Energy Conversion and Management**, v. 47, n. 18-19, p. 3119–3137, nov. 2006. ISSN 0196-8904.

KJØLLE, A. **Hydropower in Norway: Mechanical Equipment**. [S.l.]: Norwegian University of Science and Technology, 2001.

KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. **Power system stability and control**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1994. ISBN 9780070359581.

KUNDUR, P. et al. Definition and classification of power system stability ieeecigre joint task force on stability terms and definitions. **Power Systems, IEEE Transactions on**, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, 2004. ISSN 0885-8950.

LI, X. et al. The effect of hydro turbines and governors on power system low frequency oscillations. In: **International Conference on Power System Technology, 2006. PowerCon 2006**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 1–4. ISBN 1-4244-0110-0.

LIM, C. M. A self-tuning stabiliser for excitation or governor control of power systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 4, n. 2, p. 152–159, jun. 1989. ISSN 0885-8969.

LIMA, D. M. et al. Improving robustness and disturbance rejection performance of industrial mpc. In: **19th IFAC World Congress**. [S.l.: s.n.], 2014.

LU, Q. et al. Nonlinear decentralized robust governor control for hydroturbine-generator sets in multi-machine power systems. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 26, n. 5, p. 333–339, jun. 2004. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061503001273>>.

LUQING, Y. et al. Variable structure and time-varying parameter control for hydroelectric generating unit. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 4, n. 3, p. 293–299, set. 1989. ISSN 0885-8969.

MELLO, F. D.; CONCORDIA, C. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-88, n. 4, p. 316–329, 4 1969.

MENARIN, H. A. **Controle Supervisório de um Regulador de Tensão baseado em MPC**. Dissertação (Projeto de Fim de Curso), Florianópolis, 2010.

MORIOKA, Y. et al. Application of multivariable optimal controller to real power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 9, n. 4, p. 1949–1955, nov. 1994. ISSN 0885-8950.

MOUSSA, H. A.; YU, Y. nan. Optimal power system stabilization through excitation and/or governor control. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-91, n. 3, p. 1166–1174, maio 1972. ISSN 0018-9510.

MUÑOZ-HERNÁNDEZ, G. A.; JONES, D. MIMO generalized predictive control for a hydroelectric power station. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 4, p. 921–929, dez. 2006. ISSN 0885-8969.

NORMEY-RICO, J. E.; CAMACHO, E. F. **Control of Dead-time Processes**. [S.l.]: Springer Verlag, 2007.

NORUM, W. E.; BOLLINGER, K. E. Lab and field tests of a self-tuning power system stabilizer. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 8, n. 3, p. 476–483, set. 1993. ISSN 0885-8969.

OKOU, F. A.; AKHRIF, O.; DESSAINT, L. A. A robust nonlinear multivariable controller for multimachine power systems. In: **American Control Conference, 2003. Proceedings of the 2003**. [S.l.]: IEEE, 2003. v. 3, p. 2294–2299 vol.3. ISBN 0-7803-7896-2.

OLDENBURGER, R.; DONELSON, J. Dynamic response of a hydroelectric plant. **Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 81, n. 3, p. 403–418, abr. 1962. ISSN 0018-9510.

ONS. **Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica**. 2009.

ORELIND, G. et al. Optimal PID gain schedule for hydrogenerators-design and application. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 4, n. 3, p. 300–307, set. 1989. ISSN 0885-8969.

PAHALAWATHTHA, N. C.; HOPE, G. S.; MALIK, O. P. Multivariable self-tuning power system stabilizer simulation and implementation studies. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 6, n. 2, p. 310–319, jun. 1991. ISSN 0885-8969.

PHI, D. T. et al. Analysis and application of the stability limits of a Hydro-Generating unit. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-100, n. 7, p. 3203–3212, jul. 1981. ISSN 0018-9510.

QIN, S. J.; BADGWELL, T. A. A survey of industrial model predictive control technology. **Control Engineering Practice**, v. 11, p. 733–764, 2003.

REN, L.; IRWIN, G. W.; FLYNN, D. Nonlinear identification and control of a turbogenerator-an on-line scheduled multiple model/controller approach. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 1, p. 237–245, mar. 2005. ISSN 0885-8969.

ROSSITER, J. A. **Model-based predictive control: a practical approach**. [S.l.]: CRC Press, 2003. ISBN 9780849312915.

SANSEVERO, S. **Controle Preditivo Baseado em Modelo para turbo-geradores hidráulicos do tipo Francis**. Dissertação (Mestrado) — Unicamp, Campinas, 2006.

SOARES, J. M. C. **Identificação experimental, simulação e ajustes de reguladores de velocidade de usinas hidrelétricas com verificação em testes de campo**. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UFSM, Santa Maria, 1982.

SOARES, J. M. C. et al. Projeto e ensaios de um sinal adicional estabilizador de uso geral. In: **Anais do IX SNPTEE**. Belo Horizonte: [s.n.], 1987.

SUN, Y. et al. Nonlinear decentralized robust governor control for hydroturbo-generator sets of multi-machine system. In: **Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, 2000**. [S.l.]: IEEE, 2000. v. 1, p. 45–52 vol.1. ISBN 0-7803-5995-X.

TAKATSU, H.; ITOU, T. Future needs of the control theory in industries - report and topics of the control technology investigation in japanese industry. In: **Proceedings of the 35th IEEE Decision and Control, 1996**. [S.l.]: IEEE, 1996. v. 4, p. 4500–4505 vol.4. ISBN 0-7803-3590-2.

TENORIO, L. A. L. **Hydro Turbines and Governor Modelling: Electric-Hydraulic Interaction**. Dissertação (Mestrado) — NTNU, Trondheim, jun. 2010.

UNDRILL, J. M.; WOODWARD, J. L. Nonlinear hydro governing model and improved calculation for determining temporary droop. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS-86, n. 4, p. 443–453, abr. 1967. ISSN 0018-9510.

VROEMEN, B. G. **Model Predictive Control of a Gas Turbine Installation**. Tese (Doutorado) — Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 1997.

WU, B.; MALIK, O. P. Multivariable adaptive control of synchronous machines in a multimachine power system. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 21, n. 4, p. 1772–1781, nov. 2006. ISSN 0885-8950.

YOKOKAWA, S. et al. Multivariable adaptive control for a thermal generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 3, n. 3, p. 479–486, set. 1988. ISSN 0885-8969.

ZACHARIAH, K. J.; FINCH, J. W.; FARSI, M. Multivariable Self-Tuning control of a turbine generator system. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 2, p. 406–414, jun. 2009. ISSN 0885-8969.

ZAFIRIOU, E.; CHIOU, H.-W. **On the Effect of Constraint Softening on the Stability and performance of Model Predictive Controllers**. [S.l.], 1992.

ZENI Jr, N. **Controle da Excitação de Geradores de Usinas Hidrelétricas: Modelagem, Identificação e Ajustes de Campo**. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — UFSC, Florianópolis, 1987.

ZHAOHUI, L. et al. Field tests with a prototype duplicate microprocessor based governor for a hydro turbine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 6, n. 3, p. 349–355, set. 1991. ISSN 0885-8969.

ZIMMERMANN, G. G. **Desenvolvimento de um Controlador MPC para Regulação de Velocidade e Potência Ativa de Turbinas Hidráulicas**. Dissertação (Projeto de Fim de Curso), Florianópolis, 2012.