

Rejane de Barros Araújo

**CONTROLADORES PREDITIVOS FILTRADOS
UTILIZANDO OTIMIZAÇÃO MULTI OBJETIVO PARA
GARANTIR *OFFSET-FREE* E ROBUSTEZ**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas para obtenção do grau de Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas.

Orientador: Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.

Florianópolis

2017

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

Araújo, Rejane de Barros
CONTROLORES PREDITIVOS FILTRADOS UTILIZANDO
OTIMIZAÇÃO MULTI OBJETIVO PARA GARANTIR OFFSET-FREE E
ROBUSTEZ / Rejane de Barros Araújo ; orientador, Antonio
A. R. Coelho - Florianópolis, SC, 2017.
221 p.

Tese (doutorado) - 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. controladores
preditivos. 3. offset. 4. controle de processos. 5.
rejeição de perturbação. I. Coelho, Antonio A. R. . II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós
Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

Rejane de Barros Araújo

**CONTROLADORES PREDITIVOS FILTRADOS
UTILIZANDO OTIMIZAÇÃO MULTI OBJETIVO PARA
GARANTIR *OFFSET-FREE* E ROBUSTEZ**

Esta Tese foi julgada e aprovada para a obtenção do Título de "Doutor em Engenharia de Automação e Sistemas", e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Florianópolis, 15 de março de 2017.

Prof. Daniel Ferreira Coutinho, Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.
Orientador

Prof. Walter Barra Junior, Dr., FEE/ITEC/UFPA

Prof. Takashi Yoneyama, Dr., ELE/ITA

Prof. Henrique Simas, Dr., DEM/UFSC

Prof. Rodrigo Castelan Carlson, Dr., DAS/UFSC

Prof. Ubrirajara Franco Moreno, Dr., DAS/UFSC

Prof. Hector Bessa Silveira, Dr., DAS/UFSC

À minha mãe Regina Célia de Barros.

AGRADECIMENTOS

Um sonho não pode ser realizado se não houver esforço, dedicação, disciplina e pessoas importantes, que merecem meus sinceros agradecimentos. Primeiramente gostaria de agradecer à Espiritualidade (Deus, Universo, ...) pela proteção, pois sob as condições iniciais que a vida me colocou, chegar até aqui seria quase “impossível”, as dificuldades foram inúmeras, mas quando se tem anjos/amigos(as) ao nosso lado, o impossível se torna possível e o sonho realidade.

Meu sincero agradecimento à minha mãe, meu exemplo de vida e minha melhor amiga, que sempre me incentivou a estudar, que me ensinou que só se muda a realidade com muito estudo e trabalho, que me ajudou a escrever a minha história de vida com muito amor, dignidade, respeito, amizade e sabedoria. Ela foi o melhor *paper* que eu já li.

À toda minha família pelo apoio, carinho, amor e por não deixarem a saudade tornar-se um obstáculo tão difícil. Agradeço a minha irmã Alinne Barros, ela já torna a minha vida especial pelo simples fato de ser minha irmã, que escolheu estar ao meu lado nesta jornada. Gostaria de agradecer a prima/irmã Anny Nayara Barros por me fazer rir com suas histórias, e por sentir, mesmo distante, quando eu não estava bem, me enviando mensagens sempre alegres e cheias de carinho. Agradeço a minha tia/madrinha Ana Célia de Barros, a vida não poderia ter me dado uma madrinha melhor, minha companheira de todas as horas e que me deu todo o apoio desde o instante em que decidi vir para Florianópolis, me visitando, rezando por mim, trazendo e fazendo as comidas que gosto, entres outros carinhos. Meu profundo agradecimento a minha tia/avó Florberta Noronha, ela sempre esteve em todos os momentos da minha vida, sobretudo os mais importantes, foi ela que financiou parte dos meus estudos e acreditou em mim.

Se eu pudesse definir o meu orientador em somente três palavras, estas seriam, conhecimento, dedicação e companheirismo. Portanto, meu agradecimento e carinho especial ao professor e amigo Antonio Coelho, pela amizade, pelos ensinamentos, pelos conselhos, pela confiança, pelos cafezinhos e pela oportunidade do convívio. A minha curva de aprendizado junto ao Prof. Coelho cresceu exponencialmente nestes 4 anos e, com absoluta certeza vou aplicar na minha vida pessoal e profissional os conhecimentos adquiridos. Levarei esses anos de convivência como lembranças jamais esquecidas de um tempo especial que passei na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

A todos os(as) amigos(as) que fiz na UFSC e em Florianópolis, especialmente ao Luís Arcaro e Jônatas Roschild, os tenho como irmãos

que a vida me deu. Agradeço também ao Sidney Carvalho, Leonardo Martins, Karila Palma, Stephanie Brião, Daniel Ramos, Edwin Durandal, Guilherme Rosa, Gustavo Toscano, entre outros(as) amigos(as) que não caberiam nestas páginas, pela amizade, troca de ideias e conhecimentos, pelas conversas jogadas fora, risadas, almoços no RU, trilhas, praias, etc.

A todos os professores que contribuíram com a minha formação, em especial aos professores da Universidade Federal do Pará (UFPA), onde construí minha base, ao Prof. Walter Barra da UFPA que me acompanha desde o final da graduação, aos professores que avaliaram esta tese e aos professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas (PPGEAS) da UFSC, que me receberam com carinho e repassaram seus conhecimentos com responsabilidade.

Ao Instituto Federal do Pará (IFPA) pela liberação ao doutoramento e, especialmente aos meus colegas do IFPA, Raimundo Nonato Machado, Selma Freire e André Ferreira, pelo apoio e confiança. À UFSC e ao PPGEAS da UFSC pela formação acadêmica e pelos recursos proporcionados, e à CAPES pelo financiamento.

À cidade de Florianópolis, a bela Floripa, onde vivi momentos inesquecíveis, conheci lugares maravilhosamente belos, convivi com pessoas especiais e fiz amizades que espero mantê-las.

Ao fechar este ciclo, eu resumo em uma só palavra: GRATIDÃO.

Conheça todas as teorias, domine todas as técnicas, mas ao tocar uma alma humana, seja apenas outra alma humana.

Carl Gustav Jung

RESUMO

A tese tem como objetivo estudar e desenvolver controladores preditivos do tipo GMV (*Generalized Minimum Variance*) e GPC (*Generalized Predictive Controller*), ampliando a família de projetos e a aplicabilidade destes controladores, para eliminar o *offset* (erro de regime permanente), rejeitar perturbações e assegurar rastreamento de referência e robustez. A proposta apresenta um novo formalismo matemático aos projetos dos controladores GMV e GPC, aplicado a sistemas monovariáveis e multivariáveis, empregando o modelo do processo e a função custo na forma posicional e inserindo um filtro de ponderação polinomial e integral na referência e saída do processo, alcançando projetos de controladores denominados *Indirect Filtered Positional* GMV (I-FPGMV) e *Filtered Positional* GPC (FPGPC). Para o projeto do controlador I-FPGMV, dois controladores adicionais são implementados, um utilizando-se a abordagem adaptativa (*Direct* FPGMV) e o outro hibridizado com a síntese do controlador PID. Para o FPGPC, é apresentada uma metodologia de projeto para processos multivariáveis e a hibridização do FPGPC com o controlador PID e com uma estrutura IMC filtrada (*Filtered Internal Model Control* - F-IMC). Adicionalmente, em ambos os controladores, I-FPGMV e FPGPC, uma estrutura de malha de controle é sugerida para mitigar problemas de saturação no sinal de controle. Ademais, os controladores I-FPGMV e FPGPC são combinados com a técnica de controle repetitivo para tratar referências e/ou perturbações periódicas, fornecendo dois projetos alternativos de controladores denominados *Repetitive* I-FPGMV (RI-FPGMV) e *Adaptive Repetitive* FPGPC (AR-FPGPC). Em seguida, é proposto um projeto de controle para lidar com perturbações conhecidas ou desconhecidas e mensuráveis ou não mensuráveis, combinando o FPGPC, hibridizado com a estrutura F-IMC e a ação de controle *feedforward* adaptativa, alcançando uma estrutura de malha de controle denominada *Adaptive Feedback/Feedforward* F-IMC (AFF-FIMC). Por fim, aspectos de robustez são incorporados nos polinômios de projetos dos controladores propostos, por meio de uma implementação que envolve as definições da função sensibilidade e da integral do erro absoluto (*Integrated Absolute Error* - IAE), para a sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro, utilizando otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético. Simulações numéricas e ensaios práticos são aplicados para avaliar os projetos dos controladores propostos.

Palavras-chave: Controlador de variância mínima generalizado. Controlador preditivo generalizado. Controle repetitivo preditivo. Controle *feedback/feedforward*. *Offset-free*. Robustez. Rastreamento de referência. Rejeição de perturbação.

ABSTRACT

The thesis aims to study and develop predictive controllers of the kind GMV (Generalized Minimum Variance) and GPC (Generalized Predictive Controller), thereby extending the design family and the applicability of these controllers to eliminate offset (steady-state error), disturbance rejection and ensure reference tracking and robustness. The proposal presents a new mathematical formalism to the designs of the GMV and GPC controllers, applied to monovariable and multivariable systems, using both process model and cost function in the positional form and inserting an integral polynomial weighting filter for the set-point and output of the process, thus achieving controller designs called Indirect Filtered Positional GMV (I-FPGMV) and Filtered Positional GPC (FPGPC). For the I-FPGMV controller design, two additional controllers are implemented, one using the adaptive approach (Direct FPGMV) and another hybridized with the PID controller synthesis. For the FPGPC, a design methodology to multivariable processes and for the hybridization of the FPGPC with the PID controller and with a Filtered Internal Model Control (F-IMC) structure is presented. Additionally, using both I-FPGMV and FPGPC controllers, a control loop structure is suggested to mitigate saturation problems in the control signal. In addition, the I-FPGMV and FPGPC controllers are combined with the repetitive control technique to handle periodic references and/or disturbances, providing two alternative controller designs called Repetitive I-FPGMV (RI-FPGMV) and Adaptive Repetitive FPGPC (AR-FPGPC). Afterwards, a control design is proposed to deal with known or unknown and measurable or non-measurable disturbances, combining the FPGPC, hybridized with the F-IMC structure, and the adaptive feedforward control action, achieving a control loop structure called Adaptive Feedback/Feedforward Filtered IMC (AFF-FIMC). Finally, robustness aspects are incorporated into the design polynomials of the proposed controllers, through an implementation involving the definitions of sensitivity function and integrated absolute error (IAE), for the optimal tuning of the filter parameters, using multiobjective optimization based on genetic algorithm. Numerical simulations and practical essays are applied to evaluate the proposed designs.

Keywords: Generalized minimum variance. Generalized predictive controller. Repetitive predictive control. Feedforward control. Offset-free. Robustness. Reference tracking. Disturbance rejection

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Diagrama simplificado de implementação do MBPC (CAMACHO; BORDONS, 2007).....	34
Figura 2	Diagrama de blocos do regulador MV (ÅSTRÖM, 1970).	35
Figura 3	Saída auxiliar para o projeto do controlador GMV (CLARKE; GAWTHROP, 1979).	37
Figura 4	Diagrama de blocos do GPC.....	38
Figura 5	Diagramas de blocos dos modelos paramétricos.....	39
Figura 6	Resumo gráfico da proposta da tese.....	49
Figura 7	Malha de realimentação clássica.....	67
Figura 8	Gráfico do critério da estabilidade de Nyquist.....	68
Figura 9	Diagramas de Nyquist.....	69
Figura 10	GM e PM definidas no diagrama de Nyquist.....	71
Figura 11	Gráfico da S_{sen} e T_{com}	72
Figura 12	Relação de M_s no diagrama de Nyquist.....	73
Figura 13	Diagrama de blocos das incertezas.....	76
Figura 14	Diagrama da estrutura M - Δ_{SGT}	77
Figura 15	Sistema realimentado com incerteza multiplicativa.	79
Figura 16	Sistema realimentado com incerteza aditiva.....	80
Figura 17	Número aproximado de publicações do controlador GMV.	87
Figura 18	Saída auxiliar para o projeto do controlador I-FPGMV.	91
Figura 19	Diagrama de blocos do controlador I-FPGMV.....	94
Figura 20	Diagrama modificado com saturação no I-FPGMV.....	95
Figura 21	Estratégia de controle adaptativa direta.....	96
Figura 22	Característica estática do CSTR.....	101
Figura 23	Controladores GMV clássico e I-FPGMV regulando a saída do processo CSTR.....	103
Figura 24	Convergência de K_α , α_1 , IAE_r e M_s - Processo CSTR.	104
Figura 25	Controladores GMV clássico e I-FPGMV rastreando a saída do processo CSTR.....	106
Figura 26	Espaço de busca dos índices IAE_r e M_s - Processo CSTR.	107
Figura 27	Processo <i>Fan and Plate</i> (FAP).....	108
Figura 28	Resposta de malha aberta do processo FAP.....	109
Figura 29	Resposta do sistema com os controladores GMV/PID	

	clássico e I-FPGMV/PID - Processo FAP.....	111
Figura 30	Número aproximado de publicações do GPC.....	113
Figura 31	Diagrama de blocos do FPGPC.....	119
Figura 32	Diagrama de blocos com saturação no FPGPC.....	122
Figura 33	Diagrama de blocos do controlador F-IMC.....	127
Figura 34	Diagrama de blocos do MFP-GPC.....	134
Figura 35	Diagrama de blocos do FPGPC/incerteza multiplicativa.....	136
Figura 36	Diagrama de blocos do FPGPC com incerteza aditiva.....	137
Figura 37	Processo tanques de níveis acoplados.....	138
Figura 38	Característica estática do processo tanques de níveis.....	139
Figura 39	Resposta do sistema com o GPC clássico e o FPGPC - Tanques de níveis.....	141
Figura 40	Resposta do sistema com tratamento de saturação - Tan- ques de níveis.....	142
Figura 41	Resposta do sistema para o GPC clássico, GPC-F, T- GPC e FPGPC (Sintonia 1) - Processo 2 ^a ordem.....	144
Figura 42	Resposta do sistema para o GPC-F, T-GPC e FPGPC (Sintonia 2) - Processo 2 ^a ordem.....	145
Figura 43	Resposta do sistema do FPGPC/F-IMC - Instável e fase não mínima.....	148
Figura 44	Diagramas de Nyquist e MPM - Instável e fase não mí- nima.....	149
Figura 45	Modelo MIMO do processo usina hidrelétrica.....	151
Figura 46	Resposta do sistema com o M-GPC e MFP-GPC - Pro- cesso MIMO usina hidrelétrica.....	153
Figura 47	Resposta do sistema com GPC - Processo de 3 ^a ordem.....	155
Figura 48	Diagrama de Nyquist para o GPC clássico e FPGPC - Processo de 3 ^a ordem.....	156
Figura 49	Resposta do sistema com FPGPC - Processo 3 ^a ordem.....	157
Figura 50	Diagrama da estrutura básica do controle repetitivo.....	163
Figura 51	Diagrama de blocos do controlador repetitivo - <i>Plug-in</i>	164
Figura 52	Diagrama de blocos da malha de controle repetitiva.....	166
Figura 53	Saída auxiliar generalizada do controlador RI-FPGMV.....	167
Figura 54	Estrutura RST do controlador RI-FPGMV.....	169
Figura 55	Estrutura RST do controlador FPGPC e R-FPGPC.....	171
Figura 56	Diagrama de blocos do controlador AR-FPGPC.....	174

Figura 57	Processo MTG.....	176
Figura 58	Resposta do sistema com os controladores I-FPGMV e RI-FPGMV - Processo MTG.	178
Figura 59	Resposta do sistema com o AR-FPGPC e R-GPC - Processo 4 ^a ordem.	180
Figura 60	Processo Robot Arm Joint (RAJ).....	181
Figura 61	Resposta do sistema do AR-FPGPC - Processo RAJ... ..	182
Figura 62	Sinais da perturbação real e estimada - Processo RAJ.. ..	183
Figura 63	Diagrama de blocos do controle <i>Feedforward</i> clássico. ...	188
Figura 64	Diagrama de blocos do controle IMC- <i>Forward</i>	189
Figura 65	Diagrama de blocos do controle AFF-FIMC.....	192
Figura 66	Resposta do sistema para a malha de controle AFF-FIMC (Perturbações degrau e senoidal) - Processo trocador de calor.	198
Figura 67	Resposta do sistema para a malha de controle AFF-FIMC (Perturbações triangular e ruído branco) - Processo trocador de calor.	199
Figura 68	Característica estática do modelo de Hammerstein.	227
Figura 69	Resposta da saída do sistema com o controlador I-FPGMV - Modelo de Hammerstein.	228
Figura 70	Processo Pêndulo Amortecido (PAM).....	229
Figura 71	Resposta de malha aberta do processo PAM.	230
Figura 72	Resposta da saída do sistema com o FPGPC - Processo PAM.....	231

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Algumas áreas de aplicação da teoria dos controladores GMV e GPC.....	41
Tabela 2	Modelos padrão para o projeto do controlador GMV... ..	58
Tabela 3	Representação das incertezas.....	77
Tabela 4	Modelos padrão para o projeto do controlador GMV... ..	88
Tabela 5	Ponderação do sinal de controle para o controlador GMV. . .	90
Tabela 6	Índices de desempenho e robustez - CSTR (Regulação) . . .	102
Tabela 7	Índices de desempenho e robustez - CSTR (Rastreamento).....	105
Tabela 8	Índices de desempenho e robustez - <i>Fan and Plate</i>	110
Tabela 9	Equações de projeto do GPC clássico.	114
Tabela 10	Equações dos controladores GPC, T-GPC e FPGPC.	124
Tabela 11	Comparativo das funções de transferência dos controladores GPC, T-GPC e FPGPC.....	125
Tabela 12	Índices de desempenho e robustez - Tanques de níveis	140
Tabela 13	Índices de desempenho e robustez - Processo 2 ^a ordem.	143
Tabela 14	Índices de desempenho e robustez - Instável e fase não mínima	147
Tabela 15	Índices de desempenho e robustez - Processo MIMO	152
Tabela 16	Índices de desempenho e robustez - Processo de 3 ^a ordem.	154
Tabela 17	Índices de desempenho e robustez - Processo MTG	179
Tabela 18	Índices de desempenho e robustez - Processo 4 ^a ordem.	181
Tabela 19	Características da estrutura AFF-FIMC	196

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AFF-FIMC	Adaptive Feedback/Feedforward FIMC
AR	Auto-Regressive
AR-FPGPC	Adaptive Repetitive FPGPC
ARMAX	AR with Moving Average and Exogenous Inputs
ARIMAX	AR Integrated with Moving Average and Exogenous Inputs
ARX	Auto-Regressive with Exogenous Inputs
ASM	Additive Stability Margin
CAR	Controlled Auto-Regressive
CARIMA	Controlled Auto-Regressive Integrating Moving Average
CSTR	Continuous Stirred-Tank Reactor
DAS	Departamento de Automação e Sistemas
DC	Direct Current
DCSs	Digital Control Systems
D-FPGMV	Direct Filtered Positional GMV
DMC	Dynamic Matrix Control
EHAC	Extended Horizon Adaptive Control
EPSAC	Extended Prediction Self-Adaptive Control
FAP	Fan and Plate
F-IMC	Filtered IMC
FIR	Finite Impulse Response
FOPDT	First-Order Plus Dead-Time
FPGPC	Filtered Positional GPC
GM	Gain Margin
GMV	Generalized Minimum Variance
GPC	Generalized Predictive Controller
GPC-F	GPC Clássico Filtrado
IAE _r	Integrated Absolute Error
I-FPGMV	Indirect Filtered Positional GMV
ILC	Interactive Learning Control
IM	Internal Model
IMC	Internal Model Control
IMP	Internal Model Principle

LCA	Laboratório de Controle e Automação
MAC	Model Algorithmic Control
MBPC	Model-Based Predictive Controller
MFAC	Model Free Adaptive Controller
MFP-GPC	Multivariable FPGPC
MGPC	Multivariable GPC
MIMO	Multiple Inputs and Multiple Outputs
MPHC	Model Predictive Heuristic Control
MPM	Model Plant Mismatch
MSM	Multiplicative Stability Margin
MV	Minimum Variance
Offset	Erro de regime permanente
Offset-free	Erro nulo de regime permanente
PAM	Pêndulo Amortecido
PF-MPC	Preview and Feedforward Model Predictive Control
PI	Proportional Integral
PID	Proportional-Integral-Derivative
PLCs	Programmable Logic Controllers
PM	Phase Margin
pu	per-unit
RAJ	Robot Arm Joint
R-FPGPC	Repetitive Filtered Positional GPC
RI-FPGMV	Repetitive Indirect Filtered Positional GMV
RLS	Recursive Least Squares
SISO	Single Input and Single Output
TVC	Total Variation Control
2DOF	Two-degrees-of-freedom
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UPS	Uninterruptible Power Supply

LISTA DE SÍMBOLOS

E_{MV}	Polinômio de projeto do controlador MV
S_{MV}	Polinômio de projeto do controlador MV
A	Polinômio relacionado aos polos de malha aberta do processo
B	Polinômio relacionado aos zeros de malha aberta do processo
C	Polinômio da dinâmica do ruído
n_a	Grau do polinômio $A(q^{-1})$
n_b	Grau do polinômio $B(q^{-1})$
n_c	Grau do polinômio $C(q^{-1})$
ξ	Sinal do ruído branco de média nula
ϕ	Saída auxiliar generalizada do controlador GMV
T	Polinômio do controlador RST - filtro do sinal de entrada
R	Polinômio do controlador RST - filtro do sinal de controle
S	Polinômio do controlador RST - filtro do sinal de saída
Q	Ponderação do sinal de controle - I-FPGMV e D-FPGMV
d	Atraso de transporte
y	Sinal de saída do processo
u	Sinal de controle aplicado ao processo
r	Sinal de referência do sistema controlado
Δ	Operador diferencial
M_s	Magnitude do pico de ressonância da função sensibilidade
ν	Parâmetro relacionado ao ganho proporcional K_c
E	Polinômio de projeto do controlador GMV
P_c	Polinômio característico de malha fechada
G_{ma}	Ganho de malha de um sistema de controle
ω_n	Ângulo da resposta em frequência no tempo discreto
P_{mf}	Número de polos de malha fechada
P_{ma}	Número de polos de malha aberta
N_{Ny}	Número de voltas completas em torno do ponto de Nyquist
S_{sen}	Função Sensibilidade
T_{com}	Função Sensibilidade Complementar
M_t	Magnitude do pico de ressonância da T_{com}
L	Conjunto dos processos lineares e invariantes no tempo

L_a	Conjunto dos processos para incerteza aditiva
L_m	Conjunto dos processos para incerteza multiplicativa
W_a	Raio do disco de incerteza aditiva
W_m	Raio do disco de incerteza multiplicativa
Δ_a	Incerteza aditiva
Δ_m	Incerteza multiplicativa
Δ_{ai}	Incerteza aditiva inversa
Δ_{mi}	Incerteza multiplicativa inversa
M	Parâmetros do processo e do controlador - Teorema do pequeno ganho
Δ_{SGT}	Dinâmica não modelada
q_0	Ganho da ponderação do sinal de controle
γ	Constante de tempo do filtro
t_0	Polinômio $T(q^{-1})$, quando $q \rightarrow 1$
u_r	Referência para o sinal de controle
J_{GMV}	Função custo do controlador I-FPGMV
ϕ_y	Saída auxiliar dos controladores I-FPGMV e FPGPC
T_{GMV}	Filtro do sinal de entrada do controlador I-FPGMV
P	Filtro do sinal de entrada e saída - I-FPGMV e FPGPC
K_α	Ganho do filtro dos controladores I-FPGMV e FPGPC
α	Filtro discreto de 1ª ou 2ª ordem do I-FPGMV e FPGPC
α_i	Constante de tempo do filtro - I-FPGMV e FPGPC
n_α	Grau do polinômio $\alpha(q^{-1})$
E_{GMV}	Polinômio de projeto do controlador I-FPGMV
S_{GMV}	Filtro do sinal de saída do controlador I-FPGMV
$n_{s_{GMV}}$	Grau do polinômio $S_{GMV}(q^{-1})$
$n_{e_{GMV}}$	Grau do polinômio $E_{GMV}(q^{-1})$
R_{GMV}	Filtro do sinal de controle do controlador I-FPGMV
d_i	Sinal da perturbação na entrada do processo
d_o	Sinal da perturbação na saída do processo
u_f, u_b	Sinais de controle com saturação - I-FPGMV e FPGPC
ϕ_D	Saída auxiliar do controlador D-FPGMV
$\overline{\Phi}$	Saída auxiliar na forma vetorial do controlador D-FPGMV
φ	Vetor de medidas do controlador D-FPGMV
θ	Vetor de parâmetros do controlador D-FPGMV

K_c	Ganho proporcional do controlador PID
T_i	Tempo integral do controlador PID
T_d	Tempo derivativo do controlador PID
e	Sinal do erro do sistema de controle
T_s	Período de amostragem
β	Constante utilizada no projeto do I-FPGMV/PID
$K_{c_{GMV}}$	Ganho proporcional do controlador I-FPGMV/PID
$T_{i_{GMV}}$	Tempo integral do controlador I-FPGMV/PID
$T_{d_{GMV}}$	Tempo derivativo do controlador I-FPGMV/PID
x_1	Concentração de reagentes - CSTR
x_2	Temperatura do reator - CSTR
D_a	Número Damköhler - CSTR
ϕ_a	Energia de ativação - CSTR
β_a	Coefficiente de transferência de calor - CSTR
b_a	Coefficiente de reação de calor - CSTR
N_y	Horizonte de predição da saída do GPC e FPGPC
N_u	Horizonte de predição do controle do GPC e FPGPC
λ	Ponderação do sinal de controle do GPC e FPGPC
K_G	Ganho do GPC clássico
T_f	Polinômio da dinâmica da perturbação do GPC
J_{GPC}	Função custo do FPGPC
ϕ_r	Entrada auxiliar do FPGPC
\overline{A}	Polinômio A multiplicado por Δ - FPGPC
\overline{B}	Polinômio B multiplicado por $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ - FPGPC
E_{GPC}	Polinômio de projeto do FPGPC
F_{GPC}	Polinômio de projeto do FPGPC
n_e	Grau do polinômio $E_{GPC}(q^{-1})$
n_f	Grau do polinômio $F_{GPC}(q^{-1})$
G, \overline{G}	Polinômios de projeto do FPGPC
$\hat{\phi}_y$	Saída auxiliar para a resposta livre - FPGPC
Φ_f	Vetor da resposta livre - FPGPC
U	Sinal de controle na forma vetorial - FPGPC
Φ_y	Saída auxiliar na forma vetorial - FPGPC
G	Matriz da resposta ao degrau do FPGPC

Φ_r	Entrada auxiliar na forma vetorial - FPGPC
K_{GPC}	Ganho do FPGPC
T_{GPC}	Filtro do sinal de entrada do FPGPC
R_{GPC}	Filtro do sinal de controle do FPGPC
S_{GPC}	Filtro do sinal de saída do FPGPC
ϕ_p	Saída auxiliar - GPC clássico filtrado
P_f	Filtro do sinal de saída do GPC clássico filtrado
F	Polinômio de projeto do GPC clássico
$\tilde{F}, \tilde{\mathbf{I}}$	Polinômios de projeto do T-GPC
G_{cGPC}	Função de transferência do FPGPC
C_{IMC}	Função de transferência do controlador F-IMC
F_{IMC}	Filtro de referência do controlador F-IMC
A_m	Polinômio relacionado aos polos do modelo do processo
B_m	Polinômio relacionado aos zeros do modelo do processo
K_{cGPC}	Ganho proporcional do FPGPC/PID
T_{iGPC}	Tempo integral do FPGPC/PID
T_{dGPC}	Tempo derivativo do FPGPC/PID
G_{M}	Matriz polinomial do processo MIMO
D_d	Matriz diagonal polinomial com elementos q^{-d_i}
A_{M}	Matriz diagonal polinomial com elementos $A_{ii}(q^{-1})$
B_{M}	Matriz polinomial com elementos $B_{il}(q^{-1})$
J_{MGPC}	Função custo do MFP-GPC
E_{M}	Matriz polinomial de projeto do MFP-GPC
F_{M}	Matriz polinomial de projeto do MFP-GPC
U_{M}	Sinal de controle na forma vetorial - MFP-GPC
K_{M}	Ganho do MFP-GPC
h_1, h_2	Nível de líquido nos tanques 1 e 2
h_0	Nível de líquido do reservatório
A_1, A_2	Áreas da seção transversal de ambos os tanques
a_1, a_2	Áreas do orifício
\bar{c}_1, \bar{c}_2	Constantes dos tanques 1 e 2
g	Aceleração da gravidade
H_{ge}	Constante de inércia da turbina
K_s	Coefficiente de torque sincronizado

K_D	Coefficiente de amortecimento
ω_0	Velocidade elétrica do rotor
T_p	Período do sinal da perturbação
e^{-sT_p}	Parcela de atraso do controle repetitivo
N	Número de amostras em um período T_p
Δ^N	Gerador de sinal periódico
\overline{G}_{IM}	Função de transferência do IM do controle repetitivo
σ	Número real usado no controle repetitivo
W	Função de atraso do controle repetitivo
H_x	Filtro passa-baixa do controle repetitivo
G_x	Controlador estabilizante
k_r	Ganho do controlador estabilizante
y_{rp}	Sinal de entrada dos controladores RI-FPGMV e R-FPGPC
y_m	Sinal de saída do modelo do processo
u_m	Sinal de controle aplicado ao modelo do processo
u_{rp}	Sinal de controle do controlador RI-FPGMV e R-FPGPC
\overline{J}_{GMV}	Função custo do controlador RI-FPGMV
$\overline{\phi}$	Saída auxiliar generalizada do controlador RI-FPGMV
$\overline{\phi}_y$	Saída auxiliar dos controladores RI-FPGMV e R-FPGPC
\overline{Q}	Ponderação do sinal de controle do controlador RI-FPGMV
\overline{P}	Filtro do sinal de saída do processo do RI-FPGMV
\overline{K}_α	Ganho do filtro dos controladores RI-FPGMV e R-FPGPC
$\overline{\alpha}$	Filtro de 1 ^a e 2 ^a ordem do RI-FPGMV e R-FPGPC
\overline{R}_{GMV}	Filtro do sinal de controle do controlador RI-FPGMV
\overline{S}_{GMV}	Filtro do sinal de saída do controlador RI-FPGMV
\overline{J}_{GPC}	Função custo do R-FPGPC
\overline{N}_y	Horizonte de previsão da saída do R-FPGPC
\overline{N}_u	Horizonte de previsão do controle do R-FPGPC
$\overline{\lambda}$	Ponderação do sinal de controle do R-FPGPC
\overline{A}_{rp}	Polinômio A multiplicado por Δ^N - R-FPGPC
\overline{B}_{rp}	Polinômio B multiplicado por $\overline{K}_\alpha \overline{\alpha}(q^{-1})$ - projeto R-FPGPC
\overline{E}_{GPC}	Polinômio de projeto do R-FPGPC
\overline{F}_{GPC}	Polinômio de projeto do R-FPGPC
\overline{R}_{GPC}	Filtro do sinal de controle do R-FPGPC

\bar{S}_{GPC}	Filtro do sinal de saída do R-FPGPC
C_f	Controlador <i>Feedforward</i> clássico da malha <i>feedback</i>
C_{ff}	Controlador <i>Feedforward</i> clássico da malha <i>feedforward</i>
G_p	Função de transferência do processo real
H	Função de transferência da perturbação
u_c	Sinal de controle do controlador <i>feedback</i>
Q_f	Controlador IMC- <i>Forward</i> da malha <i>feedback</i>
Q_{ff}	Controlador IMC- <i>Forward</i> da malha <i>feedforward</i>
H_m	Função de transferência do modelo da perturbação
G_{ff}	Controlador F-IMC <i>feedforward</i>
H_e	Função de transferência do modelo estimado da perturbação
G_m	Função de transferência do modelo do processo
\tilde{v}	Sinal da diferença entre $y(k) - y_m(k)$
\tilde{d}_o	Sinal estimado da perturbação na saída do processo
$\hat{b}_{0_h}, \hat{a}_{1_h}$	Parâmetros estimados do modelo da perturbação
\hat{A}_H	Polinômio do modelo da perturbação
\hat{B}_H	Polinômio do modelo da perturbação
v_m^T	Vetor dos sinais de medidas
θ_e^T	Vetor dos parâmetros estimados
K_p	Ganho estático do sistema
ξ_p	Fator de amortecimento
ω_n	Frequência natural do sistema

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	33
1.1	<i>BACKGROUND</i> DO ESTADO DA ARTE	34
1.2	ASPECTOS DA TESE	39
1.2.1	Motivação	40
1.3	OBJETIVOS	46
1.3.1	Objetivo Geral	46
1.3.2	Objetivos Específicos	46
1.4	ESTADO DA ARTE	50
1.4.1	MBPC no Tratamento do <i>Offset</i>	50
1.4.2	<i>Feedback/Feedforward</i> no MBPC	54
1.4.3	Controladores PID e IMC a Partir do MBPC	57
1.4.4	Estrutura de Controle Repetitivo	60
1.4.5	Aspectos de Robustez e Desempenho	62
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	63
2	ANÁLISE DE DESEMPENHO E ROBUSTEZ	65
2.1	INTRODUÇÃO	65
2.2	ÍNDICES DE DESEMPENHO	66
2.3	CRITÉRIO DA ESTABILIDADE DE NYQUIST	67
2.4	MARGENS DE ESTABILIDADE	70
2.5	FUNÇÕES SENSITIVIDADE E COMPLEMENTAR	71
2.6	TEOREMA DO PEQUENO GANHO	75
2.7	ESTABILIDADE ROBUSTA SOB INCERTEZAS	78
2.7.1	Multiplicativa	78
2.7.2	Aditiva	79
2.8	OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO FILTRO	80
2.9	CONCLUSÃO	84
3	PROJETO DO CONTROLADOR FPGMV	87
3.1	INTRODUÇÃO	87
3.2	CONTROLADOR GMV INDIRETO FILTRADO	91
3.3	CONTROLADOR GMV DIRETO FILTRADO	95
3.4	RELAÇÃO DOS CONTROLADORES I-FPGMV E PID	98
3.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	100
3.5.1	Processo CSTR	100
3.5.2	Processo Fan and Plate	108
3.6	CONCLUSÃO	112
4	PROJETO DO CONTROLADOR FPGPC	113
4.1	INTRODUÇÃO	113

4.2	CONTROLADOR GPC FILTRADO	116
4.3	COMPARATIVO ENTRE OS GPC'S.....	122
4.4	CONTROLADOR F-IMC A PARTIR DO FPGPC	126
4.5	RELAÇÃO DOS CONTROLADORES FPGPC E PID ...	128
4.6	CONTROLADOR FPGPC MULTIVARIÁVEL	129
4.7	ESTABILIDADE ROBUSTA SOB INCERTEZAS	135
4.7.1	Incerteza multiplicativa	135
4.7.2	Incerteza aditiva	136
4.8	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	138
4.8.1	Processo Tanques de Níveis	138
4.8.2	Processo 2ª ordem	143
4.8.3	Processo instável e fase não mínima	146
4.8.4	Processo MIMO - Usina Hidrelétrica	150
4.8.5	Processo 3ª ordem	154
4.9	CONCLUSÃO	158
5	CONTROLADOR REPETITIVO PREDITIVO ..	161
5.1	INTRODUÇÃO	161
5.2	CONTROLE REPETITIVO	162
5.2.1	Princípio do Modelo Interno	162
5.2.2	Controlador Repetitivo	164
5.3	CONTROLADOR I-FPGMV REPETITIVO	166
5.4	CONTROLADOR FPGPC REPETITIVO	169
5.4.1	Projeto do Controlador R-FPGPC Adaptativo ...	172
5.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	176
5.5.1	Processo MTG	176
5.5.2	Processo de 4ª ordem	179
5.5.3	Processo RAJ	181
5.6	CONCLUSÃO	184
6	CONTROLADOR F-IMC BASEADO EM UM CON-	
	TROLE FEEDFORWARD ADAPTATIVO.....	187
6.1	INTRODUÇÃO	187
6.2	CONTROLE <i>FEEDFORWARD</i> E <i>IMC-FORWARD</i>	188
6.3	CONTROLE F-IMC <i>FEEDFORWARD</i> ADAPTATIVO ..	191
6.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	196
6.5	CONCLUSÃO	200
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	201
7.1	PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DA TESE.....	202
7.2	PUBLICAÇÕES	204
7.2.1	Trabalhos com relação direta.....	204
7.2.2	Trabalhos com relação indireta	206
7.3	PERSPECTIVAS DE PESQUISAS FUTURAS	207

REFERÊNCIAS	209
APÊNDICE A – Simulações com filtros de 2ª ordem	227

1 INTRODUÇÃO

Há milhares de anos o ser humano vem investigando a natureza (sistema natural) com o intuito de extrair dela os recursos necessários ao seu aprimoramento e desenvolvimento social e/ou tecnológico. Os sistemas naturais possuem a capacidade de adaptação, alcançando respostas desejadas e lidando com interferências indesejadas. Porém, nos sistemas artificiais, desenvolvidos a partir da necessidade humana, as interferências precisam ser investigadas, tratadas e mitigadas.

Correlacionando-se com a Engenharia de Controle de Processos e outras engenharias, os sistemas artificiais podem ser considerados o todo e/ou parte dos processos industriais, dos sistemas elétricos de potência, dos sistemas de comunicação, dos sistemas robóticos, entre outros. Estes sistemas estão sujeitos a perturbações de diferentes naturezas (mensuráveis ou não mensuráveis, conhecidas ou desconhecidas, periódicas ou não periódicas, e ruídos) e a incertezas nos respectivos modelos matemáticos, isto é, desbalanceamento entre o processo real e o modelo (*Model Plant Mismatch* - MPM) (SEBORG et al., 2011). Estas perturbações indesejáveis podem causar prejuízos aos atuadores, como desgastes de válvulas pneumáticas, queima dos enrolamentos do motores, além de mal funcionamento na leitura dos sensores, comprometendo assim o desempenho do sistema controlado.

Em sistemas de controle onde o comportamento do processo é linear ou não-linear, perturbações de diferentes naturezas podem surgir, causando ou não resultados inesperados e imprevisíveis, podendo tornar os sistemas mais vulneráveis e difíceis de serem controlados. Para tratar perturbações, ruídos ou MPM, é necessário conhecer a natureza e magnitude das mesmas, com o intuito de minimizar a variância de uma ou mais variáveis de interesse, explorando técnicas de controle clássica ou avançada, que assegurem desempenho de malha fechada desejado e robustez, frente a estas problemáticas (SEBORG et al., 2011).

Os Controladores Preditivos Baseados em Modelo (*Model-Based Predictive Controller* - MBPC), que são os controladores foco desta tese, são uma das opções de técnicas de controle investigadas pela comunidade de controle preditivo para lidar com perturbações, MPM e com o *offset* (erro de regime permanente), melhorando o desempenho de malha fechada do sistema controlado, tanto para o rastreamento de referência como para rejeição de perturbação (CAMACHO; BORDONS, 2007; ROSSITER, 2004). O MBPC determina acontecimentos futuros (variáveis manipuladas e controladas) com base em informações passadas,

surgindo assim como uma das mais promissoras estratégias de controle na indústria de processos (WANG et al., 2016). Aspectos fundamentais no projeto de controladores aplicados na indústria podem ser explorados no MBPC, como por exemplo, a trajetória de referência futura e as possibilidades de predição das perturbações e a inclusão de restrições nas variáveis de saída e controle (CAMACHO; BORDONS, 2007; HOLKAR; WAGHMARE, 2010; DARABIAN; JALILVAND; AZARI, 2016). A Figura (1) apresenta o diagrama de blocos da estrutura básica do MBPC.

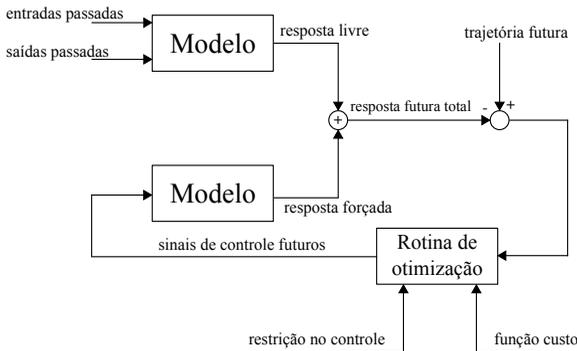


Figura 1 – Diagrama simplificado de implementação do MBPC (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Trajетória futura: comportamento desejado do sinal para a saída futura. O conhecimento prévio desta trajetória permite ao controlador uma característica antecipativa.

Modelo: deve ser capaz de representar o comportamento dinâmico do processo. Este modelo pode ser atualizado através de identificação *online*, conferindo ao controlador uma característica adaptativa.

Rotina de otimização: minimiza a função custo a cada período de amostragem de forma a obter uma ação de controle que garanta um desempenho adequado ao sistema. Nesta rotina tem-se um **preditor** que fornece, através do modelo matemático, uma predição das saídas futuras com base na informação atual do processo.

1.1 BACKGROUND DO ESTADO DA ARTE

O estudo de controladores preditivos teve seu início no final da década de 70, e diversos controladores foram propostos ao longo dos anos. O primeiro algoritmo de controle preditivo desenvolvido foi o

MPHC (*Model Predictive Heuristic Control*) de Richalet et al. (1978), aplicado em um processo químico, considerando restrições sobre as variáveis de entrada e saída. Mais tarde este algoritmo foi denominado MAC (*Model Algorithmic Control*) (CAMACHO; BORDONS, 2007). Em seguida, DeKeyser e Cauwenberghe (1979) desenvolveram o método denominado EPSAC (*Extended Prediction Self-Adaptive Control*).

Cutler e Ramaker (1980) desenvolveram o DMC (*Dynamic Matrix Control*). Este algoritmo utiliza o modelo da resposta ao degrau para obter as previsões da saída do processo e apresenta um horizonte de controle futuro finito onde, a partir deste instante de tempo (horizonte de controle), os controladores são nulos. Ydstie e Liu (1984) desenvolveram o método EHAC (*Extended Horizon Adaptive Control*).

Além dos controladores MBPC mencionados, a literatura apresenta alguns modelos de controladores preditivos *one-step-ahead* adaptativos, de importante aplicabilidade na academia e indústria. Uma das primeiras propostas destes controladores foi o Regulador de Variância Mínima (*Minimum Variance - MV*) auto-ajustável (*self-tuning*) proposto por Åström (1970). O objetivo de projeto deste controlador é regular a saída do processo em relação a uma referência constante, de forma que a variância (efeito do ruído) na saída seja mínima.

O algoritmo de controle do regulador MV emprega um preditor que utiliza o modelo do processo para calcular a ação de controle atual, de modo a permitir que as saídas futuras sigam as trajetórias desejadas. Esta característica preditiva proporciona ao controlador a observação da saída a d -passos a frente (*single-step-ahead*), sendo uma vantagem para o desempenho do sistema controlado. Na Figura (2) observa-se o diagrama de blocos do regulador MV.

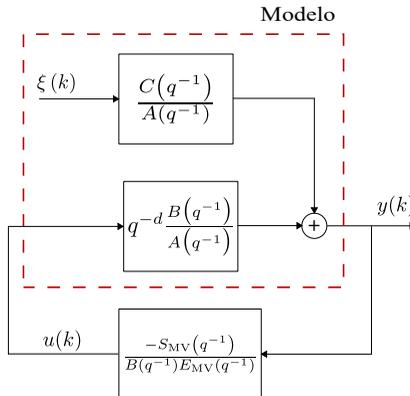


Figura 2 – Diagrama de blocos do regulador MV (ÅSTRÖM, 1970).

As raízes dos polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são os polos e zeros de malha aberta do modelo do processo, respectivamente, e $C(q^{-1})$ é um polinômio mônico que caracteriza a dinâmica do ruído, sendo estes polinômios representados como:

$$\begin{aligned} B(q^{-1}) &= q^{-1} (b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b}) \\ A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} \end{aligned} \quad (1.1)$$

onde n_b , n_a e n_c representam o grau dos polinômios $B(q^{-1})$, $A(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$, respectivamente, d é o atraso de transporte discreto do processo, $S_{MV}(q^{-1})$ e $E_{MV}(q^{-1})$ são os polinômios de projeto do regulador MV, $y(k)$ é a saída do processo, $u(k)$ é o sinal de controle e $\xi(k)$ é o sinal do ruído branco de média nula.

O regulador MV teve um importante papel como base no desenvolvimento de outras estratégias de controle preditivas, que hoje são utilizadas tanto na academia quanto na indústria, como o Controlador de Variância Mínima Generalizado (*Generalized Minimum Variance - GMV*), proposto por Clarke e Gawthrop (1975) e o Controlador Preditivo Generalizado (*Generalized Predictive Controller - GPC*), proposto por Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a). Em última análise, estes controladores, GMV e GPC, nada mais são do que generalizações da estratégia de controle do regulador MV, fundamentadas em um desenvolvimento teórico bastante consistente.

A forma como os controladores GMV e GPC se apresentam em uma malha de controle é bastante motivadora, configurando um cenário de iteração com todos os sinais envolvidos, tal como em uma estrutura polinomial de dois graus de liberdade, conhecida como forma canônica RST, onde $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ são polinômios no domínio do tempo discreto e representam os filtros dos sinais de controle, saída e referência, respectivamente. A estrutura RST tem ampla aceitação na academia e na indústria, e possui a vantagem de poder ser implementada a partir do projeto de outros controladores digitais, como por exemplo o controlador PID (*Proportional-Integral-Derivative*) (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1984; LANDAU, 1998; LANDAU; ZITO, 2006).

A literatura de controle apresenta diversas formas de obtenção do equacionamento do controlador GMV. No trabalho original de Clarke e Gawthrop (1975), a lei de controle é derivada pela minimização de uma função custo associada ao conceito de sistemas generalizados. O objetivo é incluir no desenvolvimento do controlador alguns parâmetros

que permitam atender às diversas especificações de projeto, conferindo maior flexibilidade à estrutura de controle. O sistema generalizado é especificado pelo projetista e varia de acordo com os parâmetros a serem incluídos no cálculo do controlador, com o modelo do sistema a ser adotado e com a própria estrutura da função custo a ser minimizada. Na Figura (3), observa-se o diagrama de blocos aumentado de um sistema com o controlador GMV, onde $P(q^{-1})$ é o filtro do sinal de saída do processo, $Q(q^{-1})$ é a ponderação do sinal de controle, $r(k)$ é o sinal de referência e $\phi(k)$ é a saída auxiliar generalizada.

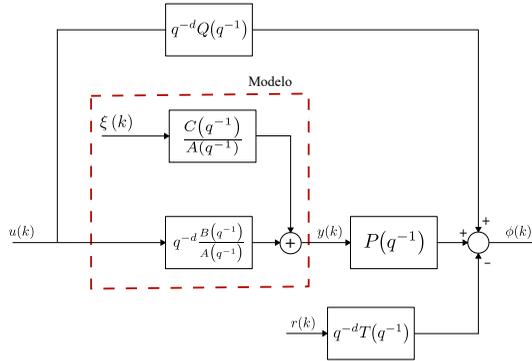


Figura 3 – Saída auxiliar para o projeto do controlador GMV (CLARKE; GAWTHROP, 1979).

O GPC clássico de Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a) é da família dos controladores de horizonte estendido e utiliza tradicionalmente um modelo incremental do sistema na obtenção da variável de controle, determinada pela minimização de uma função custo, similar ao controlador GMV (CAMACHO; BORDONS, 2007). O GPC é um dos métodos mais populares no âmbito do controle preditivo, sendo empregado em diversas aplicações, abrangendo processos com diferentes complexidades. A Figura (4) ilustra o diagrama de blocos de um sistema com o GPC, sendo $y_{pred}(k)$ a saída do preditor.

O GPC calcula uma sequência de ações futuras de controle, por meio da minimização da função custo, que é a esperança matemática de uma função quadrática que mede a distância entre a saída predita do sistema e a referência, sobre o horizonte de predição, adicionando à função quadrática uma medida do esforço de controle (HOLKAR; WAGHMARE, 2010; HABER; BARS; SCHMITZ, 2011). Em termos da representação matemática de modelos entrada-saída para o projeto dos controladores GMV e GPC, a literatura emprega uma das seguintes aborda-

gens: posicional ou incremental, para diferentes estruturas de modelos (CLARKE; MOHTADI; TUFFS, 1987a, 1987b; SILVEIRA; RODRIGUEZ; COELHO, 2012a; COELHO; ARAÚJO; SILVEIRA, 2014).

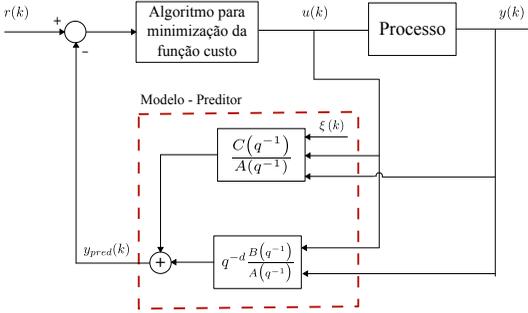


Figura 4 – Diagrama de blocos do GPC.

Usualmente, a necessidade na implementação de controladores aplicados a processos industriais e a outros tipos de sistemas de controle é alcançar o *offset-free* (erro nulo de regime permanente nos comportamentos servo e regulatório). O *offset*, a partir da referência desejada, pode ocorrer para um MBPC se uma perturbação sustentada não mensurável está entrando no sistema. Isto também pode ser gerado por um MPM empregado no cálculo das previsões do controlador. Integradores podem ser incluídos nos modelos se o termo do ruído é modelado como um ruído branco, ou seja,

$$v(k) = \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} \xi(k) + d_o(k) = \frac{\epsilon(k)}{A(q^{-1})} + d_o(k) \quad \text{posicional}$$

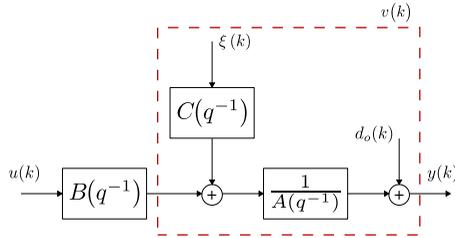
$$v(k) = \frac{C(q^{-1})}{\Delta A(q^{-1})} \xi(k) + d_o(k) = \frac{\epsilon(k)}{\Delta A(q^{-1})} + d_o(k) \quad \text{incremental}$$
(1.2)

em que $d_o(k)$ é uma perturbação constante ou periódica, $\epsilon(k)$ é um ruído filtrado por um modelo auto regressivo e $\Delta = (1 - q^{-1})$ é o operador diferencial integral.

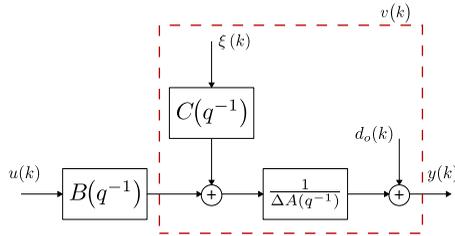
Esta forma de tratamento do ruído, Equação (1.2), gera modelos com um grau de liberdade extra e condiciona não somente uma melhor atenuação da perturbação, mas também a sua estimativa. No caso posicional, se o polinômio $C(q^{-1}) = 1$ ou $C(q^{-1}) \neq 1$, tem-se os modelos ARX (*Auto-Regressive with Exogenous Inputs*) ou CAR

(Controlled Auto-Regressive) e ARMAX (Auto-Regressive with Moving Average and Exogenous Inputs), respectivamente. Para o caso incremental, se $C(q^{-1}) = 1$, um modelo ARIX (Auto-Regressive Integrated with Exogenous Inputs) é alcançado, caso contrário, tem-se o modelo ARIMAX (Auto-Regressive Integrated with Moving Average and Exogenous Inputs) ou CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrating Moving Average) (COELHO; COELHO, 2015; AGUIRRE, 2015).

A Figura (5) ilustra os diagramas de blocos dos modelos paramétricos empregados no tratamento do ruído e/ou perturbação.



(a) Modelo posicional ARX ou ARMAX.



(b) Modelo incremental ARIX ou ARIMAX

Figura 5 – Diagramas de blocos dos modelos paramétricos.

1.2 ASPECTOS DA TESE

A seguir são apresentados os fatores que motivaram a composição da tese, de que a perspectiva de se empregar filtros no projeto dos controladores GMV e GPC, estendendo a aplicabilidade destes controladores e contribuindo de alguma forma com a literatura de controle preditivo, seria benéfica para lidar com rastreamento de referência, rejeição de perturbação não periódica ou periódica, ruídos, MPM e problemas de saturação de malha, alcançando assim um novo formalismo matemático e/ou técnicas de projeto e malhas de controle alternativas.

Além dos fatores motivacionais, apresentam-se os objetivos, alguns conceitos fundamentais a respeito dos controladores MBPC e o estado da arte que contextualiza as contribuições desta tese.

1.2.1 Motivação

Nas últimas décadas tem crescido o interesse da academia e indústria em técnicas de controle avançado e significativos desenvolvimentos de projetos de controladores MBPC vêm sendo explorados. O interesse pelo emprego destes controladores é por possuírem diversas vantagens sobre as estruturas de controle clássicas, por exemplo o controlador PID, como a possibilidade de lidar com restrições nas variáveis manipuladas e controladas, controlar processos de fase não mínima e de diferentes complexidades, assegurar estabilidade mesmo com alterações nos parâmetros do sistema, dentro de um limite especificado no projeto, e aplicabilidade direta em processos multivariáveis.

A motivação para estudar, desenvolver, implementar e estender a teoria de projeto e aplicabilidade dos controladores GMV e GPC, utilizando-se diversas estruturas de malha de controle, para tratar o *offset*, lidar com MPM e garantir rastreamento de referência e rejeição de perturbação, primeiramente está relacionada com o forte interesse da comunidade acadêmica e da indústria na potencialidade destes controladores e com a capacidade de lidar com diferentes classes de processos de complexidades variadas, tais como: estáveis, instáveis, fase mínima, fase não mínima, linear, não linear entre outros (LI; EVANS, 2002; QIN; BADGWELL, 2003; KO et al., 2006; KHANIKI; MENHAJ; ELIASI, 2007; LU; DONG; FAN, 2016; SILVEIRA et al., 2016).

Adicionalmente, de suas potencialidades anteriormente destacadas, tanto o controlador GMV como o GPC possuem ampla penetração nas indústrias química, petroquímica, alimentos, têxtil, alumínio entre outras, além das áreas médicas, sistemas elétricos, robótica, aeronáutica e de comunicação, sendo ainda hoje objeto de estudos para diversos pesquisadores e em diferentes áreas de aplicação. Observa-se na Tabela (1) algumas pesquisas empregando-se os controladores GMV e GPC.

Outro aspecto convidativo para explorar as funcionalidades dos controladores GMV e GPC, é a forma matemática e estrutural como estes controladores se apresentam, sendo possível utilizar métodos clássicos de análise de robustez e desempenho existentes na literatura de controle. Possibilitando assim, propor, justificar e validar metodologias alternativas de projeto sob a ótica destes critérios de avaliação.

Tabela 1 – Algumas áreas de aplicação da teoria dos controladores GMV e GPC

Área	Aplicação	
	GMV	GPC
Sistemas de potência	<p>Controle de um inversor UPS (<i>Uninterruptible Power Supply</i>) com compensação de atraso (DENG; ORUGANTT; SRINIVASAN, 2004);</p> <p>Controle de um estabilizador do sistema de potência (KO et al., 2006).</p>	<p>Controle de um sistema de conversão de energia eólica (OUARI; REKIOUA; OUHROUCHE, 2014);</p> <p>Controle de uma usina de energia solar (LU; DONG; FAN, 2016).</p>
Controle de processos	<p>Controle de um processo de moldagem por injeção, máquina que produz plástico (WAKITANI; HANATA; YAMAMOTO, 2012);</p> <p>Controle do fluxo de líquido quente através de uma válvula (ESSAHAFI; LAFKIH, 2015).</p>	<p>Controle de processos industriais com compensação de atraso (NESHASTERIZ; SEDIGH; SADJADIAN, 2010);</p> <p>Controle em cascata da temperatura do polimerizador (YANFEI et al., 2012).</p>
Robótica	<p>Controle de posição de um robô manipulador de três graus de liberdade (RIUL; VALE; MONTENEGRO, 2010);</p> <p>Controle de servos posicionadores (LI, 2016).</p>	<p>Rastreamento de trajetória para cirurgia robótica (GANGLOFF et al., 2006);</p> <p>Controle do sistema de força de contato do ponto final do robô (WEN et al., 2014).</p>

Esta tese foi inspirada nos diversos trabalhos já explorados pela comunidade científica sob o aspecto do tratamento do *offset* empregando-se controladores preditivos (JIPUANG et al., 2002; PANNOCCIA, 2002; OTT et al., 2008; MAEDER; MORARI, 2010; HUUSOM et al., 2010a; CARRASCO; GOODWIN, 2011; BELDA, 2013). Especialmente na necessidade de se propor uma metodologia relacionando teorias da Engenharia de Controle e técnicas de projeto para os controladores GMV e GPC, que estivessem em sintonia com a teoria de controle robusto. Assegurando o *offset-free*, mesmo na presença de MPM e perturbações de diferentes naturezas (constante, conhecida, desconhecida, periódica, não periódica), abrindo alternativas de projetos, refletindo novas ideias ou mesmo pequenas contribuições nas propostas já existentes.

Para o tratamento do *offset*, assegurando rastreamento de referência e rejeição de perturbação, algumas soluções vêm sendo propostas ao longo das últimas décadas. Portanto, durante as pesquisas do doutorado e a investigação de soluções apresentadas pela literatura, foi “difícil” mensurar se os trabalhos explorados eram positivos para a problemática da tese. Assim, analisar e decidir qual direção tomar, empregando a teoria de controladores preditivos, especificamente os controladores GMV e GPC, foi um exercício intrigante, visto que, observar o cenário em que a literatura se apresenta e, escolher a direção que pudesse levar ao destino onde a contribuição da tese fosse mais positiva possível e motivadora, não foi uma tarefa “trivial” e “confortavelmente segura”. Logo, alguns aspectos foram avaliados para a construção da problemática desta tese.

A própria estrutura dos controladores GMV e GPC utiliza modelos auto regressivos para lidar com perturbações nas baixas frequências, através do termo $\Delta = (1 - q^{-1})$ que aparece na predição, ou nas altas frequências com dinâmicas não modeladas e perturbações não mensuráveis, onde o modelo da perturbação é modelado por meio do polinômio $T(q^{-1})$ (definido nesta tese como polinômio $T_f(q^{-1})$) ou $C(q^{-1})$. Estes polinômios permitem ao projetista escolher outras dinâmicas específicas e podem ser considerados como um pré-filtro, bem como um observador (CLARKE; MOHTADI; TUFFS, 1987a, 1987b; CAMACHO; BORDONS, 2007). Porém, a literatura ainda não apresenta uma forma adequada de projetar o polinômio $T_f(q^{-1})$ ou $C(q^{-1})$, sendo os parâmetros destes, estimados ou definidos empiricamente.

Segundo Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b) e Camacho e Bordons (2007), para lidar com perturbações mensuráveis, uma opção é inserir explicitamente na estrutura do modelo matemático do projeto do GPC, o polinômio $D(q^{-1})$, que representa a dinâmica da perturbação. Con-

tudo, este tipo de abordagem trata somente perturbações mensuráveis, e também não existe ainda na literatura uma metodologia para projetar o polinômio $D(q^{-1})$, sendo este estimado em muitas aplicações (BORDONS; CUELI, 2004).

Para sistemas com representação em espaço de estados, utilizando-se o projeto do MBPC linear, a perturbação desconhecida pode ser estimada juntamente com os estados do sistema, pelo observador de estados, com condições para a detectabilidade do sistema aumentado (MUSKE; BADGWELL, 2002; PANNOCCHIA; RAWLINGS, 2003; MORARI; MAEDER, 2012; YANG; ZHENG, 2014). Vale ressaltar que, lidar com a estimativa dos estados do sistema torna o projeto mais complexo, sobretudo se a perturbação é não mensurável.

Na abordagem do princípio do modelo interno (*Internal Model Principle* - IMP), utilizando-se a representação em espaço de estados ou função de transferência, um modelo interno (*Internal Model* - IM) da referência ou perturbação de um sistema exógeno, podendo também ser um integrador, é diretamente incluído na estrutura de controle, e o MBPC é projetado para estabilizar o conjunto, processo e modelo (MAGNI; NICOLAO; SCATTOLINI, 2001; MAGNI; SCATTOLINI, 2007). A limitação desta abordagem é que o IM precisa ser adequadamente definido para rejeitar perturbações e, em muitas aplicações, é difícil modelar perturbações se estas são estocásticas. Outra limitação é que nos trabalhos apresentados até o momento, as atenções são restritas a sinais de referência e perturbação constantes (JIPUANG et al., 2002; HUUSOM et al., 2010a; BELDA, 2013).

Analisando-se ainda a abordagem sob a ótica do IMP, uma técnica de controle que vem sendo investigada para lidar com referência e/ou perturbação periódica é o conceito de controle repetitivo. Um gerador de sinal periódico é inserido na malha de controle para rastrear/rejeitar referências e perturbações periódicas. Alguns trabalhos hibridizando a concepção de controle repetitivo com MBPC são propostos na literatura com o intuito de combinar as vantagens das duas técnicas para assegurar rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódicas (PATETE; FURUTA; TOMIZUKA, 2006; OTT et al., 2008; RAMOS; COSTA-CASTELLÓ; OLM, 2013). A limitação desta abordagem é que as frequências da referência e perturbação devem ser conhecidas a priori para que o IM possa ser inserido no projeto do controlador.

Outra abordagem consiste em descrever o sistema na chamada “*Velocity form*”, onde o tamanho dos estados é composta pelo incremento dos estados e o erro de saída, enquanto que a variável manipulada é o incremento do controle (PANNOCCHIA; RAWLINGS, 2001; BETTI;

FARINA; SCATTOLINI, 2012; WAKITANI; HANATA; YAMAMOTO, 2012). Esta abordagem é uma forma alternativa de tratar somente perturbações mensuráveis, empregando-se um modelo especialmente reformulado, com o estado incremental, incluindo integradores na saída. Neste projeto, não há necessidade de compensar as perturbações mensuráveis, devido à forma incremental do modelo.

Ademais, outros métodos interessantes que vêm sendo explorados pela comunidade científica, porém, de forma mais modesta em relação aos citados anteriormente, mas com potencial e resultados relevantes, é o emprego dos controladores GMV e GPC em malhas de controle *Feedforward/Feedback* (VILANOVA; ARRIETA; PONSÁ, 2009; CARRASCO; GOODWIN, 2011) para lidar com perturbações conhecidas ou desconhecidas, mensuráveis ou não mensuráveis.

Na busca por alternativas para expandir as soluções exploradas pela literatura, detectou-se algumas características e/ou lacunas comuns nas pesquisas realizadas, tais como:

- i) todas as soluções listadas anteriormente para mitigar o problema do *offset*, assegurando rastreamento de referência e rejeição de perturbação de diversas naturezas, compartilham a ideia comum de incluir implícita ou explicitamente uma ação integral na malha de controle ou estimar a dinâmica da perturbação ou inserir um IM (constante ou periódico) na malha de controle, combinando com o projeto do MBPC, cada uma destas soluções com suas próprias vantagens e desvantagens;
- ii) observa-se que em geral, não são incorporados aspectos de robustez e desempenho na sintonia dos polinômios ($T_f(q^{-1})$ ou $C(q^{-1})$ ou $D(q^{-1})$) ou matrizes de projeto dos MBPC's. A sintonia destes polinômios ou matrizes são realizadas por tentativa e erro ou através de métodos de estimação;
- iii) o formalismo matemático adotado é mais “complexo”, principalmente quando se utiliza representação em espaço de estados;
- iv) no projeto utilizando-se o IMP, é necessário conhecer o sinal da referência e/ou perturbação para que o IM possa ser adequadamente definido;
- v) existem poucos trabalhos utilizando-se o conceito de controle repetitivo (esta técnica de controle emprega o IMP) combinado com a filosofia de projeto dos controladores GMV ou GPC;

- vi) para os projetos empregando-se a malha de controle *Feedforward/Feedback*, é necessário conhecer a função de transferência da dinâmica da perturbação ou seu modelo, e o sinal da perturbação deve ser medido antecipadamente;
- vii) técnicas de otimização ou inteligência computacional para a sintonia dos parâmetros de projeto (horizonte de predição da saída e do controle e ponderação do sinal de controle) do MBPC e dos polinômios de projeto são pouco explorados, tanto para sistemas SISO (*Single Input and Single Output*) quanto para MIMO (*Multiple Inputs and Multiple Outputs*) (MAHFOUF; LINKENS; ABBOD, 2000; AICHA; BOUANI; KSOURI, 2013).

Assim, diante das abordagens de projeto discutidas, expandindo-se os horizontes, abstraindo-se possíveis soluções que alcance resultados positivos e que de algum modo possam contribuir com a literatura de controle preditivo, questiona-se: Qual a real problemática da tese? Onde a tese pode contribuir nestes aspectos? Seria apresentando uma nova abordagem? Ou uma pequena contribuição às teorias existentes?

Com as características e “dificuldades” elencadas sobre o projeto dos controladores MBPC’s, e partindo-se do pressuposto que soluções mais simples e eficazes são melhores absorvidas pela indústria e academia, estabeleceu-se a problemática principal da tese, que é a de estender as técnicas de projetos e aplicabilidades dos controladores GMV e GPC, para assegurar o *offset-free*, rastreamento de referência e lidar com MPM, rejeição de perturbação de diversas naturezas e problemas de saturação no sinal de controle, de maneira a contribuir com projetos e malhas de controle alternativas, empregando-se a filosofia de projeto destes controladores.

As justificativas apresentadas esclarecem a relevância do tema para ambos, academia e indústria, mostrando como os pesquisadores estão envolvidos e motivados a estudar novas abordagens de projetos para os controladores MBPC’s, tendo-se como foco nesta tese o GMV e GPC, buscando melhorar o desempenho de malha fechada dos sistemas controlados e, até mesmo hibridizando com outras estruturas de controle como o controlador PID (DAI et al., 2011; WAKITANI; HANATA; YAMAMOTO, 2012) ou a estrutura IMC (*Internal Model Control*) (PREITL et al., 2004). Além destas justificativas, existe o enfoque do Departamento de Automação e Sistemas (DAS) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), que possui interesse particular sobre a teoria de controladores preditivos, adaptativos e robustos, tendo tradição no desenvolvimento das mesmas no âmbito do ensino e pesquisa, através

dos cursos de Graduação e Pós-Graduação em Engenharia de Controle e Automação e parceria de soluções industriais com empresas nacionais.

1.3 OBJETIVOS

A partir da problemática exposta, alguns objetivos desta tese foram traçados, na tentativa de eliminar ou minimizar as “dificuldades” apontadas. Os objetivos estão divididos em geral e específicos, os quais são apresentados a seguir.

1.3.1 Objetivo Geral

Investigar e propor um novo formalismo matemático aos controladores GMV e GPC, empregando o modelo e a função custo na forma posicional e inserindo um filtro polinomial e integral na entrada e saída do sistema. Estendendo assim, as técnicas de projeto e aplicabilidade destes controladores para tratar o *offset*, assegurar rastreamento de referência, rejeição de perturbação de diferentes naturezas e robustez de sistemas SISO e MIMO. Sintonizar o filtro utilizando otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, estabelecendo um compromisso entre desempenho e robustez.

1.3.2 Objetivos Específicos

- i) Propor um formalismo de projeto alternativo ao controlador GMV clássico, empregando um modelo CAR do processo, uma função custo posicional e inserindo um filtro polinomial e integral na saída do processo, ampliando a família de projeto deste controlador. O objetivo é fornecer um GMV posicional filtrado, utilizando-se a síntese indireta (*model-dependent*) e a adaptativa direta (*model-free*);
- ii) Propor um novo formalismo matemático de projeto ao GPC clássico, utilizando o modelo e função custo na forma posicional, inserindo um filtro polinomial e integral na entrada e saída do sistema, estendendo o conjunto de possibilidades de projetos e aplicações deste controlador. O intuito é alcançar um controlador GPC filtrado e aplicar em sistemas SISO e MIMO;
- iii) Implementar técnicas de hibridização em estruturas clássicas de

controle do tipo PID, a partir do controlador GMV filtrado indireto ou GPC filtrado, herdando as propriedades destes controladores ao projeto do PID, como contribuição para sínteses alternativas de controladores robustos, combinando com a simplicidade do controlador PID e tratando processos complexos;

- iv) Embarcar o projeto do GPC filtrado na estrutura de malha IMC, alcançando um controlador IMC filtrado, resgatando as características do GPC para a malha de controle IMC, com o objetivo de controlar processos com variadas complexidades;
- v) Apresentar uma estrutura de malha de controle modificada para mitigar problema de saturação na variável manipulada, utilizando-se o controlador GMV filtrado ou o GPC filtrado, sendo o filtro proposto o responsável por minimizar o tempo em que o sinal de controle fica fora da região delimitada de operação;
- vi) Incorporar aspectos de robustez e desempenho aos projetos dos controladores GMV e GPC filtrado, por meio da sintonia dos parâmetros dos filtros destes controladores, utilizando otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético. O objetivo é estabelecer um compromisso entre desempenho e robustez, por meio de métodos clássicos de análise de robustez (magnitude do pico de ressonância da função sensibilidade - M_s) e índice de desempenho (*Integrated Absolute Error* - IAE_r) existentes na literatura, garantindo assim robustez e desempenho de malha fechada;
- vii) Fornecer uma metodologia de sintonia aos parâmetros dos filtros do GPC filtrado empregando o teorema do pequeno ganho e o conceito de incertezas aditivas e multiplicativas, com o intuito analisar e garantir estabilidade robusta, frente a incertezas no modelo;
- viii) Propor um formalismo matemático e de estrutura de malha de controle alternativo para assegurar rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódicas, empregando a filosofia de projeto dos controladores GMV e GPC filtrado, combinados com a concepção de controle repetitivo. O objetivo é fornecer à literatura de controle um controlador GMV filtrado repetitivo e um GPC filtrado repetitivo utilizando a abordagem adaptativa, não sendo necessário conhecer a perturbação periódica;
- ix) Apresentar uma estrutura de malha de controle combinando o projeto do controlador IMC filtrado com a ação de controle *feed-*

forward adaptativa, com o intuito de tratar perturbações conhecidas e desconhecidas e/ou mensuráveis e não mensuráveis;

- x) Avaliar os projetos dos controladores e das malhas de controle propostas em sistemas SISO e MIMO, lineares e não lineares, estáveis e instáveis, de fase mínima e fase não mínima, com diferentes complexidades e por meio de simulações numéricas e práticas;
- xi) Comparar os resultados obtidos pelos métodos propostos, com os resultados desenvolvidos pela literatura, na presença de MPM e para referências constantes e periódicas, perturbações conhecidas e desconhecidas, mensuráveis e não mensuráveis, periódicas e não periódicas;
- xii) Avaliar os resultados obtidos utilizando os índices de robustez M_s , GM (*Gain Margin*) e PM (*Phase Margin*) e os índices de desempenho IAE_r e TVC (*Total Variation Control*);
- xiii) Documentar o desenvolvimento do projeto e resultados através da escrita da tese e de artigos publicados em congressos nacionais e internacionais e periódicos.

A Figura (6) ilustra as estruturas de controle abordadas na tese. Porém, é importante ressaltar que esta figura mostra os controladores GMV ou GPC filtrado propostos sendo empregados em uma malha de realimentação clássica, mas a concepção se estende aos projetos dos controladores repetitivo combinado com o MBPC utilizando-se uma malha de controle repetitiva global e *Feedforward/Feedback* combinado com a estrutura de malha de controle IMC filtrado, sendo estes últimos também objetivos desta tese.

É importante enfatizar também que na Figura (6), os sinais de referência, saída, controle e perturbação e o processo químico apresentados são somente ilustrativos. Contudo, a proposta se estende a processos com variadas complexidades (linear, não linear, estáveis, instáveis, fase não mínima, entre outros), alcançando diferentes desempenhos de malha fechada. As variáveis K_α e α_1 representam os indivíduos no algoritmo genético e, no contexto da teoria de controle correspondem aos valores do ganho e da constante de tempo do filtro inserido no projeto dos controladores GMV e GPC, respectivamente.

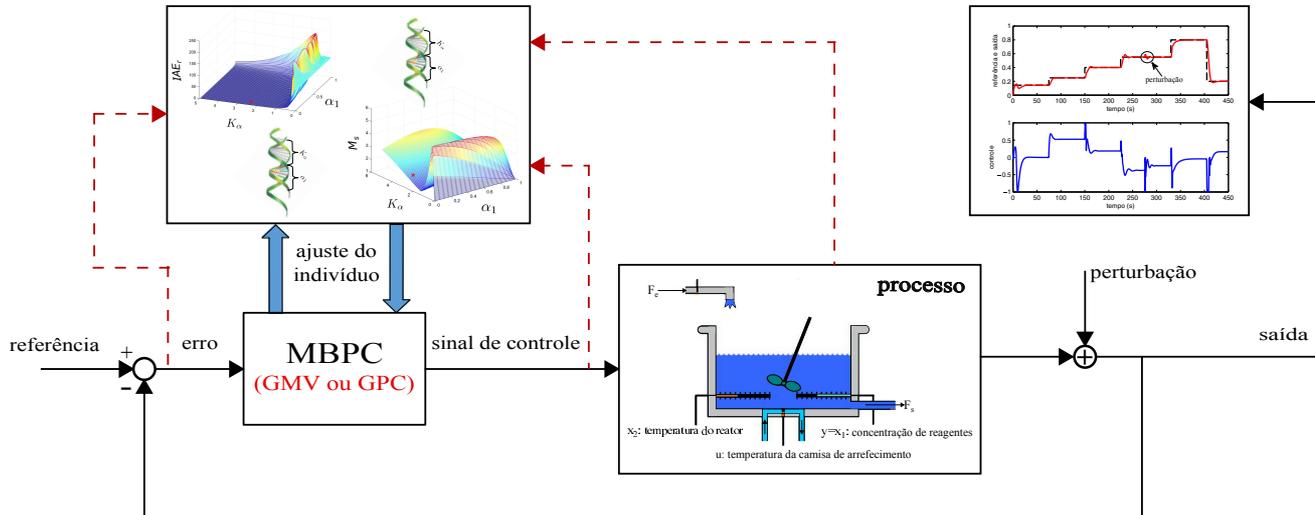


Figura 6 – Resumo gráfico da proposta da tese.

1.4 ESTADO DA ARTE

O estado da arte sobre os controladores preditivos é bastante abrangente e requer espaço e tempo para uma discussão mais ampla e detalhada das representações e sínteses de projetos, características e aplicabilidades na área da engenharia de controle. Nesta tese, considera-se alguns trabalhos relacionados ao tratamento do *offset*, rastreamento de referência, rejeição de perturbação de diferentes naturezas e robustez em MBPC's, dando ênfase aos controladores GMV e GPC, analisando práticas de projetos que apresentem resultados relevantes, tanto na representação em função de transferência como em espaço de estados. Adicionalmente, técnicas de hibridização da síntese destes controladores às estruturas clássicas de controle, como PID e IMC, são discutidas.

1.4.1 MBPC no Tratamento do *Offset*

As primeiras realizações e implementações industriais do MBPC datam do final da década de 70 e início de 80. Neste mesmo período, os controladores GMV e GPC surgiram através dos trabalhos de Clarke e Gawthrop (1975) e Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a, 1987b), respectivamente, sendo o GPC o sucessor natural do controlador GMV. Embora neste mesmo período Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b) tivessem se preocupado em dar um tratamento especial ao GPC para lidar com processos de variadas complexidades e ao mesmo tempo assegurar o *offset-free*, inserindo um filtro na saída do sistema e na função custo do GPC, os trabalhos que potencializaram o tratamento do *offset* e robustez, vieram alguns anos depois, conforme detalhados na sequência.

O formalismo matemático dado aos MBPC's para eliminar o *offset* surgiram de diferentes formas, através de representações por funções de transferência ou espaço de estados. A abordagem mais encontrada na literatura, consiste em aumentar o modelo do processo, representado em espaço de estados, com o modelo da dinâmica da perturbação desconhecida, que é estimado juntamente com os estados do sistema, por meio do observador de estados. Esta metodologia de projeto foi introduzida por Davison e Smith (1971), sendo analisada e estendida para ser utilizada em projetos MBPC's por diversos pesquisadores.

No trabalho de Muske e Badgwell (2002) foi apresentado um modelo geral de perturbação representada em espaço de estados para o MBPC, que atenua perturbações não mensuráveis, podendo estas apa-

recerem na entrada, estado ou saída do processo. Um modelo de sistema aumentado foi proposto e um cálculo do valor de regime permanente foi considerado para remover os efeitos da perturbação estimada. O projeto combinou a estimação da perturbação, o cálculo do valor de regime permanente e a dinâmica do controlador, para que fosse possível alcançar o *offset-free*. Este tipo de abordagem possui uma desvantagem, pois a adição de estados de perturbações constantes e não mensuráveis ao modelo aumentado, introduz modos instáveis ao sistema, que podem não ser controláveis, sendo assim, o sistema aumentado pode não ser estabilizável e, portanto, não pode ser utilizado diretamente no algoritmo do MBPC.

Em Pannocchia (2002) foi proposto o projeto de um MBPC robusto para eliminar o *offset*, onde a análise matemática foi realizada em espaço de estados e o modelo da dinâmica da perturbação foi combinado com o modelo do processo, alcançando um sistema aumentado. O objetivo era garantir o rastreamento da variável controlada, para qualquer processo que se encontrasse em uma região politópica. Os autores amostraram o número de perturbações adicionais igual ao número de medidas, que são suficientes para garantir o *offset-free*, desde que o sistema de malha fechada seja estável. A “desvantagem” desta abordagem é a complexidade matemática, a necessidade de analisar a convexidade do sistema e o algoritmo de otimização min-max.

Jipuang et al. (2002) apresentaram uma proposta para tratamento da rejeição de perturbação utilizando o GPC. O projeto utilizou um modelo CARIMA, com o polinômio $T_f(q^{-1})$ da perturbação, inserindo um filtro na saída do processo, onde este foi escolhido para ter ganho unitário de regime permanente. O projeto do GPC foi implementado por alocação de polos para assegurar o rastreamento de referência, e a rejeição de perturbação foi garantida pelo polinômio $T_f(q^{-1})$. O projeto é semelhante ao apresentado por Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b), porém a influência do filtro não aparece na função de transferência de malha fechada, pois este foi considerado unitário, e assim toda a análise de desempenho e robustez foi realizada sobre o polinômio $T_f(q^{-1})$. Talvez Jipuang et al. (2002) pudessem ter sido mais ousados e investigado a factibilidade do filtro no desempenho e robustez do sistema, aprimorando assim a pesquisa de Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b).

Na formulação de Pannocchia e Rawlings (2003), o *offset-free* empregando MBPC foi obtido pelo aumento dos estados do sistema, por meio da adição das perturbações não estacionárias (perturbações estimadas). A representação do sistema e do projeto do controlador foi

realizada em espaço de estados e uma perturbação não estacionária foi adicionada para cada variável controlada. Os estados e as perturbações foram estimados a partir dos sinais medidos do processo utilizando-se o filtro de Kalman. Perturbações com dinâmicas diferentes podem ser adicionadas, sendo necessário tomar cuidado com a matriz aumentada. Simulação em um sistema não linear foi mostrada, porém não foram exploradas mudanças de referências para que a capacidade do controlador em rastrear referência em toda a região de operação, mesmo as regiões mais não lineares, pudesse ter sido avaliada.

Em decorrência do trabalho de Pannocchia e Rawlings (2003), Maeder, Borrelli e Morari (2009) apresentaram um estudo das principais condições e algoritmos de projeto MBPC utilizando modelos de sistemas lineares, para rastrear referências constantes e garantir o *offset-free* para uma ampla gama de casos relevantes encontrados na academia e indústria. Posteriormente, Morari e Maeder (2012) estenderam esta ideia para aplicações em sistemas não lineares.

Outros trabalhos para eliminar o *offset* empregando o MBPC foram explorados, com a similitude das abordagens discutidas, isto é, aumentando o modelo da dinâmica do processo com a dinâmica da perturbação e utilizando um observador para estimar o estado e a perturbação. Os trabalhos mostraram que, quando um modelo apropriado da perturbação é utilizado, o *offset-free* é assegurado (QIN; BADGWELL, 2003; PANNOCCHIA; RAWLINGS, 2003; BORRELLI; MORARI, 2007; PANNOCCHIA; BEMPORAD, 2007; MAEDER; MORARI, 2008; MAEDER; BORRELLI; MORARI, 2009; MAEDER; MORARI, 2010).

Bordons e Cueli (2004) propuseram o projeto de um controlador preditivo incluindo um modelo de predição auto-regressivo (*Auto-Regressi-ve* - AR) da perturbação mensurável. O modelo da perturbação foi incluído no preditor e a lei de controle que minimiza uma determinada função custo foi composta de duas parcelas referentes as respostas livre, sendo uma parcela o cálculo da resposta livre convencional do MBPC, e a outra referente ao cálculo do valor estimado da resposta livre devido à perturbação mensurável. Simulações numéricas e resultados práticos foram apresentados, avaliando-se somente o rastreamento de referência periódica.

Baseado no trabalho de Muske e Badgwell (2002), Faanes e Skogestad (2005) investigaram alguns aspectos relacionados à ação integral no MBPC e sobre as incertezas no modelo do processo, utilizando a estimação da perturbação de entrada. A diferença neste trabalho foi que os autores assumiram que as perturbações eram ruídos brancos integrados e as introduziram no modelo aumentado, sendo que cada perturbação

deveria atuar diretamente nos estados do sistema.

Huusom et al. (2010a, 2010b, 2011, 2012) propuseram um algoritmo para estimação das perturbações desconhecidas e/ou não mensuráveis baseado em um método de estimação adaptativo, comparando com a abordagem clássica de modelagem da perturbação. A principal contribuição foi a estimação adaptativa com fator de esquecimento variável, aplicado ao MBPC para eliminar o *offset*, sendo vantajoso para sistemas que possuem perturbações em degrau, não periódicas, desde que o algoritmo de estimação atue rapidamente.

Diferentemente do que vem sendo discutido, Wang e Rossiter (2008) estenderam o projeto do GPC clássico para lidar com rastreamento de referência e rejeição de perturbação na forma senoidal, substituindo o polinômio $D(q^{-1})$ do GPC pela correspondente função senoidal, ajustando a frequência desta função de acordo com a frequência da referência e/ou perturbação. Ademais, um pré-filtro no sinal de entrada foi inserido no projeto deste controlador e uma estratégia de otimização do pré-filtro foi proposta, com o objetivo de melhorar o desempenho transitório no rastreamento de referência. A diferença entre o projeto de Wang e Rossiter (2008) e o GPC clássico, é que neste último, o polinômio $D(q^{-1}) = (1 - q^{-1})$, assegurando rastreamento de referência e rejeição de perturbação de regime permanente para sinais constantes.

Alguns aspectos podem ser observados do trabalho de Wang e Rossiter (2008): i) como $D(q^{-1})$ é uma função senoidal, o rastreamento de referência e rejeição de perturbação podem ser garantido, desde que a dinâmica e frequência da referência e perturbação sejam conhecidas, pois é necessário definir a priori este polinômio, para que seja inserido ao projeto do GPC; ii) nos resultados de simulação foi dado ênfase ao rastreamento de referência senoidal, não sendo explorada a rejeição de perturbação (percentual aceitável da rejeição de perturbação periódica), não estando claro se a proposta realmente é eficaz para rejeição de perturbação periódica.

Belda (2013) incorporou integradores ao projeto do GPC clássico para sinais de referência na forma senoidal e triangular, modificando a função custo do GPC clássico para cada sinal de referência, distintamente, mantendo o modelo inicial do sistema. A penalização do incremento de saída foi modificada, reduzindo o *ripple* da saída do sistema para garantir o *offset-free*. A proposta é interessante, porém, em relação ao tratamento do *offset*, a contribuição foi modesta, não alcançando um desempenho superior ao GPC clássico, pelo menos para o processo empregado no artigo.

Tatjewski (2014) propôs um projeto alternativo para lidar com o *offset*, baseado nas abordagens já exploradas, estimando os estados, modelando a dinâmica da perturbação e empregando no projeto do MBPC, porém com uma diferença que pode ser interessante do ponto de vista da necessidade de se buscar outras formas de tratar o problema. Três tipos diferentes de lidar com o problema foram apresentados: i) MBPC com modelo em espaço de estados, sendo um estado mensurável; ii) MBPC com observador/estimação de estados, e com uma forma estendida; iii) modelo em espaço de estados *velocity form*.

Para o caso do estado mensurável, este conduziu a uma estrutura de controle sem observadores de estado da perturbação. Para o caso onde o estado é não mensurável, uma nova e mais simples estrutura de observador-controlador MBPC foi proposta, com a observação de somente um estado do processo. A estrutura não é apenas mais simples, mas também com condições de aplicabilidade menos restritivas do que a abordagem convencional.

A maioria dos trabalhos apresentados trataram o problema do *offset* para referências constantes e perturbações mensuráveis e conhecidas, utilizando malha de controle clássica de realimentação. A comunidade científica continua explorando a aplicabilidade do MBPC para assegurar o *offset-free* como pode ser observado nos trabalhos recentes de Horváth et al. (2015), Wang et al. (2016), entre outros.

Em aplicações multivariáveis, para garantir o *offset-free*, rastreamento de referência e rejeição de perturbação e lidar com problemas de acoplamento, Munoz-Hernández e Jones (2006) estenderam a abordagem do GPC clássico com restrições no sinal de controle a um modelo MIMO simplificado de uma central hidroelétrica (*Dinorwig pumped-storage hydroelectric power station*). As respostas de malha fechada dos sistemas controlados foram comparadas entre os controladores GPC clássico e PI (*Proportional-Integral*).

1.4.2 *Feedback/Feedforward* no MBPC

Na teoria de controle, a ação *feedforward* poder ser vantajosa para compensar perturbações de diferentes naturezas, se o modelo do processo e da dinâmica da perturbação são suficientemente conhecidos, pois utiliza o conhecimento da perturbação para agir antecipadamente sobre o sistema controlado, antes que a mesma afete o erro do sistema (desvio entre os sinais de referência e saída) (VISIOLI, 2006).

Este tipo de estratégia de controle exige que a dinâmica da per-

turbação seja conhecida e o sinal mensurável, e o tempo de ação do controlador *feedforward* sobre a saída deve ser menor que o tempo que a perturbação leva para afetar a saída. Estas exigências limitam a utilização deste controlador em situações práticas, onde as perturbações são desconhecidas e não mensuráveis, exigindo que a variável controlada reaja bem à perturbação para que o desvio seja minimizado.

Considerando-se as características do controlador *feedforward* e suas restrições, alguns questionamentos são destacados: É possível incorporar a ação de controle *feedforward* na síntese do MBPC? Sobre quais circunstâncias esta estratégia pode ser útil para assegurar o *offset-free* diante de perturbações com dinâmicas desconhecidas e sinais não mensuráveis?

Observa-se pela investigação do estado da arte, que estes questionamentos ou estão sendo negligenciados pela comunidade científica ou de fato a estrutura *feedforward* incorporada a qualquer tipo de projeto MBPC não é potencialmente útil para lidar com o *offset* e para garantir rastreamento de referência, rejeição de perturbação de diferentes naturezas e robustez. Buscando-se abstrair o máximo de informações possíveis da aplicabilidade da ação de controle *feedforward* combinada ao projeto do MBPC, alguns trabalhos foram encontrados e avaliados.

Moon, Cole e Clark (2006) propuseram um projeto adaptativo para o GPC em uma estrutura de malha *Feedback/Feedforward*, sendo o projeto do controlador estendido quando o sinal da perturbação mensurável está disponível para a malha de controle *feedforward*. Os autores dividiram o projeto em duas tomadas de decisão: i) o GPC adaptativo *Feedback/Feedforward* foi utilizado quando a perturbação era estocástica ou randômica; ii) o GPC adaptativo foi estendido para tratar perturbação determinística ou periódica. Quando o algoritmo está sobre a ação da segunda decisão (ii), os sinais da perturbação mensurável são utilizados para estimar os valores da perturbação futura, o qual são empregados no projeto do controlador. Entretanto, quando a perturbação é desconhecida ou não mensurável, é difícil estimar o sinal da perturbação futura, e o termo futuro da perturbação no projeto do GPC é descartado. A proposta é interessante, porém, o problema para lidar com o *offset*, rastreamento de referência, rejeição de perturbação e robustez não foi tratado e, a estimativa das perturbações desconhecidas e não mensuráveis continua sendo uma limitação a ser explorada. O projeto foi aplicado em um processo específico, sendo necessário investigar a aplicabilidade do projeto em processos com diferentes dinâmicas.

Explorando as características e funcionalidades do controlador GMV e incorporando a estrutura *feedforward*, encontram-se poucos tra-

balhos (GRIMBLE, 2005; MOHAMED; ZAYED; ABOLAEHA, 2009). Mohamed, Zayed e Abolaeha (2009) propuseram uma malha de controle *Feedback/Feedforward* com o controlador GMV adaptativo, projetado por alocação de polos para sistemas SISO. O objetivo foi manter o rastreamento da referência na mudança de *setpoint*, rejeitar perturbação de carga constante de regime permanente e controlar processos de fase não mínima.

O primeiro trabalho encontrado que contém a ação de controle *feedforward* no MBPC apresentando um projeto “ótimo” e mais sistemático, foi o de Rossiter e Valencia-Palomo (2009). A proposta trata rastreamento de referência e rejeição de perturbação, emprega diferentes tipos de trajetória de referência e aborda casos com e sem restrições no sinal de controle. É importante observar que o artigo é “rico” em informações de projeto, todavia, não considera o impacto das perturbações (mensuráveis, não mensuráveis, conhecidas e desconhecidas) e MPM para análise de estabilidade e robustez. As perturbações aplicadas foram do tipo degrau e estas podem ser tratadas em uma malha de realimentação com o GPC clássico.

Goodwin et al. (2011) abordaram a questão de rastreamento de referência utilizando o MBPC na malha de controle *feedforward*, formulando uma estratégia denominada PF-MPC (*Preview and Feedforward Model Predictive Control*), lidando com referências não constantes. O formalismo matemático foi desenvolvido em espaço de estados e a estratégia de controle combina a informação prévia sobre as alterações da referência futura e o sinal de referência *feedforward*, buscando melhorar o desempenho nominal do MBPC. O projeto empregou uma função custo específica para a ação de controle *feedforward* e não abordou questões relacionadas à rejeição de perturbação e à robustez. Simulações com e sem restrições no sinal de controle foram apresentadas.

Carrasco e Goodwin (2011) propuseram uma extensão ao trabalho de Goodwin et al. (2011), onde o projeto do MBPC foi incorporado em uma estrutura de malha fechada com dinâmicas de referência e perturbação *feedforward*, isto é, foi implementado um controlador *feedforward* para a referência e outro para a perturbação, sendo o sinal da perturbação mensurável. Os controladores *feedforward* possuem a similitude do MBPC da malha *feedback*, ou seja, o próprio controlador *feedforward* é um MBPC, sendo este o principal diferencial do trabalho em relação aos demais desenvolvidos nesta mesma linha de pesquisa. O impacto das perturbações não mensuráveis foram avaliadas, porém, foi considerado que estas perturbações eram constantes e um observador foi empregado para assegurar um “perfeito” rastreamento dos sinais

de referência, mesmo na presença de perturbações não mensuráveis e MPM. Embora o artigo tenha uma característica de completude, com uma apresentação sistemática do projeto, organizado e com resultados interessantes, ainda assim o problema em lidar com perturbações desconhecidas e não mensuráveis e aspectos de robustez frente a MPM para processos com diferentes complexidades, não foi investigado.

Outros trabalhos vêm sendo desenvolvidos utilizando-se a ação de controle *Feedback/Feedforward*, empregando controladores clássicos e avançados e aplicando técnicas de sintonia “ótima” aos parâmetros dos controladores, utilizando índices de avaliação de desempenho e robustez, como o IAE_r e a função sensibilidade, respectivamente, ou mesmo métodos de sintonia clássicos (FAANES; SKOGESTAD, 2004; VILANOVA; ARRIETA; PONSÁ, 2009; HAST; HÄGGLUND, 2012; PAWLOWSKIA et al., 2012; VERONESI; VISIOLI, 2014; YU et al., 2014).

1.4.3 Controladores PID e IMC a Partir do MBPC

O controlador PID, há algumas décadas, é amplamente utilizado na indústria devido à sua simplicidade, robustez e aplicabilidade prática bem sucedida (HÄGGLUND; ÅSTRÖM, 2000; KHARE; SINGH, 2010; VILANOVA; VISIOLI, 2012; ALCÁNTARA; VILANOVA; PEDRET, 2013). Devido ao seu “ótimo” desempenho, observa-se que a academia e indústria vêm mostrando interesse em hibridizar a síntese dos controladores preditivos e adaptativos com a estrutura clássica PID, com o intuito de resgatar as propriedades do MBPC, correlacionando com a simplicidade do PID (YAMAMOTO; FUJII; KANEDA, 1998; UDUEHI; ORDYS; GRIMBLE, 2002; DAI et al., 2011; SILVEIRA; COELHO; GOMES, 2012b, 2012c).

Outra técnica de controle que vem crescentemente sendo investigada nas últimas décadas é a estrutura IMC, sendo reconhecida como uma das estratégias mais eficientes, em processos com dinâmica específica, para lidar com rejeição de perturbação constante e MPM, e tem tido uma história de sucesso em diversas aplicações, inclusive em abordagem de hibridização com os controladores PID e preditivo (SKOGESTAD, 2003; PREITL et al., 2004; ZHI-CHENG; ZHI-YUAN; JING-GANG, 2011; SHAMSUZZOHA; LEE, 2012; SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012; VUPPU; VENKATA; KODATI, 2015).

Os trabalhos pioneiros e populares que implementaram as características do controlador GMV no projeto do PID são de Cameron e Seborg (1983) e Yamamoto, Fujii e Kaneda (1998), onde este último propõe uma estrutura de controle PID aplicada no controle de tempe-

ratura de um reator. A Tabela (2) contém as principais propriedades de cada síntese de controle (o parâmetro ν está relacionado com o ganho proporcional K_c do PID e $E(q^{-1})$ é o polinômio de projeto do GMV).

Tabela 2 – Modelos padrão para o projeto do controlador GMV.

Cameron e Seborg (1983)
- Projeto de Controle: PI+D
- Topologia de Controle: caso posicional
- Ponderação na Saída: $P(q^{-1}) = (1 + P_{n1}q^{-1}) / (1 + P_{d1}q^{-1})$
- Ponderação no Controle: $Q(q^{-1}) = ((1 - q^{-1})/\nu) - B(q^{-1})E(q^{-1})$
- Simulação: sistema de aquecimento de um tanque com agitador
Yamamoto, Fujii e Kaneda (1998)
- Projeto de Controle: PID
- Topologia de Controle: caso incremental
- Ponderação na Saída: $P(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2}$
- Ponderação no controle: $Q(q^{-1}) = \nu - B(1)E(1)$
- Simulação: sistema de temperatura de um reator

Yamamoto, Inoue e Shah (1999) apresentaram uma nova estratégia de controle PID *self-tuning*, onde os ganhos do controlador PID foram calculados *online*, através da combinação das leis de controle dos controladores GMV e PID. Os polinômios de projeto do controlador GMV foram calculados por meio da técnica de alocação de polos.

Em decorrência dos trabalhos apresentados, empregando a síntese do controlador GMV, Asano e Yamamoto (2001) propuseram uma estratégia de controle preditiva PID *self-tuning* hibridizada com o GPC, analisando estabilidade e rejeição de perturbação de carga.

Tendo como base o trabalho de Asano e Yamamoto (2001), Sato e Inoue (2006) desenvolveram um método de projeto para o controlador PID *self-tuning*, onde este controlador, na estrutura de controle I+PD, foi hibridizado com o GPC, incluindo no projeto a trajetória da referência futura. A proposta mostrou que os parâmetros de projeto que ajusta a trajetória da referência futura, muda apenas o tempo integral do controlador PID.

Yamamoto, Sato e Inoue (2006) estenderam o projeto de Sato e Inoue (2006) e propuseram um controlador PID hibridizado com o GPC, inserindo um filtro na referência da lei de controle do GPC, sendo o ganho proporcional do controlador PID variável no tempo.

Os projetos de hibridização dos controladores GMV e PID cita-

dos anteriormente, utilizaram a metodologia de projeto GMV indireto, onde os parâmetros do modelo do processo precisavam ser identificados para que os parâmetros do controlador GMV e conseqüentemente do PID, fossem calculados. De modo contrário, Wakitani, Hanata e Yamamoto (2012) desenvolveram uma metodologia de projeto para a hibridização dos controladores GMV e PID, baseada no controlador GMV direto (abordagem adaptativa), onde os parâmetros do controlador GMV foram estimados diretamente, não necessitando da identificação dos parâmetros do modelo do processo (*model-free*).

Silveira, Coelho e Gomes (2012b) propuseram o projeto de um controlador PID adaptativo, isto é, a sintonia dos ganhos de projeto do controlador PID foi realizada a partir do controlador GMV direto, sendo o algoritmo proposto avaliado em processos *benchmark*. No mesmo ano, Silveira, Coelho e Gomes (2012c) apresentaram uma nova abordagem de hibridização entre os controladores GMV direto e PID, onde o ajuste do fator de ponderação do controle do controlador GMV foi ajustado de forma *online*, por meio de um algoritmo de aprendizagem adaptativo, empregando o método do gradiente. Para lidar com plantas não lineares, o algoritmo de controle redefine a cada iteração a matriz de covariância com base no erro de predição ponderado.

Coelho, Araújo e Silveira (2014) desenvolveram um projeto de hibridização dos controladores GMV e PID a partir de um controlador GMV indireto filtrado, em que a ponderação dos parâmetros do filtro, adiciona dois graus de liberdade na sintonia dos parâmetros do controlador PID, melhorando o desempenho e robustez de malha fechada.

Outra tendência de pesquisa na hibridização de controladores preditivos tem sido considerada por alguns pesquisadores, que é a combinação do GPC na estrutura de controle IMC, objetivando extrair as propriedades do GPC e relacionar com as vantagens do IMC. No entanto, poucas implementações no domínio do tempo discreto e formalismo matemático para estender as características e vantagens do GPC para o controlador IMC, a fim de lidar com processos de variadas complexidades (estáveis, instáveis, fase não mínima, fase mínima, integrador, entre outros), MPM e rejeitar perturbações, têm sido explorados.

Preitl et al. (2004) apresentaram o projeto do GPC, empregando diferentes tipos de restrições no sinal de controle, relacionando com a estrutura de controle IMC com saturação de malha, inserindo técnica *anti-windup* e mostrando a factibilidade da estrutura por meio de simulações numéricas, em processos *benchmark*. A pesquisa analisou o desempenho do sistema controlado em relação à sintonia dos parâme-

tros de projeto do GPC (horizonte de predição da saída e controle e ponderação do esforço de controle). Contudo, o projeto proposto não explorou aspectos de robustez, estabilidade e desempenho de malha fechada em processos integradores, instáveis e de fase não mínima, que são os processos com maiores limitações em uma malha de controle IMC, não estando claro a real contribuição da proposta.

Araújo, Jeronymo e Coelho (2014) propuseram um projeto de controle combinando o GPC posicional filtrado com uma estrutura IMC filtrada, resgatando as propriedades de estabilidade, robustez e desempenho do GPC e inserindo no esquema de controle do IMC, para lidar com o *offset* e MPM, e garantir rastreamento de referência e rejeição de perturbação e, principalmente para controlar processos instáveis e de fase não mínima, limitação da estrutura IMC clássica.

1.4.4 Estrutura de Controle Repetitivo

O controle repetitivo é uma das técnicas de controle baseada no IMP, e é usualmente utilizada pela comunidade acadêmica e industrial para lidar com rastreamento de referência e rejeição de perturbação de natureza periódica. Diversos trabalhos vêm sendo desenvolvidos e apresentados empregando o controle repetitivo combinado com outras estratégias de controle clássica e avançada, para controlar sistemas SISO e MIMO, com o objetivo de rastrear e/ou rejeitar referências/perturbações periódicas (YAMAMOTO, 1993; GUPTA; LEE, 2006; LIU; LIN, 2010; HASSAN, 2011; FLORES et al., 2012; WANG et al., 2016a). Contudo, ainda é uma área de estudo pouco explorada pela literatura de controle, principalmente quando se deseja combinar o controle repetitivo com os projetos MBPC's, como os controladores GMV e GPC.

Lee, Natarajan e Lee (2001) apresentaram o projeto do controlador repetitivo combinado com o MBPC para lidar com erros periódicos e rastreamento de referências periódicas, inserindo restrições nos sinais de controle e saída, na formulação do projeto. A descrição do projeto foi para sistemas lineares e variantes no tempo, porém, nos resultados de simulação, um sistema MIMO_{2x2} invariante no tempo, controlado pelos controladores PID, DMC e o MBPC repetitivo proposto, foi mostrado.

Nos projetos de Ginhoux et al. (2003a, 2003b, 2003c) foram propostos um esquema de controle repetitivo combinado com o GPC para controlar um robô cirúrgico em uma trajetória de referência definida pelo cirurgião e, rejeitar perturbações periódicas conhecidas na saída do processo. Uma nova função custo foi desenvolvida para o GPC sem

restrições, empregando modelos SISO e MIMO. O rastreamento de referência e a rejeição de perturbação foram tratados separadamente pelo controlador. O controlador proposto foi validado por meio de simulações numéricas e práticas e em aplicação específica da área médica, isto é, uma cirurgia auxiliada por robô.

O projeto de controle repetitivo combinado com o controlador GMV pode ser encontrado no trabalho de Patete, Furuta e Tomizuka (2006), onde foi proposto um modelo de projeto do controle repetitivo baseado no controlador GMV posicional, empregando a técnica *self-tuning*. O modelo do sinal repetitivo externo foi inserido em série com o controlador GMV e o processo, em uma malha de controle clássica realimentada, sendo o projeto do controlador GMV desenvolvido para um modelo composto pelo modelo do processo mais o sinal repetitivo. Simulações foram apresentadas para rastreamento de referência e rejeição de perturbação na forma senoidal, porém, o período da frequência dos sinais de referência e perturbação foram iguais, propiciando ao controlador o tratamento dos sinais periódicos.

Os trabalhos de Gangloff et al. (2006), Ott et al. (2008, 2009) propuseram uma estrutura de malha com dois GPC's, um GPC clássico incremental na malha direta e outro GPC incremental repetitivo (R-GPC) na malha de realimentação. O R-GPC possui um operador diferencial, Δ , e um gerador de sinais periódicos na função custo, alcançando uma lei de controle capaz de lidar com referência e perturbação periódicas. As simulações exploradas foram para aplicações específicas na área médica e era necessário conhecer a frequência da perturbação para que o gerador de sinais periódicos pudesse ser configurado.

Balaji et al. (2007) apresentaram uma nova estratégia de controle que combina os conceitos básicos de controle de aprendizado iterativo (*Interactive Learning Control - ILC*), controle repetitivo e MBPC. As variáveis de estados do modelo são repostas periodicamente, juntamente com a ação de controle do MBPC, de modo que o sistema siga a trajetória de referência com o menor erro possível. O projeto foi aplicado no controle de um reator de fluxo reverso catalítico, utilizado para a combustão de metano, sendo as inversões de fluxo periódicas efetuadas no sistema, um desafio a ser controlado.

Outros trabalhos foram apresentados pela literatura para lidar com referências e perturbações periódicas, não sendo viável para a escrita da tese descrever todos eles. Vale ressaltar que em todas as propostas ou na maioria, são investigados somente o rastreamento de referência, não sendo explorados rejeição de perturbação e MPM, e é necessário que a frequência do sinal periódico a ser tratado seja conhe-

cida a priori para que o gerador periódico possa ser configurado.

1.4.5 Aspectos de Robustez e Desempenho

Na área da Engenharia de Controle, uma interessante metodologia de projeto, por exemplo, consiste em determinar limites apropriados as funções que determinam a margem de robustez, como a função sensibilidade (M_s) e os índices de desempenho, como o IAE_r ou TVC, de tal maneira que seus valores permaneçam dentro de limites desejados, para que o sistema de controle responda a valores adequados de robustez e desempenho. Esta metodologia é denominada *loop-shaping*, e é interessante tanto do ponto de vista acadêmico, como industrial (AYALA; COELHO, 2008; ZHENG et al., 2009; AICHA; BOUANI; KSOURI, 2013; ÅSTRÖM; SEGOVIA; HÄGGLUND, 2014; VUPPU; VENKATA; KODATI, 2015).

A literatura de controle apresenta diversos trabalhos empregando-se a técnica *loop-shaping*, por meio da função sensibilidade e do índice IAE_r , entretanto, a maioria das pesquisas utilizam as estratégias de controle PID e/ou IMC, como pode ser observado nos trabalhos de Wang e Shao (2000), Zhi-cheng, Zhi-yuan e Jing-gang (2011), Skogestad e Grimholt (2012), Alcántara, Vilanova e Pedret (2013), Vuppu, Venkata e Kodati (2015), Åström, Segovia e Hägglund (2014).

Uma abordagem interessante explorada pela comunidade científica para a sintonia “ótima” dos controladores clássico e avançado é através da otimização dos parâmetros destes controladores empregando-se inteligência computacional (AL-DUWAISH; NAEEM, 2001; AYALA; COELHO, 2008; SHAO, 2012; AICHA; BOUANI; KSOURI, 2013). Para os projetos de controladores clássicos, Ayala e Coelho (2008) apresentaram uma técnica de sintonia dos parâmetros do controlador PID utilizando algoritmo genético. Duas abordagens de algoritmos genéticos foram mostradas para rastreamento de trajetória.

Para o projeto dos MBPC's, Al-Duwaish e Naeem (2001) propuseram a implementação de um DMC não linear para processos *Hammerstein* e *Wiener* empregando algoritmo genético. A avaliação do algoritmo foi realizada tendo como base as restrições estabelecidas no processo e na função custo do DMC. Na mesma direção do trabalho de Al-Duwaish e Naeem (2001), Shao (2012) apresentou o GPC baseado em algoritmo genético para otimização da função custo deste controlador, sendo o sinal de controle a variável de decisão, submetida a um conjunto de restrições.

Aicha, Bouani e Ksouri (2013) desenvolveram um formalismo

matemático sistemático do GPC clássico a sistemas multivariáveis (*Multivariable* GPC - M-GPC), para um ajuste automático da síntese deste controlador por meio de uma otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, minimizando assim dois parâmetros de desempenho de malha fechada, sobressinal e tempo de resposta.

Observa-se pelo estado da arte que, no contexto dos MBPC's, pouco interesse tem sido dado na investigação de projetos utilizando inteligência computacional e, ao mesmo tempo correlacionando com os conceitos de desempenho e robustez existentes na teoria de controle. Esta abordagem pode ser interessante do ponto de vista teórico e prático, pois é possível combinar as propriedades e vantagens do MBPC e dos algoritmos computacionais inteligentes para projetar sistemas de controle mais robustos e com melhor desempenho.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta tese está organizada da seguinte forma:

Capítulo 2: apresenta-se uma descrição sobre os índices de desempenho e robustez encontrados na literatura, discutindo-se a respeito do critério de estabilidade de Nyquist e do teorema do pequeno ganho, conceitos estes utilizados no desenvolvimento da tese. Mostra-se também o projeto desenvolvido da otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético para os filtros dos controladores propostos, relacionando-se os conceitos de desempenho e robustez como ferramentas de avaliação em um sistema de controle.

Capítulo 3: apresenta-se uma breve descrição da teoria do controlador GMV clássico e o desenvolvimento de três novos projetos do GMV filtrado na abordagem posicional e com representação em função de transferência para sistemas SISO, ampliando a família de projeto dos controladores GMV. No primeiro e segundo projeto, emprega-se o método indireto e direto, respectivamente, e no terceiro projeto tem-se a sintonia do controlador PID por meio do controlador GMV filtrado indireto. Mostra-se uma estrutura alternativa de malha de controle com o GMV filtrado para mitigar problemas de saturação de malha. Simulações numéricas e práticas são fornecidas e comparadas com o GMV clássico.

Capítulo 4: apresenta-se o novo projeto do GPC posicional filtrado, representado na forma de função de transferência, aplicado a sistemas SISO e MIMO. Mostra-se uma estrutura alternativa de malha

de controle empregando-se o GPC filtrado para contornar problemas de saturação de malha. Descreve-se um estudo comparativo entre o GPC filtrado proposto e as demais abordagens de projetos do GPC clássico exploradas pela literatura. Apresenta-se também um projeto alternativo de hibridização do GPC filtrado com os controladores PID e IMC. Mostra-se a proposta de um projeto de sintonia para os parâmetros do filtro do GPC filtrado, a partir do teorema do pequeno ganho e dos conceitos de incertezas aditivas e multiplicativas. Simulações numéricas são fornecidas e comparadas com o GPC clássico e com GPC's encontrados na literatura de controle preditivo.

Capítulo 5: apresenta-se uma breve discussão sobre o controle repetitivo, conceitos básicos, a relação com os MBPC's e aplicações. Mostra-se uma proposta alternativa de malha de controle repetitiva, combinada com o GMV e GPC filtrado, onde a estrutura com o GPC é desenvolvida na forma adaptativa. Simulações numéricas e práticas são fornecidas, validando-se a factibilidade dos projetos.

Capítulo 6: apresenta-se uma breve descrição sobre a teoria da ação de controle *Feedback/FeedForward* clássico e do controle *feed-forward* combinado com o controle IMC clássico. Mostra-se um novo projeto de controle *Feedback/FeedForward* inserido na estrutura de controle do IMC filtrado, empregando-se uma abordagem adaptativa, com o intuito de lidar com perturbações desconhecidas e não mensuráveis. Simulação numérica é fornecida para diferentes perturbações.

Capítulo 7: conclusões finais são apresentadas com ênfase nas contribuições da tese, publicações realizadas e perspectivas de pesquisas futuras.

2 ANÁLISE DE DESEMPENHO E ROBUSTEZ

2.1 INTRODUÇÃO

Aspectos de desempenho e robustez são conceitos importantes na análise do comportamento transitório e de regime permanente de um sistema de controle. No projeto de um controlador robusto, este deve apresentar uma adequada margem de estabilidade e robustez, estabelecendo assim, um compromisso entre estabilidade de malha fechada e desempenho. A literatura de controle apresenta diversos índices de desempenho e robustez que permitem quantificar e/ou qualificar o sistema controlado, avaliando o grau de robustez do controlador projetado (SKOGESTAD, 2003; ÅSTRÖM; MURRAY, 2008).

Tipicamente, diversos sistemas de controle são projetados utilizando-se modelos de processos simplificados, onde estes modelos representam as dinâmicas mais relevantes, necessárias ao projeto do controlador. Entretanto, muitos sistemas dinâmicos possuem características complexas, que são ignoradas e interferem na fase de projeto, os quais precisam funcionar adequadamente quando aplicados em ambientes reais, sempre que submetidos a diferentes pontos de operação e expostos a diversas interferências inerentes ou não no sistema realimentado.

Analisando o sistema de controle em relação a robustez, duas propriedades são relevantes avaliar: i) a propriedade de estabilidade robusta, conjunto de modelos com dinâmicas diferentes, e ii) a propriedade de desempenho robusto, rastreamento de referência e rejeição de perturbação. Assim, um controlador robusto corretamente projetado, deve satisfazer estas duas propriedades. Desta forma, se um sistema de controle opera satisfatoriamente, mesmo frente a MPM, sujeito a perturbações e operando em diversos pontos de operação (lineares e não lineares), tem-se então um sistema com desempenho robusto e que funciona para um conjunto de processos com dinâmicas diferentes (MORARI; ZAFIRIOU, 1989; JIMENEZ, 2000).

Este capítulo aborda os principais conceitos sobre os índices de desempenho e robustez para avaliação de ambos, desempenho robusto e estabilidade robusta. Os índices de desempenho são utilizados na avaliação dos sinais de saída e controle, medindo o comportamento do sistema em relação ao rastreamento de referência e rejeição de perturbação. Na análise de robustez são explorados o critério de estabilidade de Nyquist, os conceitos de GM e PM e do teorema do pequeno ganho (empregado na análise da estabilidade robusta frente a MPM).

Adicionalmente, aspectos de robustez e desempenho são apresentados, sendo estes aspectos incorporados na sintonia dos polinômios de projeto dos controladores propostos nesta tese, detalhados nos capítulos seguintes, servindo como índices para análise da estabilidade robusta e desempenho dos sistemas realimentados por estes controladores.

2.2 ÍNDICES DE DESEMPENHO

Os índices de desempenho são amplamente utilizados na literatura de controle como uma medida quantitativa do desempenho do sistema controlado, sobretudo para avaliação de rastreamento de referência, rejeição de perturbação e da energia do sinal de controle. Quando estes índices são minimizados, o sistema de controle é considerado “ótimo” ou com desempenho dentro dos padrões desejados, e estes são escolhidos dando-se ênfase nas especificações consideradas importantes ao sistema.

Diversas definições são comumente empregadas para investigar o critério do erro mínimo integral e medir a energia do controle, por meio dos sinais de erro e controle, respectivamente (SEBORG et al., 2011; SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012; YU et al., 2014). Portanto, as Equações (2.1) e (2.2), no domínio do tempo discreto, são utilizadas nesta tese como índices quantitativos de avaliação de desempenho dos sistemas de controle propostos.

- **Integral do Erro Absoluto:** este índice de desempenho, denominado *Integrated Absolute Error* (IAE_r), integra o erro absoluto ao longo do tempo e não adiciona peso a nenhuma medida do sinal de erro na resposta do sistema.

$$IAE_r = \sum_{k=1}^{\infty} |e(k)| \quad (2.1)$$

- **Varição Total do Controle:** o índice conhecido como *Total Variation of Control* (TVC), permite medir o módulo da variação do sinal de controle, podendo-se assim avaliar o esforço de controle sobre os atuadores de um sistema de controle.

$$TVC = \sum_{k=1}^{\infty} |u(k) - u(k-1)| \quad (2.2)$$

2.3 CRITÉRIO DA ESTABILIDADE DE NYQUIST

O critério da estabilidade de Nyquist tem como metodologia determinar a estabilidade de malha fechada de um sistema de controle, a partir da característica da resposta em frequência de malha aberta. Este critério pode ser aplicado em sistemas estáveis e instáveis de malha aberta e em sistemas com múltiplos valores de frequência de corte, fornecendo assim a medida de estabilidade e os valores de margem ganho e de fase (SEBORG et al., 2011; FADALI; VISIOLI, 2012).

Considerando o diagrama de blocos da Figura (7)

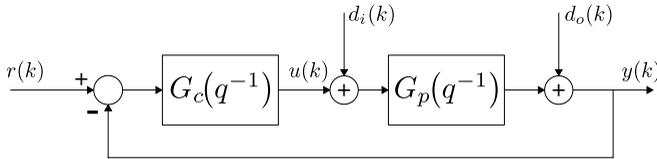


Figura 7 – Malha de realimentação clássica.

O polos de malha fechada são definidos por

$$P_c(q^{-1}) = 1 + G_c(q^{-1})G_p(q^{-1}) = 1 + G_{ma}(q^{-1}) = 0 \quad (2.3)$$

onde $G_{ma}(q^{-1})$ é o ganho de malha, e o polinômio característico $P_c(q^{-1})$ muda de acordo com o controlador $G_c(q^{-1})$. Para o caso de sistema no domínio do tempo discreto, a análise da estabilidade, que é determinar o número de polos instáveis do sistema de malha fechada, é igual a dos sistemas no domínio do tempo contínuo, sendo a posição dos polos analisada no círculo unitário no plano Z . O valor do ganho de malha do círculo unitário é $G_{ma}(e^{j\omega_n})$ ou seu conjugado $G_{ma}(e^{-j\omega_n})$, no qual é a resposta em frequência do sistema, sendo a faixa de frequência normalizada para o ângulo $\omega_n = \omega T_s$, no intervalo de $-\pi/T_s \leq \omega \leq \pi/T_s$.

Para o propósito de análise da estabilidade de um sistema realimentado, Figura (7), o polinômio característico $P_c(q^{-1})$ é um número complexo e portanto tem ângulo ou argumento. O número de polos e zeros de $P_c(q^{-1})$ são circundados por um contorno fechado Γ no plano complexo Z , então o $\arg P_c(q^{-1}) = 360^\circ$ (números de zeros menos os números de polos de $P_c(q^{-1})$ dentro de um contorno Γ). A Figura (8) mostra o gráfico do critério da estabilidade de Nyquist para sistemas no domínio do tempo discreto.

Na Figura (8), o círculo menor é o círculo unitário, enquanto que

o círculo maior é selecionado com um valor de raio “infinito”, de modo a incluir todos os polos e zeros do polinômio característico desejado. Se o contorno \mathbf{C}_B , que envolve todo o círculo unitário, for mapeado através da função de transferência de malha aberta, $G_{ma}(q^{-1})$, então o número de polos de malha fechada, P_{mf} , fora do círculo unitário, é igual ao número de rotações N_{Ny} do contorno mapeado, mais o número de polos de malha aberta, P_{ma} , fora do círculo unitário, isto é

$$P_{mf} = N_{Ny} + P_{ma} \quad (2.4)$$

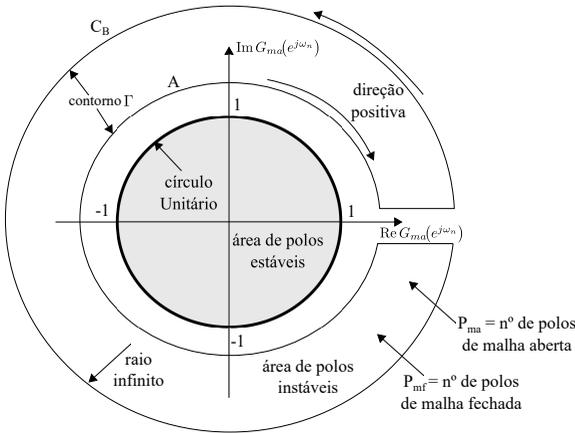
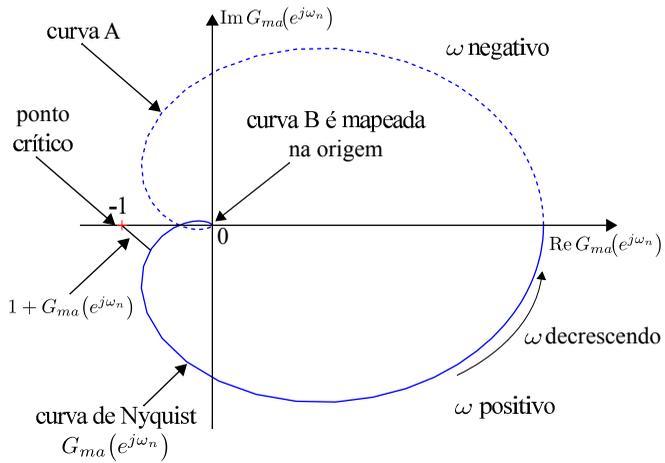


Figura 8 – Gráfico do critério da estabilidade de Nyquist.

O gráfico de Nyquist é um diagrama cartesiano no plano complexo, o qual $G_{ma}(q^{-1})$ é plotado. O polinômio característico $P_c(q^{-1})$ é o vetor do ponto $(-1, j0)$, que é denominado de ponto crítico para a curva de Nyquist. Outra maneira de analisar o critério da estabilidade de Nyquist é envolver as frequências características, ou seja, a amplitude da frequência de cruzamento, ω_c , que é a frequência quando a curva $G_{ma}(e^{j\omega_n})$ cruza o círculo unitário, e a fase da frequência de cruzamento, ω_{180} , que é a frequência onde $G_{ma}(e^{j\omega_n})$ cruza o eixo real negativo, conforme as seguintes equações

$$|G_{ma}(e^{j\omega_c T_s})| = 1, \quad \Phi_{180} = \arg G_{ma}(e^{j\omega_{180} T_s}) = -180^\circ. \quad (2.5)$$

As Figuras (9(a)) e (9(b)) apresentam a curva padrão de Nyquist de $G_{ma}(q^{-1})$ e a definição da amplitude e fase na frequência de cruzamento, respectivamente.



(a) Diagrama de Nyquist padrão

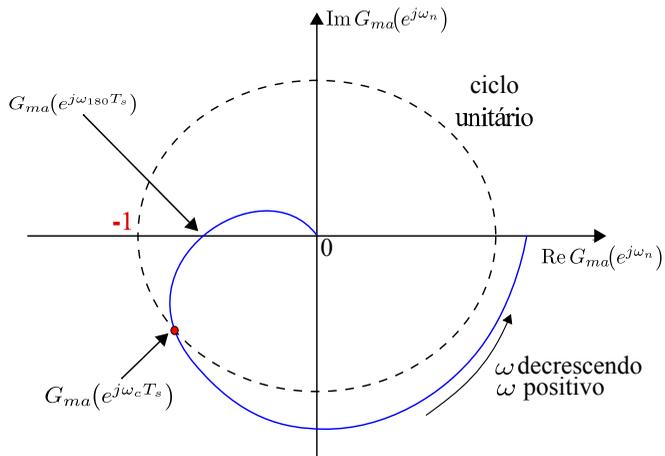
(b) ω_c e ω_{180} no diagrama de Nyquist

Figura 9 – Diagramas de Nyquist.

Algumas observações a respeito do critério de Nyquist são importantes destacar (FADALI; VISIOLI, 2012; SEBORG et al., 2011):

- i) fornece uma condição necessária e suficiente para análise da estabilidade de malha fechada, baseado na função de transferência de malha aberta;
- ii) o ponto crítico $(-1, j0)$ é deduzido da Equação (2.5);
- iii) o valor de N_{Ny} é o número de voltas completas em torno do ponto crítico $(-1, j0)$. Um valor positivo de N_{Ny} indica que o ponto crítico é circundado no sentido horário e valor negativo no sentido anti-horário;
- iv) N_{Ny} com valores negativos, implica que cada envolvimento contracorrente pode estabilizar um polo instável de malha aberta;
- v) o sistema de malha fechada será estável se $P_{mf} = 0$;
- vi) muitos processos são estáveis em malha aberta, nesta situação $P_{ma} = 0$ e $P_{mf} = N_{Ny}$. Porém, um sistema estável de malha aberta só é estável em malha fechada se e somente se o gráfico de Nyquist não contornar o ponto $(-1, j0)$, isto é, se $N_{Ny} = 0$.

2.4 MARGENS DE ESTABILIDADE

A concepção de margens de estabilidade, isto é, margem de ganho (GM) e margem de fase (PM), é para fornecer uma medida útil na análise da estabilidade robusta e desempenho, pois os sistemas de malha fechada podem tornar-se instáveis se a dinâmica do processo mudar ou se o controlador não é bem sintonizado, portanto, é importante ter-se uma medida quantitativa da estabilidade, que indique quão perto o sistema controlado está da região de instabilidade (ÅSTRÖM; MURRAY, 2008; SEBORG et al., 2011; SKOGESTAD; GRIMHOLT, 2012).

A GM é definida como a variação requerida no ganho de malha aberta, necessária para levar o sistema à instabilidade. Isto é, o aumento do ganho que G_{ma} pode tolerar na frequência ω_{180} , antes que a curva G_{ma} passe através do ponto crítico no diagrama de Nyquist. Sistemas com valores altos de GM podem suportar maiores mudanças nos parâmetros, antes de atingirem a instabilidade de malha fechada.

A PM também fornece a medida da estabilidade relativa, indica quanto de atraso, *dead-time*, pode ser incluído na malha de realimentação antes de ocorrer a instabilidade. Pode-se dizer também que PM é

a redução de fase que a curva G_{ma} pode tolerar na frequência ω_c , antes que a curva G_{ma} passe através do ponto crítico. As definições de GM e PM são dadas nas Equações (2.6) e o gráfico da Figura (10) representa estas margens no diagrama de Nyquist.

$$GM = \frac{1}{|G_{ma}(e^{j\omega_{180}T_s})|} \quad , \quad PM = 180^\circ + \arg G_{ma}(e^{j\omega_c T_s}) \quad (2.6)$$

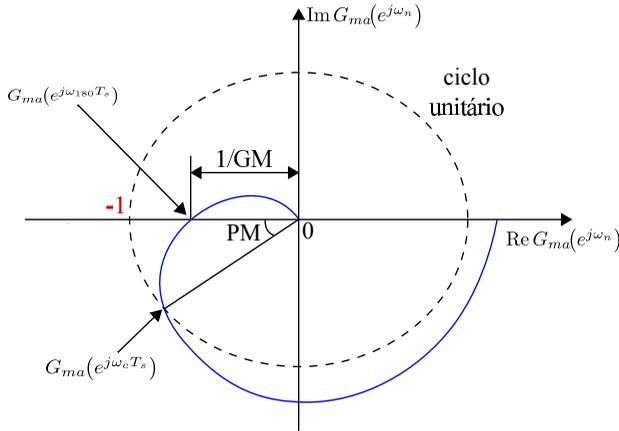


Figura 10 – GM e PM definidas no diagrama de Nyquist.

Os valores de GM e PM têm uma relação direta com a resposta do sistema de malha fechada, ou seja, quanto maior os valores de GM e PM, melhor é a estabilidade, porém, mais lenta torna-se a resposta dinâmica do sistema, por outro lado, valores menores destes ganhos, correspondem em respostas mais rápidas, contudo, mais oscilatórias. Em geral, um sistema de controle adequadamente projetado, tem as seguintes margens de ganho e de fase: $1.7 \leq GM \leq 4.0$ e $30^\circ \leq PM \leq 45^\circ$. Para determinadas especificações de projeto, os seguintes valores também podem ser utilizados: $GM \geq 2.5$ e $PM \geq 45^\circ$ (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2009; SEBORG et al., 2011).

2.5 FUNÇÕES SENSITIVIDADE E COMPLEMENTAR

As funções sensibilidade e sensibilidade complementar, permitem avaliar as características da resposta de malha fechada, fornecendo importantes informações à análise da estabilidade e robustez do sistema controlado.

Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (7), é possível definir duas importantes funções, **Função Sensitividade**, S_{sen} , e **Função Sensitividade Complementar**, T_{com} , conforme as seguintes equações (SEBORG et al., 2011):

$$S_{\text{sen}} \triangleq \frac{1}{1 + G_c G_p} \quad , \quad T_{\text{com}} \triangleq \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p}. \quad (2.7)$$

Comparando-se o diagrama de blocos da Figura (7) e as Equações (2.7), conclui-se que S_{sen} é a função de transferência de malha fechada para a perturbação $d_o(k)$, enquanto T_{com} é a função de transferência de malha fechada para a referência $r(k)$, onde $S_{\text{sen}} + T_{\text{com}} = 1$. S_{sen} e T_{com} indicam quão sensível é o sistema de malha fechada para mudanças no processo. S_{sen} deve ser pequeno nas baixas frequências e convergir para 1 (0 dB) nas altas frequências e T_{com} deve estar em 1 (0 dB) nas baixas frequências e se tornar menor nas altas frequências (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2009; SEBORG et al., 2011). O gráfico da Figura (11) mostra um exemplo da função sensitividade e da função sensitividade complementar para um sistema $G_c(q^{-1})G_p(q^{-1})$.

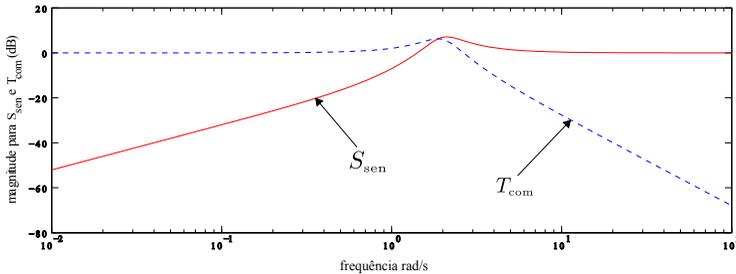


Figura 11 – Gráfico da S_{sen} e T_{com} .

Seja $|S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})|$ e $|T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})|$ a razão da amplitude de S_{sen} e T_{com} , respectivamente, então o máximo valor da razão de amplitude fornece medidas úteis de robustez e também servem como critérios de projeto de sistemas de controle. Definindo-se M_s como o máximo valor de $|S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})|$ para todas as frequências, tem-se a seguinte relação:

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} |S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})| \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{1}{1 + G_c(e^{j\omega_n})G_p(e^{j\omega_n})} \right|. \quad (2.8)$$

O máximo valor de S_{sen} também tem uma interpretação geométrica, onde M_s é o inverso da menor distância do diagrama de Nyquist de $G_{ma}(e^{j\omega_n})$ para o ponto crítico $(-1, j0)$. Portanto, quanto menor o valor de M_s , mais robusto é o sistema de malha fechada (Figura (12)) (WANG; SHAO, 2000; ÅSTRÖM; MURRAY, 2008).

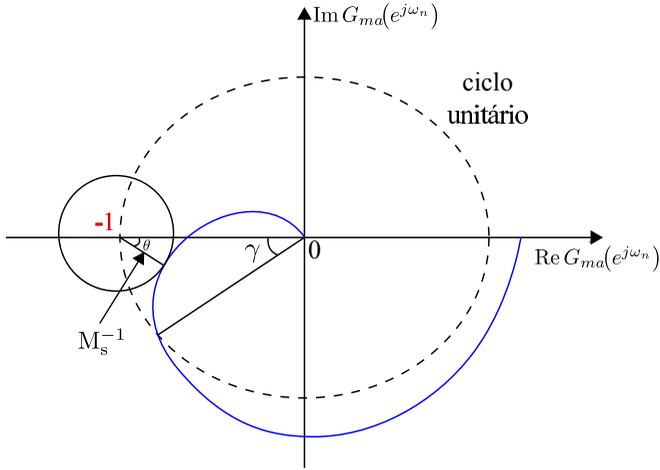


Figura 12 – Relação de M_s no diagrama de Nyquist.

O máximo valor de $|T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})|$ fornece uma medida de robustez denominada M_t , onde o cálculo desta medida é dado por

$$M_t \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} |T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})| \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{G_c(e^{j\omega_n})G_p(e^{j\omega_n})}{1 + G_c(e^{j\omega_n})G_p(e^{j\omega_n})} \right|. \quad (2.9)$$

M_s e M_t também são conhecidos como pico de ressonância da função sensibilidade e da função sensibilidade complementar, respectivamente, e seus valores podem ser relacionados com as margens de ganho e de fase. As Equações (2.10) mostram a relação de M_s e M_t com GM e PM (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 1996; SEBORG et al., 2011; SILVEIRA; RODRIGUEZ; COELHO, 2012a).

$$\begin{aligned} \text{GM} &\geq \frac{M_s}{M_s - 1} & \text{e} & \quad \text{PM} \geq 2\sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_s} \right), \\ \text{GM} &\geq 1 + \frac{1}{M_t} & \text{e} & \quad \text{PM} \geq 2\sin^{-1} \left(\frac{1}{2M_t} \right). \end{aligned} \quad (2.10)$$

Projetando-se um controlador para atender a valores especificados de M_s ou M_t , estabelece-se então limites inferiores para GM e PM, isto é, para um sistema de controle corretamente projetado para alcançar respostas de malha fechada dentro dos padrões desejados de desempenho, M_s e M_t devem estar nas faixas $1.2 \leq M_s \leq 2.0$ e $1.0 \leq M_t \leq 1.5$, respectivamente (SEBORG et al., 2011). É importante observar que, para um sistema de controle funcionar de maneira robusta, isto é, dentro da faixa de valores das métricas de robustez estabelecidas no projeto do controlador, ele não deve ser sensível à pequenas variações no sistema ou à incertezas no modelo do processo.

Os índices de desempenho (IAE_r e TVC) e robustez (M_s, M_t , GM e PM) apresentados são empregados nesta tese, não somente como ferramenta de avaliação da análise de desempenho e robustez, mas também para incorporar estas propriedades (*trade-off* entre desempenho e robustez) na sintonia dos polinômios de projeto dos controladores propostos, por meio de uma otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético.

Através de $S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})$ e $T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})$, é possível relacionar os valores de M_s e M_t com os parâmetros de projeto dos controladores I-FPGMV (*Indirect Filtered Positional GMV*), FPGPC (*Filtered Positional GPC*) e MFP-GPC (*Multivariable FPGPC*), propostos nesta tese. Considerando-se os diagramas de blocos da Figura (19), controlador I-FPGMV, e da Figura (31), projeto FPGPC, e utilizando-se as Equações (2.8) e (2.9), tem-se os picos de ressonância das funções sensibilidade e sensibilidade complementar para os controladores I-FPGMV e FPGPC, conforme as seguintes equações:

$$\begin{aligned} M_s &\triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \infty} \left| \frac{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n})}{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})} \right|, \\ M_t &\triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \infty} \left| \frac{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})}{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})B(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})} \right|. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Os polinômios $R(e^{j\omega_n})$ e $S(e^{j\omega_n})$ na Equação (2.11), estão associados aos controladores I-FPGMV e FPGPC na forma canônica RST, isto significa que, para cada controlador I-FPGMV ou FPGPC, estes devem ser substituídos pelos seus respectivos polinômios, $R_{\text{GMV}}(e^{j\omega_n})$, $S_{\text{GMV}}(e^{j\omega_n})$ ou $R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})$, $S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})$. Por meio destes índices de robustez, juntamente com o índice de desempenho IAE_r, é possível

encontrar valores “ótimos” aos parâmetros do filtro $K_{\alpha}\alpha(e^{j\omega_n})$ destes controladores, utilizando-se técnica de otimização (Seção 2.8).

2.6 TEOREMA DO PEQUENO GANHO

Esta seção aborda a análise da estabilidade robusta a partir do teorema do pequeno ganho. Este teorema, é empregado nesta tese como ferramenta à análise de robustez do sistema controlado, na presença de incertezas de modelagem não-estruturadas, ou seja, incertezas aditivas e multiplicativas, fornecendo informações úteis a respeito da estabilidade robusta e desempenho, em relação a erros de modelagem e ao ajuste dos parâmetros dos filtros dos controladores preditivos propostos (ZHOU; DOYLE; GLOVER, 1996; JIMENEZ, 2000).

Na literatura de controle existem diversas pesquisas sobre análise de robustez baseadas em MPM. O estudo a respeito das incertezas no modelo do processo está dividido em duas categorias: **incerteza estruturada**, onde admite-se que a incerteza seja modelada, havendo faixas e limites à incertezas dos parâmetros do sistema, isto é, supondo-se que a estrutura do modelo é conhecida, a incerteza reside apenas nos valores numéricos de seus parâmetros e a **incerteza não-estruturada**, sendo desconhecidas as fontes das incertezas, ou seja, tem-se menos conhecimento da estrutura do processo (BANERJEE; SHAH, 1995; ZHOU; DOYLE; GLOVER, 1996; ANDERSON; BRINSMEAD, 2001).

Supõe-se um modelo nominal $G_m(q^{-1})$, escolhido para representar adequadamente as dinâmicas de um processo real $G_p(q^{-1})$, onde este assume qualquer valor dentro de um conjunto L de processos, lineares e invariantes, e é definido em termos de $G_m(q^{-1})$. A especificação de L é a resposta do sistema no domínio da frequência, no qual fornece a magnitude e a fase para todas as frequências relevantes ao sistema.

Os conjuntos L do sistema real para incertezas aditivas, L_a , e multiplicativas L_m , podem ser descritos como

$$\begin{aligned} L_a &= \{G_p(e^{j\omega_n}) : |G_p(e^{j\omega_n}) - G_m(e^{j\omega_n})| \leq W_a(\omega_n)\} \\ L_m &= \left\{ G_p(e^{j\omega_n}) : \left| \frac{G_p(e^{j\omega_n}) - G_m(e^{j\omega_n})}{G_m(e^{j\omega_n})} \right| \leq W_m(\omega_n) \right\} \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde os erros de modelagem ou as incertezas aditiva e multiplicativa são representadas por

$$\begin{aligned}\Delta_a(e^{j\omega_n}) &= G_p(e^{j\omega_n}) - G_m(e^{j\omega_n}) \leq W_a(\omega_n) \\ \Delta_m(e^{j\omega_n}) &= \frac{G_p(e^{j\omega_n}) - G_m(e^{j\omega_n})}{G_m(e^{j\omega_n})} \leq W_m(\omega_n)\end{aligned}\quad (2.13)$$

sendo $W_a(\omega_n)$ e $W_m(\omega_n)$ definidos como o raio do disco de incertezas aditiva e multiplicativa, respectivamente.

As **incertezas aditivas** podem ser identificadas como erros aditivos no processo e/ou dinâmicas em altas frequências não modeladas (atraso de transporte entre outros) e as **incertezas multiplicativas** podem ser identificadas como erros de saída (sensores), zeros incertos fora do círculo unitário, erros de entrada (atuadores), erros em baixas frequências (variações de parâmetros, desgaste) (ZHOU; DOYLE; GLOVER, 1996). A Figura (13) mostra os diagramas de blocos de quatro tipos de incertezas e a Tabela (3) apresenta as definições de incertezas aditivas e multiplicativas.

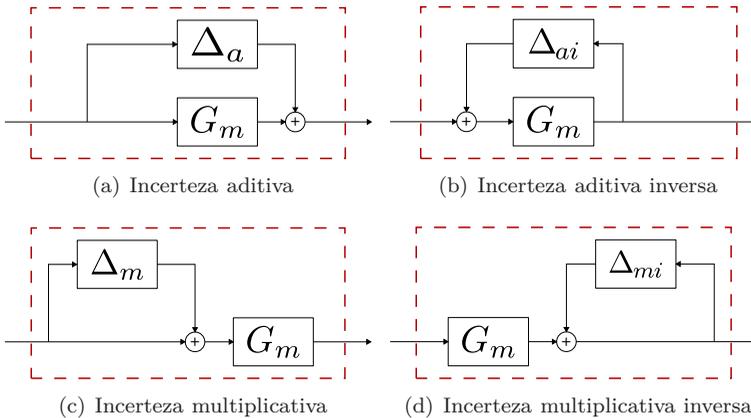


Figura 13 – Diagrama de blocos das incertezas.

Considerando-se o sistema de controle da Figura (7), onde este é projetado para atender todos os processos reais do conjunto L , portanto, o projeto de controle deve atender aos seguintes objetivos: i) garantir estabilidade de malha fechada, investigando a estabilidade nominal e robusta; ii) garantir rastreamento de referência e rejeição de perturbação, investigando o desempenho nominal e robusto. A estabilidade nominal e robusta e o desempenho nominal e robusto são in-

vestigados para que o sistema de malha fechada seja estável e tenha desempenho satisfatório, para todos os processos do conjunto L .

Tabela 3 – Representação das incertezas.

Incerteza	Notação	Definição
aditiva	Δ_a	$G_p = G_m + \Delta_a$
multiplicativa	Δ_m	$G_p = G_m(1 + \Delta_m)$
aditiva inversa	Δ_{ai}	$G_p = (1 - G_m\Delta_{ai})^{-1}G_m$
multiplicativa inversa	Δ_{mi}	$G_p = (1 - \Delta_{mi})^{-1}G_m$

O teorema do pequeno ganho é uma ferramenta interessante para análise da estabilidade robusta de um sistema de controle, na presença de MPM, onde a representação espectral do critério do pequeno ganho fornece informações úteis a respeito da estabilidade e do desempenho robusto do sistema, em relação aos erros de modelagem e aos parâmetros de sintonia do controlador (ZHOU; DOYLE, 1999; ÅSTRÖM; MURRAY, 2008). Este teorema pode ser visto como uma aplicação do critério de Nyquist e sua interpretação nesta tese, é somente para sistemas SISO.

Considerando-se o sistema interconectado da Figura (14), com $M \in \mathbb{R}H_\infty$.

Então, o sistema de malha fechada (M, Δ_{SGT}) é internamente estável para todo

$$\Delta_{\text{SGT}} \in \mathbb{R}H_\infty := \{\Delta_{\text{SGT}} \in \mathbb{R}H_\infty / \|\Delta_{\text{SGT}}\|_\infty \leq 1\} \quad (2.14)$$

se e somente se $\|M\|_\infty < 1$ (ZHOU; DOYLE; GLOVER, 1996).

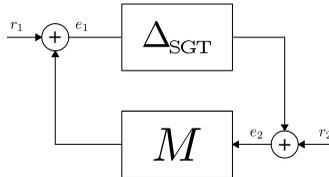


Figura 14 – Diagrama da estrutura M - Δ_{SGT} .

A estabilidade interna de (M, Δ_{SGT}) é equivalente a

$$\begin{bmatrix} I & -\Delta_{\text{SGT}} \\ -M & I \end{bmatrix}^{-1}, \quad \in \mathbb{R}H_\infty \quad (2.15)$$

Desde que $M, \Delta_{\text{SGT}} \in \mathbb{R}H_\infty$, então a Equação (2.15) é equi-

valente a $(I - M\Delta_{\text{SGT}})^{-1} \in \mathbb{R}H_\infty$. Assim, o objetivo é provar que $\|M\|_\infty < 1$ se e somente se

$$(I - M\Delta_{\text{SGT}})^{-1} \in \mathbb{R}H_\infty \quad ; \quad \forall \Delta_{\text{SGT}} \in \mathbb{R}H_\infty \quad (2.16)$$

Inferindo-se que $\det(I - M\Delta_{\text{SGT}}) \neq 0$ é equivalente, pela definição de autovalores, a $1 \notin \gamma(M\Delta_{\text{SGT}})$, onde 1 certamente não é um autovalor de $M\Delta_{\text{SGT}}$ se todos estes autovalores estão em valor absoluto menor que 1. Então

$$\rho(M\Delta_{\text{SGT}}) < 1 \quad (2.17)$$

uma vez que o raio espectral é menor do que a norma espectral de $(M\Delta_{\text{SGT}})$, Equação (2.17), está implícito que $\|M\Delta_{\text{SGT}}\|_\infty < 1$ e como a norma é sub-multiplicativa, então

$$\|M\|_\infty \|\Delta_{\text{SGT}}\|_\infty < 1 \quad (2.18)$$

Isto significa que a condição suficiente para a estabilidade de malha fechada é que a seguinte inequação seja satisfeita:

$$\|\Delta_{\text{SGT}}(e^{j\omega_n})\|_\infty < \frac{1}{\|M(e^{j\omega_n})\|_\infty} \quad ; \quad \forall \omega_n \in [0, \pi] \quad (2.19)$$

onde $M(e^{j\omega_n})$ é a composição dos parâmetros do processo e do controlador e $\Delta_{\text{SGT}}(e^{j\omega_n})$ representa a dinâmica não-modelada, ou seja, as incertezas do modelo. Portanto, assumindo-se que $\|M(e^{j\omega_n})\|_\infty$ é estável, então o sistema de malha fechada é estável para toda incerteza estável $\|\Delta_{\text{SGT}}(e^{j\omega_n})\|_\infty \leq 1$, se e somente se $\|M(e^{j\omega_n})\|_\infty < 1$, Equação (2.19). É importante observar que quando a norma H_∞ de $M(e^{j\omega_n})$ diminui, o raio das incertezas admissíveis aumenta.

2.7 ESTABILIDADE ROBUSTA SOB INCERTEZAS

2.7.1 Multiplicativa

Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (15(a)), onde a entrada e saída do sistema são mostradas nos pontos indicados na Figura (15(b)), então a função de transferência vista pela incerteza multiplicativa é dada pela seguinte relação:

$$M_m(e^{j\omega_n}) = -\frac{G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n})}{1 + G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n})} \quad (2.20)$$

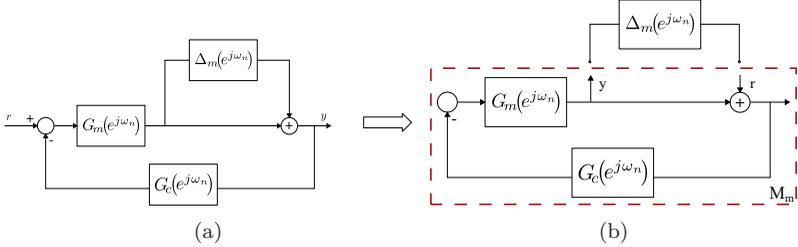


Figura 15 – Sistema realimentado com incerteza multiplicativa.

Se a função de transferência que representa a incerteza, Equação (2.19), e a função de transferência da Equação (2.20) são estáveis, então pelo teorema do pequeno ganho o sistema de malha fechada é robustamente estável se

$$\begin{aligned} |\Delta_m(e^{j\omega_n})| &< \frac{1}{\left| G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n}) [1 + G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n})]^{-1} \right|}, \\ |\Delta_m(e^{j\omega_n})| &< \frac{1}{|T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})|}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

O denominador do lado direito da desigualdade da Equação (2.21) é a função sensibilidade complementar, isto significa que a incerteza multiplicativa deve ser menor que o mínimo de $1/T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})$. Para minimizar o lado direito da desigualdade, deve-se maximizar $T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})$, onde o máximo desta função, sobre todas as frequências, é seu valor de pico, conseqüentemente, a menor incerteza multiplicativa desestabilizante, margem de estabilidade multiplicativa (MSM), é calculada da seguinte forma:

$$MSM = \frac{1}{\sup_{\omega_n} |T_{\text{com}}(e^{j\omega_n})|}. \quad (2.22)$$

2.7.2 Aditiva

A metodologia de projeto para o FPGPC empregando-se a definição de estabilidade robusta sob incertezas, é semelhante a da esta-

bilidade robusta multiplicativa. Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (16), ou seja, a função de transferência vista pela incerteza aditiva é dada por

$$M_a(e^{j\omega_n}) = -\frac{G_c(e^{j\omega_n})}{1 + G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n})}. \quad (2.23)$$

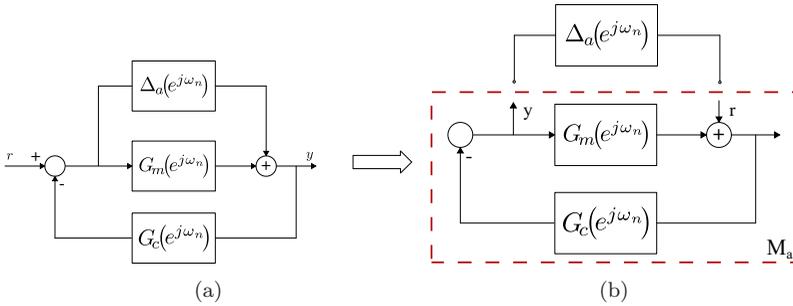


Figura 16 – Sistema realimentado com incerteza aditiva.

O sistema de malha fechada será robustamente estável se

$$\begin{aligned} |\Delta_a(e^{j\omega_n})| &< \frac{1}{|G_c(e^{j\omega_n})(1 + G_c(e^{j\omega_n})G_m(e^{j\omega_n}))^{-1}|}, \\ |\Delta_a(e^{j\omega_n})| &< \frac{1}{|G_c(e^{j\omega_n})S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})|}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Parte do denominador do lado direito da desigualdade da Equação (2.24) é a própria função sensibilidade $S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})$, ou seja, a incerteza aditiva deve ser menor que $1/(G_c(e^{j\omega_n})S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n}))$. A menor incerteza aditiva desestabilizante, margem de estabilidade aditiva (ASM), é calculada da seguinte forma:

$$ASM = \frac{1}{\sup_{\omega_n} |G_c(e^{j\omega_n})S_{\text{sen}}(e^{j\omega_n})|}. \quad (2.25)$$

2.8 OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO FILTRO

Esta seção discute aspectos de robustez incorporados na sintonia dos parâmetros do filtro dos controladores I-FPGMV, FPGPC,

MFP-GPC, RI-FPGMV (*Repetitive I-FPGMV*), R-FPGPC (*Repetitive FPGPC*), AFF-FIMC (*Adaptive Feedback/Feedforward Filtered Internal Model Control*), através de uma otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético. O objetivo é garantir que os índices M_s e IAE_r estejam em valores apropriados para assegurar robustez e desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados. É importante dizer que os símbolos e as siglas citados nesta seção, referentes aos controladores propostos nesta tese, são detalhados nos capítulos seguintes.

O principal intuito da otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético (KONAKA; COIT; SMITH, 2006; AYALA; COELHO, 2008; BRANKE et al., 2008), é encontrar “valores ótimos” para os parâmetros K_α , α_1 , \overline{K}_α e $\overline{\alpha}_1$, estabelecendo um *trade-off* entre desempenho e robustez, garantindo assim, rastreamento de referência, rejeição de perturbação e estabilidade robusta.

Considerando-se as funções sensibilidade, através da magnitude do pico de ressonância M_s , dos projetos dos controladores apresentados nos Capítulos 3, 4, 5 e 6, Equações (2.11), (5.25) e (6.11) e o IAE_r , Equação (2.1), é possível buscar o mínimo valor de M_s , na faixa especificada ($1.2 \leq M_s \leq 2.0$), e o mínimo valor de IAE_r , empregando-se a técnica *loop-shaping* (ZHENG et al., 2009; SEBORG et al., 2011; ÅSTRÖM; SEGOVIA; HÄGGLUND, 2014). Os “valores ótimos” para os parâmetros dos filtros são obtidos por meio de uma otimização multiobjetivo, e o Algoritmo (1) apresenta o pseudo-código proposto, onde \mathbf{nG} representa o número de gerações.

Algumas importantes questões da técnica proposta de otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético são:

- i) cada indivíduo da população possui dois ou quatro genes (K_α , α_1 e/ou \overline{K}_α , $\overline{\alpha}_1$), que representam os parâmetros do filtro dos controladores supracitados;
- ii) a população inicial é criada (linha 1) dentro de uma faixa desejada para os parâmetros do filtro, isto é, K_α e α_1 estão no intervalo $[0.001; 5]$ e $[0; 1]$, respectivamente;
- iii) os indivíduos são ordenados (linha 4) com o menor valor de IAE_r e M_s , mas com o valor de M_s limitado dentro da faixa desejada;
- iv) os melhores indivíduos, percentual definido da população (linha a), são selecionados para a próxima geração, porque se um ponto próximo ao “valor ótimo” estiver sido alcançado, este ponto é o primeiro indivíduo da ordenação e pode ser ajustado (refinado) por uma pequena taxa de mutação;

Algoritmo 1 Pseudo-código do algoritmo de otimização multiobjetivo

Início

- 1: Criar uma população inicial aleatória de indivíduos;
- 2: Executar o GPC clássico para uma avaliação inicial dos índices IAE_r e M_s ;
- 3: Avaliar cada indivíduo (K_α , α_1 e/ou \overline{K}_α , $\overline{\alpha}_1$) executando o I-FPGMV ou FPGPC ou RI-FPGMV ou R-FPGPC ou AFF-FIMC, calculando novos valores de IAE_r e M_s ;
- 4: Ordenar cada indivíduo a partir dos valores de IAE_r e M_s , gerando uma nova população;
- 5: **for** $k = 1 \dots nG$ **do**
 - a) Selecionar os melhores indivíduos da população para a próxima geração;
 - b) Mutar a população a partir de um percentual definido;
 - c) Avaliar cada indivíduo e calcular os valores de IAE_r e M_s ;
 - d) Ordenar os indivíduos a partir dos valores de IAE_r e M_s para gerar uma nova população;
- 6: Retornar o melhor indivíduo;

Fim

-
- v) a probabilidade de mutação (linha b) é aplicada em uma distribuição uniforme entre 50% de K_α e 50% de α_1 . Se a mutação é de K_α ou α_1 , existe 70% de chances de ser ajustada (refinada) com uma pequena taxa de mutação (50% para cima e 50% para baixo), com diferentes taxas de mutação para K_α e α_1 , pois estes possuem intervalos de valores distintos. Os outros 30% são através de métodos randômicos de mutação;
 - vi) esta estratégia de mutação gera um ajuste fino para os indivíduos que estão próximos ao ponto “ótimo”, onde os limiares de mutação são multiplicados por um número randômico para gerar diversidades nas casas decimais, e gerar diversidade global através do ajuste randômico dos parâmetros. É importante enfatizar que a mutação utilizada nesta tese, não se encaixa em nenhuma estratégia de mutação proposta pela literatura, haja vista que esta é específica para o problema tratado neste projeto de tese;
 - vii) novos indivíduos são criados aleatoriamente para gerar diversidade globalmente;
 - viii) o espaço de busca utilizado no algoritmo genético proposto, são

as variáveis K_α , α_1 e/ou \overline{K}_α , $\overline{\alpha}_1$;

- ix) são duas as funções objetivos utilizadas pelo algoritmo de otimização multiobjetivo, a primeira é para o cálculo do IAE_r , e independe do projeto do controlador, ou seja,

$$IAE_r = \sum_{k=1}^{\infty} |e(kT_s)| \quad (2.26)$$

e a segunda é para o cálculo de M_s e depende do projeto do controlador e da malha de controle, sendo representada pelas seguintes relações:

-Controladores I-FPGMV e FPGPC

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{A(e^{j\omega_n}) \Delta R(e^{j\omega_n})}{A(e^{j\omega_n}) \Delta R(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) B(e^{j\omega_n}) S(e^{j\omega_n})} \right| \quad (2.27)$$

-Controladores RI-FPGMV, R-FPGPC e AR-FPGPC

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{A(e^{j\omega_n}) \Delta R(e^{j\omega_n}) A_m(e^{j\omega_n}) \Delta^N R(e^{j\omega_n})}{D_{st1}(e^{j\omega_n}) D_{st2}(e^{j\omega_n})} \right| \quad (2.28)$$

-Controlador AFF-FIMC

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{H(e^{j\omega_n}) (H_e(e^{j\omega_n}) - N_1(e^{j\omega_n}))}{H_e(e^{j\omega_n}) + D_1(e^{j\omega_n}) + G_{ff}(e^{j\omega_n}) \Delta_{ff}(e^{j\omega_n})} \right| \quad (2.29)$$

-Teorema do Pequeno Ganho

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{\Delta R(e^{j\omega_n})}{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S(e^{j\omega_n}) ASM} \right|. \quad (2.30)$$

É importante enfatizar que,

- i) embora os parâmetros de sintonia λ , do GPC clássico e do FPGPC, e $Q(q^{-1})$, do GMV clássico e I-FPGMV, sejam fundamentais em termos de desempenho e energia do sinal de controle, estes não são considerados no algoritmo de otimização como variáveis a serem otimizadas, pois a sintonia dos principais parâmetros, N_y , N_u , λ e $Q(q^{-1})$, para estabilidade de malha fechada e robustez,

estão fora do escopo desta tese. O objetivo é assegurar que os parâmetros do filtro dos controladores propostos, sejam capazes de lidar com o *offset*, o rastreamento de referência, a rejeição de perturbação e MPM. A sintonia de N_y , N_u , λ e $Q(q^{-1})$ é utilizada somente para estabilizar o sistema, o desempenho e robustez de malha fechada devem ser garantidos pelos filtros $K_\alpha\alpha(q^{-1})$ e/ou $\overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})$;

- ii) este método de otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético empregando a concepção de robustez e desempenho nos controladores GMV e GPC filtrados (I-FPGMV, FPGPC, RI-FPGMV, R-FPGPC, AR-FPGPC e AFF-FIMC), para sintonia dos parâmetros do filtro destes controladores, tem sido explorado em poucas aplicações na literatura de controle e esta é uma das contribuições desta tese. Evitando o exaustivo procedimento tentativa e erro e a ausência de critérios da engenharia de controle;
- iii) embora no procedimento de otimização as funções objetivos sejam independentes, mas do ponto de vista da teoria de controle elas estão correlacionadas, pois pelo diagrama de Nyquist, a medida que a margem de robustez diminui, conseqüentemente o desempenho melhora e vice-versa.

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada uma breve discussão sobre análise de desempenho e robustez, como ferramenta de avaliação de projeto dos controladores propostos nesta tese. Inicialmente foram apresentados os índices de desempenho, IAE_r e TVC, utilizados na literatura de controle, como medidas quantitativas de avaliação dos sistemas de controle. Ademais, foi descrito o critério de estabilidade de Nyquist, no domínio do tempo discreto, como uma metodologia capaz de determinar a estabilidade de malha fechada de um sistema de controle. Em seguida, foi apresentado os conceitos de GM e PM, relacionando-os com o diagrama de Nyquist, como uma ferramenta que pode fornecer uma medida útil à análise da estabilidade e desempenho robusto.

Em seguida, foram apresentadas as definições das funções S_{sen} e T_{com} , empregadas na análise da estabilidade e robustez de um sistema controlado, onde os picos de ressonância destas funções, M_s e M_t , estão correlacionados com o conceito de GM e PM e com o diagrama de Nyquist, fornecendo informações quantitativas na análise da estabilidade

e robustez de um sistema de controle. Adicionalmente, as funções de transferências M_s e M_t foram desenvolvidas e podem ser incorporadas ao projeto dos controladores I-FPGMV e FPGPC, objetivando empregar a função M_s , juntamente com o índice IAE_r , para otimizar valores “ótimos” aos parâmetros do filtro $K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})$ através de uma técnica de otimização multiobjetiva.

Ademais, foi abordado o conceito de análise de robustez pelo teorema do pequeno ganho. Este teorema é utilizado para analisar a estabilidade e desempenho robusto do sistema controlado, na presença de MPM, incertezas multiplicativa e aditiva.

Por fim, empregando-se a técnica *loop-shaping* e os conceitos de algoritmo genético, aspectos de robustez incorporados na sintonia dos polinômios de projeto dos controladores propostos nesta tese foram explorados, assegurando assim, projetos mais robustos, com melhor desempenho e análises mais detalhadas no domínio da frequência. O intuito do algoritmo de otimização é que os parâmetros dos filtros dos controladores sejam sintonizados através de um algoritmo genético multiobjetivo, baseado nos índices de desempenho (IAE_r) e robustez (M_s).

3 PROJETO DO CONTROLADOR FPGMV

3.1 INTRODUÇÃO

Desde o seu surgimento na década de 70, o GMV, desenvolvido por Clarke e Gawthrop (1975) como uma extensão do regulador MV de Åström (1970), vem sendo empregado em vários campos de aplicações, tais como, saúde e medicina, sistemas aeronáuticos, de comunicação, de potência e robótica. Ainda hoje o controlador GMV é investigado no tratamento do *offset*, na minimização da variância do ruído e na melhoria da robustez do desempenho de malhas de controle, em situações numéricas e experimentais. Na Figura (17), utilizando-se a base de dados SCOPUS, observa-se o número aproximado de publicações sobre o GMV em revistas e conferências ao longo das últimas décadas.

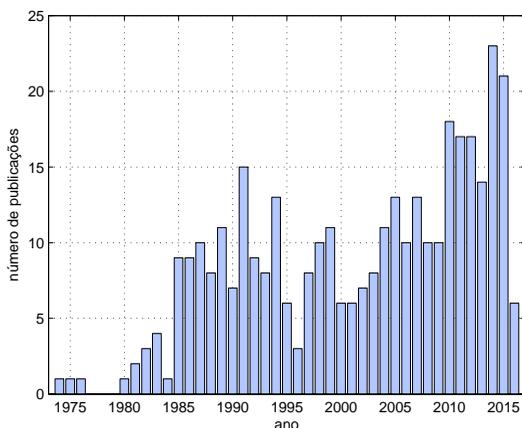


Figura 17 – Número aproximado de publicações do controlador GMV.

Ademais, uma ampla gama de pesquisadores tem contribuído significativamente para o formalismo matemático e implementações práticas do GMV. Particularmente, o rastreamento de referência é um dos principais objetivos em controle de processos industriais, e o resultado da perda de desempenho pode ser causado por uma variedade de fatores, tais como, MPM, mudanças de referência e presença de perturbações. Para lidar com estas condições, uma diversidade de estudos têm sido propostos para o controlador GMV e modificados ao longo

dos anos (CLARKE; HODGSON; TUFFS, 1983; DOI; MORI, 2002; DIMOGI-ANOPOULOS; HIOS; FASSOIDS, 2007; SILVEIRA et al., 2016).

Para o controlador GMV clássico, proposto por Clarke e Gawthrop (1975), a literatura utiliza duas abordagens, o cenário posicional ou incremental, onde o modelo entrada-saída linear do processo, a lei de controle, a saída auxiliar generalizada, $\phi(k+d)$, e a função custo a ser otimizada, assumem diferentes formas no domínio do tempo discreto, como ilustrado na Tabela (4).

Tabela 4 – Modelos padrão para o projeto do controlador GMV.

(a) Caso Posicional	
- Modelo do Processo:	$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1) + C(q^{-1})\xi(k)$
- Saída Auxiliar:	$\phi(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) - T(q^{-1})r(k) + Q(q^{-1})u(k)$
- Lei de controle:	$R(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})r(k) - S(q^{-1})y(k)$
(b) Caso Incremental	
- Modelo do Processo:	$A(q^{-1})\Delta y(k) = q^{-d}B(q^{-1})\Delta u(k-1) + C(q^{-1})\xi(k)$
- Saída Auxiliar:	$\phi(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) - T(q^{-1})r(k) + Q(q^{-1})\Delta u(k)$
- Lei de controle:	$R(q^{-1})\Delta u(k) = T(q^{-1})r(k) - S(q^{-1})y(k)$

No caso posicional, também denominado modo explícito, para garantir o *offset-free*, somente no sentido da regulação da referência, Clarke e Gawthrop (1975) e Koivo (1980) propuseram para sistemas monovariáveis e multivariáveis, respectivamente, uma ponderação integral no sinal de controle definida como $Q(q^{-1}) = q_0(1 - q^{-1})$. No mesmo período, Clarke e Gawthrop (1979) e mais tarde, Ezzaraa, Aitlafkih e Ramzi (2011) e Silveira, Rodriguez e Coelho (2012a), idealizaram e implementaram a ponderação do controle como $Q(q^{-1}) = q_0(1 - q^{-1})/(1 - \gamma q^{-1})$, através de abordagens teóricas e simulações.

Em seguida, projetos alternativos para eliminar o *offset* para mudanças de referência em degrau foram relatados e baseados em equações do caso posicional, descritas na Tabela (4). Allidina e Hughes (1979) propuseram uma abordagem adaptativa, que ajusta $T(q^{-1})$ *on-line*, sendo este polinômio atualizado pela seguinte relação:

$$T(q^{-1}) = t_0 = P(1) + \frac{A(1)}{B(1)}Q(1), \quad (3.1)$$

com $Q(q^{-1}) = q_0$. Coelho, Amaral e Favier (1988) estenderam esta metodologia para sistemas multivariáveis, incluindo a matriz interactor, que é a representação matricial do atraso e está associada ao acooplamento em processos multivariáveis. Outra possibilidade para lidar com o *offset* foi desenvolvida por Schumann (1979) e Favier e Hassani (1982), com a inclusão de uma referência para o sinal de controle $u_r(k)$, portanto, a saída auxiliar assume a forma

$$\phi(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) - T(q^{-1})r(k) + Q(q^{-1}) [u(k) - u_r(k)]. \quad (3.2)$$

O objetivo é garantir que não somente a saída do sistema, mas também o sinal de controle, rastreie a referência, com $Q(q^{-1}) = q_0$. Sob a condição de malha fechada e de regime permanente, a lei de controle e o sinal $u_r(k)$ são calculados pelas seguintes equações:

$$R(q^{-1})u(k) = Q(q^{-1})u_r(k) + T(q^{-1})r(k) - S(q^{-1})y(k), \quad (3.3)$$

$$u_r(k) = \frac{A(1)}{B(1)}r(k). \quad (3.4)$$

De fato, a maioria dos projetos baseados no controlador GMV posicional, garante erro de regulação nulo para rastreamento de referência, pela simples imposição de ganho estático unitário na função de transferência de malha fechada. Em todas estas técnicas supracitadas, a propriedade de eliminar o erro de regime permanente, se o processo está sujeito a perturbações de carga constante, não é garantida, a menos que uma topologia de adaptação adicional auto-ajustável (*self-tuning*) seja implementada na malha de controle (DOI; MORI, 2002).

No caso incremental, também caracterizado como modo implícito, propostos em Clarke, Hodgson e Tuffs (1983) e Tuffs e Clarke (1985), um controlador integral foi obtido e investigado por meio de um modelo CARIMA, proporcionando uma característica de malha interessante para tornar o controlador GMV robusto no rastreamento de referência e rejeição de perturbação ao sistema controlado. O modelo do processo, a saída auxiliar e a lei de controle estão descritas na Tabela (4). Scattolini (1986) estendeu o projeto do controlador GMV incremental para o caso multivariável, utilizando uma matriz interactor geral, ou seja, na forma não-diagonal.

Clarke, Hodgson e Tuffs (1983) foram os primeiros pesquisadores que abordaram o projeto do controlador GMV na forma incremental, e ao longo dos anos, diversos pesquisadores tais como Grimble (2004), Dimogianopoulos, Hios e Fassoids (2007) e Grimble e Majecki (2008) têm dado atenção e importância em produzir resultados teóricos e experimentais significativos no contexto da estabilidade, desempenho e diagnóstico de sistemas de controle de malha fechada.

No cenário posicional e incremental, a ponderação no sinal de controle, $Q(q^{-1})$, pode ser utilizada de diferentes formas, proposta por diversos pesquisadores nos últimos anos. Embora não seja o foco desta tese explorar a influência da ponderação do controle no desempenho do sistema de malha fechada, na Tabela (5) encontram-se algumas relações para $Q(q^{-1})$ utilizadas na literatura do controlador GMV.

Tabela 5 – Ponderação do sinal de controle para o controlador GMV.

Caso Posicional	Caso Incremental
$Q(q^{-1}) = q_0$	$Q(q^{-1}) = q_0$
$Q(q^{-1}) = q_0\Delta$	-
$Q(q^{-1}) = q_0\Delta/(1 - \gamma q^{-1})$	$Q(q^{-1}) = q_0/(1 - \gamma q^{-1})$

Este capítulo objetiva apresentar um novo formalismo de projeto ao controlador GMV clássico, ampliando a família de projetos deste controlador, não somente para eliminar o *offset*, mas também para estabilizar sistemas monovariáveis com diferentes complexidades, garantindo margem de robustez e desempenho de malha fechada em termos do padrão de malha desejado, isto é rastreamento de referência e rejeição de perturbação. Este formalismo está dividido em três projetos lineares do controlador GMV, utilizando o cenário posicional e inserindo um filtro na saída do processo. O primeiro projeto emprega uma abordagem indireta (*model-dependent*), alcançando um controlador denominado GMV posicional filtrado indireto (*Indirect Filtered Positional Generalized Minimum Variance* - I-FPGMV). O segundo projeto é conectado à síntese adaptativa direta (*model-free*), alcançando um tipo de estrutura denominada de GMV posicional filtrado direto (*Direct Filtered Positional Generalized Minimum Variance* - D-FPGMV). No terceiro projeto, a síntese I-FPGMV é hibridizada na sintonia do controlador PID ideal. Ademais, uma estrutura de malha de controle é investigada, utilizando-se o controlador I-FPGMV para mitigar problemas de saturação de malha no sinal de controle.

3.2 CONTROLADOR GMV INDIRETO FILTRADO

Considere o modelo CAR do processo, caracterizado pela seguinte equação paramétrica posicional, no domínio do tempo discreto:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1) \quad (3.5)$$

onde o objetivo é determinar o sinal de controle $u(k)$ do controlador GMV que minimiza a função custo da forma

$$J_{\text{GMV}} = [\phi(k+d)]^2 = [\phi_y(k+d) - T_{\text{GMV}}(q^{-1})r(k) + Q(q^{-1})u(k)]^2 \quad (3.6)$$

em que $T_{\text{GMV}}(q^{-1})$ é o filtro da referência, $Q(q^{-1}) = q_0$ e $\phi_y(k+d)$ é uma saída auxiliar, ilustrada na Figura (18), e ajustada por

$$\phi_y(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) = \frac{K_\alpha \alpha(q^{-1})}{\Delta} y(k+d). \quad (3.7)$$

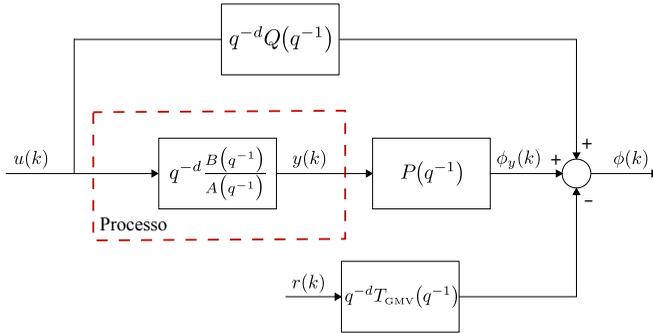


Figura 18 – Saída auxiliar para o projeto do controlador I-FPGMV.

Os valores de K_α e $\alpha(q^{-1}) = \prod_{i=1}^{n_\alpha} (1 - \alpha_i q^{-1})$, que podem ser sintonizados com polinômios de primeira ou segunda ordem, dão um grau extra de liberdade para o ajuste do GMV e são calibrados para que pesos maiores sejam inseridos nas baixas frequências, proporcionando uma ponderação maior no erro de regulação nesta faixa de frequência (GRIMBLE, 2004). O parâmetro α_i está no intervalo $[0, 1]$, sendo responsável pelo ajuste da velocidade da resposta e da compensação da perturbação.

A função custo da Equação (3.6) tem um termo $\phi_y(k+d)$ no futuro, o qual não está disponível no instante k . Portanto, a minimização

não pode ser realizada, a menos que o termo $\phi_y(k+d)$ seja substituído pelo valor estimado. Sendo assim, a Equação (3.5) é multiplicada por $P(q^{-1})$ e pode ser escrita como

$$\begin{aligned} A(q^{-1})\frac{K_\alpha\alpha(q^{-1})}{\Delta}y(k+d) &= B(q^{-1})\frac{K_\alpha\alpha(q^{-1})}{\Delta}u(k), \\ A(q^{-1})\Delta\phi_y(k+d) &= B(q^{-1})K_\alpha\alpha(q^{-1})u(k). \end{aligned} \quad (3.8)$$

Considere a seguinte identidade polinomial:

$$1 = A(q^{-1})\Delta E_{\text{GMV}}(q^{-1}) + q^{-d}S_{\text{GMV}}(q^{-1}) \quad (3.9)$$

em que $n_{e_{\text{GMV}}} = d-1$ e $n_{s_{\text{GMV}}} = n_a$, representam o grau dos polinômios $E_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$, respectivamente. Substituindo-se a Equação (3.9) na Equação (3.8), obtém-se

$$\phi_y(k+d) = S_{\text{GMV}}(q^{-1})\phi_y(k) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})E_{\text{GMV}}(q^{-1})u(k). \quad (3.10)$$

Substituindo-se a Equação (3.10) na Equação (3.6), a função custo é expressa na forma

$$\begin{aligned} J_{\text{GMV}} &= [S_{\text{GMV}}(q^{-1})\phi_y(k) - T_{\text{GMV}}(q^{-1})r(k) + Q(q^{-1})u(k) \\ &\quad + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})E_{\text{GMV}}(q^{-1})u(k)]^2. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Pela minimização da Equação (3.11), em relação a $u(k)$, avalia-se o sinal de controle do controlador I-FPGMV, sendo calculado por

$$\begin{aligned} S_{\text{GMV}}(q^{-1})\frac{K_\alpha\alpha(q^{-1})}{\Delta}y(k) - T_{\text{GMV}}(q^{-1})r(k) \\ + [Q(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})E_{\text{GMV}}(q^{-1})]u(k) &= 0, \\ [Q(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})E_{\text{GMV}}(q^{-1})]\Delta u(k) = T_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta r(k) \\ - K_\alpha\alpha(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})y(k) \end{aligned} \quad (3.12)$$

em que o controle aplicado é $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ e os polinômios $R_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $T_{\text{GMV}}(q^{-1})$, associados com a estrutura de controle RST, são relacionados como

$$\begin{aligned} R_{\text{GMV}}(q^{-1}) &= Q(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})E_{\text{GMV}}(q^{-1}), \\ T_{\text{GMV}}(q^{-1}) &= \frac{K_\alpha\alpha(q^{-1})}{\Delta}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Tendo-se como base a Equação (3.12), a lei de controle do controlador I-FPGMV na forma RST é dada pela seguinte equação:

$$R_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta u(k) = K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) [r(k) - S_{\text{GMV}}(q^{-1})y(k)]. \quad (3.14)$$

Combinando-se o modelo da Equação (3.5) e a lei de controle do controlador I-FPGMV, Equação (3.14), a dinâmica de malha fechada do sistema controlado é representada por

$$y(k) = \frac{q^{-d}K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1}) + q^{-d}K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})} r(k). \quad (3.15)$$

A condição do *offset-free* para rastreamento da referência na forma degrau, $y(k)$ seguindo $r(k)$, é garantida se $S_{\text{GMV}}(1) = 1$, o qual é assegurada pela Equação (3.15). Portanto, a lei de controle do controlador I-FPGMV da Equação (3.14) é uma forma alternativa para viabilizar erro nulo de regime permanente entre a referência e a saída com $Q(q^{-1}) = q_0$ e $P(q^{-1})$ definido pela Equação (3.7), o que significa selecionar $P(q^{-1})$ com um termo integral, e está sob a filosofia de projeto do erro ponderado com a forma polinomial e integral.

Algumas características importantes da síntese do controlador I-FPGMV são destacadas, tais como:

- i) o modo implícito aparece naturalmente na lei de controle incremental da Equação (3.14), mesmo utilizando o modelo do processo e a função custo na abordagem posicional;
- ii) os parâmetros de projeto $Q(q^{-1})$ e $P(q^{-1})$ devem ser ajustados pelo operador para cada aplicação, visando ajustar o comportamento dinâmico de malha fechada do sistema;
- iii) quando K_{α} e $\alpha(q^{-1})$ são iguais a 1, o projeto do controlador GMV clássico é obtido;
- iv) o controlador I-FPGMV pode ser avaliado em processos de fase mínima/não mínima e estáveis/instáveis (COELHO; ARAÚJO; SILVEIRA, 2014), onde o filtro K_{α} e $\alpha(q^{-1})$, interferem na estabilidade de malha fechada (Equação (3.16));
- v) o controlador I-FPGMV oferece compensação do atraso de transporte, conforme observa-se pela função de transferência de malha fechada da Equação (3.15), isto é,

$$y(k) = \frac{q^{-d}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})}r(k). \quad (3.16)$$

Para avaliar casos de rejeição de perturbação na entrada e saída do processo, considera-se a adição de duas perturbações $d_i(k)$ e $d_o(k)$, como mostra o diagrama de blocos da Figura (19), onde os filtros de saída e controle podem ser vistos como um esquema de controle com dois graus de liberdade (*Two-Degrees-Of-Freedom* - 2DOF), adicionando interessantes propriedades ao controlador, para assegurar o *offset-free* ao sistema controlado.

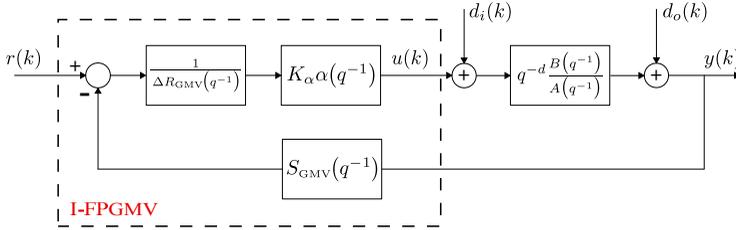


Figura 19 – Diagrama de blocos do controlador I-FPGMV.

As correspondentes funções de transferência de malha fechada devido a $y(k)$ para $d_i(k)$, e $y(k)$ para $d_o(k)$, são representadas respectivamente por

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1}) + q^{-d}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})}d_i(k),$$

$$y(k) = \frac{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1}) + q^{-d}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})}d_o(k). \quad (3.17)$$

O projeto do controlador I-FPGMV apresentado é para o caso sem restrições do sinal de controle. O intervalo da saturação deste sinal não é considerado e, esta situação, pode deteriorar ou instabilizar o sistema de malha fechada. Uma forma alternativa para mitigar o efeito da saturação, foi abordada por Middleton (1996), para o caso de um sistema contínuo controlado por um controlador PI analógico. Trata-se de uma realimentação de saturação, projetada para evitar que o sinal de controle enviado ao processo fique fora por um longo período de tempo da região delimitada de operação do sistema controlado.

Com o intuito de lidar com as restrições do sinal de controle no projeto do controlador I-FPGMV, a malha de controle proposta por Middleton (1996) é adaptada à estrutura canônica RST, no domínio do tempo discreto. O filtro $\alpha(q^{-1})$ do controlador I-FPGMV é transferido à uma malha interna de realimentação saturada, para que um sinal de controle virtual $u_f(k)$ seja gerado, dentro de uma faixa de valores mínimo e máximo, atenuando a amplitude deste sinal. Portanto, a nova lei de controle para o caso com restrições do controlador I-FPGMV é calculada pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} & \alpha(q^{-1})u(k) - R_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta u(k) \\ & + K_\alpha \alpha(q^{-1}) [r(k) - S_{\text{GMV}}(q^{-1})y(k)] = \alpha(q^{-1})u(k) \\ & - \left[\frac{\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1}) - \alpha(q^{-1})}{\alpha(q^{-1})} \right] u_f(k) \\ & + K_\alpha [r(k) - S_{\text{GMV}}(q^{-1})y(k)] = u_b(k). \end{aligned} \quad (3.18)$$

A malha de controle modificada está descrita pela Equação (3.18) e pode ser implementada de acordo com a Figura (20). Observa-se uma malha interna de realimentação saturada, onde os valores mínimo e máximo de $u_f(k)$ podem ser diferentes da saturação real $u(k)$.

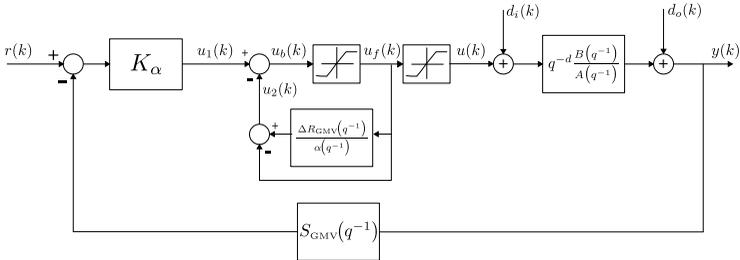


Figura 20 – Diagrama modificado com saturação no I-FPGMV.

3.3 CONTROLADOR GMV DIRETO FILTRADO

Nas últimas décadas a literatura de controle de processos tem dado ênfase à estrutura de controle adaptativa direta, onde o projeto do controlador não é baseado no modelo do processo, mas emprega um mecanismo de adaptação recursivo para obter os parâmetros do controlador de acordo com as especificações de desempenho, o qual

está relacionado a um modelo de referência, técnica de controle também denominada livre de modelo (*model-free*). A Figura (21) ilustra a concepção do projeto de controle adaptativo direto, no contexto *self-tuning* (DEKEYSER, 2000; ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2008; SILVEIRA; RODRIGUEZ; COELHO, 2012a).

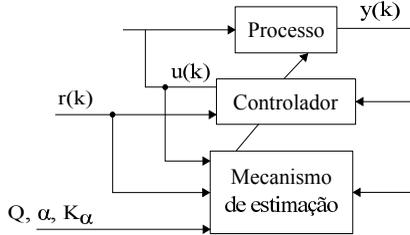


Figura 21 – Estratégia de controle adaptativa direta.

Para derivar o projeto do controlador I-FPGMV na abordagem adaptativa direta, os coeficientes dos polinômios $R_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$ da Equação (3.14) devem ser diretamente estimados.

No contexto *self-tuning*, o projeto do controlador D-FPGMV é baseado na definição de um sistema generalizado de saída, $\phi_D(k)$, representado em função dos polinômios do controlador, $R_{\text{GMV}}(q^{-1})$, $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $T_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e obtido a partir da Figura (18) e das Equações (3.10) e (3.13), dado por

$$\begin{aligned} \phi_D(k) &= S_{\text{GMV}}(q^{-1})\phi_y(k-d) - T_{\text{GMV}}(q^{-1})r(k-d) \\ &+ R_{\text{GMV}}(q^{-1})u(k-d), \\ \Delta\phi_D(k) &= S_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta\phi_y(k-d) - K_{\alpha}\alpha(q^{-1})r(k-d) \\ &+ R_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta u(k-d). \end{aligned} \quad (3.19)$$

De modo a satisfazer os objetivos de projeto do controlador D-FPGMV, é importante desenvolver um modelo com os polinômios $R_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$ escritos na forma implícita. Utilizando as Equações (3.10), (3.13) e (3.19), conduz-se ao seguinte modelo para ser empregado com um algoritmo de estimação recursiva, ou seja,

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_D(k) &= \Delta\phi_D(k) + K_{\alpha}\alpha(q^{-1})r(k-d), \\ \bar{\phi}_D(k) &= S_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta\phi_y(k-d) + R_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta u(k-d). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Com o propósito de adequar a Equação (3.20) em uma estrutura adaptativa, utilizando o estimador dos mínimos quadrados recursivo

(*Recursive Least Squares - RLS*) (BOBÁL et al., 2005; COELHO; COELHO, 2015), é necessário reescrevê-la na forma vetorial, ou seja,

$$\bar{\Phi}_D = \varphi^T \theta \quad (3.21)$$

e os vetores de medidas e parâmetros estimados são calculados, respectivamente, por

$$\varphi^T = [\Delta\phi_y(k-d) \quad \Delta\phi_y(k-d-1) \quad \dots \\ \Delta u(k-d) \quad \Delta u(k-d-1) \quad \dots], \quad (3.22)$$

$$\theta^T = [s_0 \quad s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad r_0 \quad r_1 \quad r_2 \quad \dots]. \quad (3.23)$$

O Algoritmo (2) descreve o pseudo-código para estimação dos polinômios $R_{GMV}(q^{-1})$ e $S_{GMV}(q^{-1})$ e o cálculo da lei de controle do controlador D-FPGMV.

Algoritmo 2 Pseudo-código do controlador D-FPGMV

Início

- 1: Condições iniciais das variáveis ($u, y, \bar{\phi}_D, \theta$);
- 2: **for** $k = 1 \dots nit$ **do**
 - a) Medir o sinal de saída do sistema;
 - b) $\Delta\phi_y(k) = K_\alpha \alpha(q^{-1})y(k)$;
 - c) $\Delta\phi_D(k) = \Delta\phi_y(k) - K_\alpha \alpha(q^{-1})r(k) + q_0 \Delta u(k-d)$;
 - d) $\bar{\phi}_D(k) = \Delta\phi_D(k) + K_\alpha \alpha(q^{-1})r(k)$
 - e) Estimador RLS: vetor de parâmetros θ^T ;
 - f) Calcular e aplicar a lei de controle (Equação (3.14)).

- 3: Retorna $u, y, \bar{\phi}_D, R, S$;

Fim

Os seguintes aspectos são observados no projeto do controlador D-FPGMV:

- i) o algoritmo RLS pode ser utilizado para calcular diretamente os coeficientes da lei de controle e não existe um estágio intermediário na síntese do controlador;
- ii) não é obrigatório o conhecimento a priori do modelo do processo para a sintonia dos parâmetros do controlador;
- iii) não é necessário modelar a dinâmica do ruído para cada aplicação;

- iv) resultados de simulação deste projeto podem ser encontrados no paper de Coelho, Araújo e Silveira (2014).

3.4 RELAÇÃO DOS CONTROLADORES I-FPGMV E PID

A filosofia de projeto do controlador I-FPGMV pode também ser utilizada para gerar uma sintonia aos parâmetros de projeto do controlador PID. A capacidade do controlador I-FPGMV em lidar com diversas complexidades em sistemas de controle de malha fechada pode ser vantajosa para sintonizar um controlador PID com base em índices de desempenho (projeto “ótimo”).

O intuito de sintonizar os parâmetros do controlador PID a partir do projeto do controlador I-FPGMV é para inserir as propriedades deste controlador no projeto do PID, resgatando importantes características para lidar com processos de fase não mínima, instável, com longo atraso de transporte, minimizar ruídos, rastrear referência, entre outros.

Grande parte dos controladores realimentados utilizados na indústria são do tipo PID e na sua maioria, por várias décadas, este controlador possui uma vasta aplicação no controle automático de processos. O controlador PID tem diferentes arquiteturas de implementação, que variam de acordo com os fabricantes em termos de sintonia, equação recursiva, topologia, filtragem e escala. Uma arquitetura padrão, no tempo contínuo, é o controlador PID ideal e é expresso por

$$u(t) = K_c \left\{ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right\} \quad (3.24)$$

em que $e(t) = r(t) - y(t)$ é o erro do sistema, K_c é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral e T_d é o tempo derivativo. A estrutura de controle da Equação (3.24) é utilizada em DCs (*Digital Control Systems*) e PLCs (*Programmable Logic Controllers*).

Observando-se a Equação (3.24), as bandas proporcional e derivativa aparecem multiplicando o erro do sistema. Isto tem uma implicação no desempenho do controlador, pois mudanças bruscas na referência causam uma variação no erro instantaneamente, produzindo ações de controle de grande magnitude. Esta condição penaliza não somente a vida útil do atuador, mas também a dinâmica de malha fechada do processo. Para evitar estes problemas práticos, incluindo também o comportamento de saturação de malha, a seguinte implementação é escolhida: i) o termo integral utiliza $e(t) = r(t) - y(t)$; ii) os termos

proporcional e derivativo utilizam $e(t) = -y(t)$. Desta forma, o controlador PID, no domínio do tempo discreto, para a topologia ideal, é escrito como

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = & K_c \frac{T_s}{T_i} r(k) - K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) y(k) \\ & + K_c \left(1 + 2\frac{T_d}{T_s} \right) y(k-1) - K_c \frac{T_d}{T_s} y(k-2) \end{aligned} \quad (3.25)$$

que representa a estrutura de controle denominada I+PD (VISIOLI, 2006; FADALI; VISIOLI, 2012).

A seguir, o projeto do controlador I-FPGMV é combinado com a topologia do controlador PID da Equação (3.25), garantindo não somente as propriedades dinâmicas do controlador I-FPGMV de malha fechada, mas também para obter desempenho robusto (rastreamento de referência e rejeição de perturbação) com um adequado conjunto de parâmetros do controlador PID (sintonia “ótima”).

Esta regra alternativa de ajuste de sintonia dos ganhos do controlador PID é importante para otimizar a dinâmica de malha fechada do processo controlado e pode ser implementada em um grande número de aplicações e dispositivos digitais (métodos de sintonia para o controlador PID ainda continuam sendo pesquisados). Para assegurar que o controlador I-FPGMV tenha a mesma estrutura do PID da Equação (3.25), é necessário reescrever a Equação (3.14) da seguinte forma

$$\Delta u(k) = K_\alpha \frac{\alpha(1)}{R_{\text{GMV}}(1)} r(k) - K_\alpha \frac{\alpha(1)}{R_{\text{GMV}}(1)} S_{\text{GMV}}(q^{-1}) y(k) \quad (3.26)$$

sendo

$$R_{\text{GMV}}(1) = Q(1) + K_\alpha \alpha(1) B(1) E_{\text{GMV}}(1) \quad (3.27)$$

$$\alpha(1) = \prod_{i=1}^{n_\alpha} (1 - \alpha_i) \Rightarrow \begin{cases} \text{- primeira ordem: } \alpha(1) = (1 - \alpha_1) \\ \text{- segunda ordem: } \alpha(1) = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2). \end{cases}$$

Definindo o escalar β como

$$\beta = \frac{K_\alpha}{R_{\text{GMV}}(1)} \quad (3.28)$$

então a Equação (3.26) é substituída por

$$\Delta u(k) = \beta \alpha(1) [r(k) - S_{\text{GMV}}(q^{-1}) y(k)]. \quad (3.29)$$

Comparando-se as Equações (3.25) e (3.29), obtém-se a correspondente sintonia dos ganhos da lei de controle I-FPGMV/PID, de acordo com as seguintes equações:

$$\begin{aligned} K_{\text{CGMV}} &= -\beta\alpha(1)(s_1 + 2s_2), & T_{i_{\text{GMV}}} &= -\frac{(s_1 + 2s_2)}{(s_0 + s_1 + s_2)}T_s, \\ T_{d_{\text{GMV}}} &= -\frac{s_2}{(s_1 + 2s_2)}T_s \end{aligned} \quad (3.30)$$

Observa-se que nas Equações (3.29) e (3.30), não existe nenhuma restrição na ordem do polinômio $B(q^{-1})$, os zeros de malha aberta do processo. Entretanto, a ordem do polinômio $A(q^{-1})$, cuja as raízes são os polos de malha aberta do processo, Equação (3.5), devem ser de segunda ordem para validar a Equação (3.29), controlador I-FPGMV/PID, pois a ordem do polinômio $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$, utilizado na lei de controle do controlador I-FPGMV/PID depende da ordem do polinômio $A(q^{-1})$.

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

3.5.1 Processo CSTR

O primeiro estudo de caso é a aplicação do controlador I-FPGMV no controle de um sistema químico. O processo é uma reação exotérmica irreversível de primeira ordem, isto é, um Tanque Reator Agitador Contínuo (*Continuous Stirred-Tank Reactor - CSTR*) que apresenta um comportamento não-linear com pontos de equilíbrio estáveis e instáveis. A resposta da dinâmica não-linear varia de acordo com o ponto de operação e o objetivo é controlar o processo em diferentes pontos (estáveis e instáveis). Considerando-se o modelo contínuo normalizado adimensional dado em (HERNANDEZ; ARKUN, 1993), tem-se as relações:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -x_1 + D_a(1 - x_1)\exp\left(\frac{x_2}{1+x_2/\phi_a}\right) \\ \dot{x}_2 = -(1 + \beta_a)x_2 + b_a D_a(1 - x_1)\exp\left(\frac{x_2}{1+x_2/\phi_a}\right) + \beta_a u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.31)$$

onde x_1 e x_2 representam a concentração adimensional de reagentes e a temperatura do reator, respectivamente. O sinal de controle, u , é a temperatura adimensional da camisa de arrefecimento. Os parâmetros

do modelo CSTR são $D_a = 0.072$, $\phi_a = 20$, $b_a = 8$ e $\beta_a = 0.3$, sendo estes o número Damköhler, energia de ativação adimensional, coeficiente de reação e de transferência de calor, respectivamente.

Na Figura (22) observa-se a curva estática do processo CSTR e o maior desafio é o controle do sistema em torno de um ponto de equilíbrio instável, neste caso, os valores médios de concentração. Com base na equação do modelo contínuo (Equação (3.31)) e analisando-se o gráfico da curva estática do processo, é possível calcular múltiplos pontos de equilíbrio, (0.1437) (ponto estável), (0.3652) (ponto instável) e (0.7658) (ponto estável).

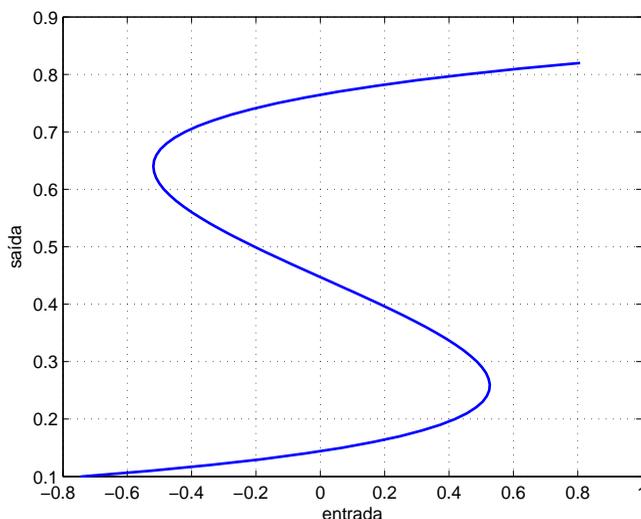


Figura 22 – Característica estática do CSTR.

O estimador RLS *online* é utilizado para identificar um modelo de segunda ordem no domínio do tempo discreto para o cálculo dos parâmetros de projeto do controlador I-FPGMV. Nos ensaios de malha fechada, os objetivos de controle consistem em regular o sistema em torno do ponto instável de regime permanente, rastrear o sinal de referência sobre as regiões estáveis e instáveis e garantir rejeição de perturbação de carga. A sintonia dos parâmetros do filtro do controlador I-FPGMV (K_α e α_1) é realizada utilizando-se otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético (Capítulo 2, Seção 2.8), e a ponderação do sinal de controle $Q(q^{-1}) = q_0$ é sintonizada somente para estabilizar o sistema. O intuito é assegurar que o filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ trate o *offset*.

Os controladores GMV clássico e I-FPGMV e o algoritmo genético são sintonizados com os seguintes valores: $Q(q^{-1}) = 0.05$ (escolhido apenas para estabilizar o sistema - por tentativa e erro), período de amostragem de 0.3 s, tamanho da população de 60 indivíduos, 100 gerações, taxa de mutação e seleção de 30% e 40%, respectivamente. O projeto do controlador GMV clássico utiliza o polinômio $P(q^{-1}) = (1 - 0.86q^{-1})$, para estabilizar o sistema de malha fechada. Vale ressaltar que os valores dos índices de desempenho (IAE_r e TVC), aplicados na avaliação das respostas de malha fechada, em todos os estudos de caso, são calculados utilizando-se o tempo total de simulação.

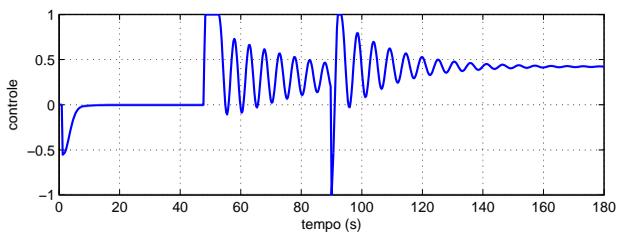
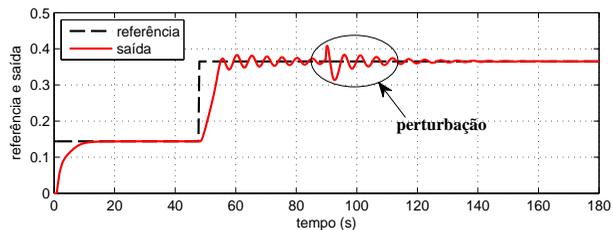
A Tabela (6) mostra os valores de K_α , α_1 (constante de tempo do filtro em segundos), IAE_r (rastreamento de referência), IAE_d (rejeição de perturbação), TVC e dos índices de robustez (M_s , GM (dB) e PM ($^\circ$)) do sistema controlado. Observa-se que os valores de IAE_r e TVC são menores para o controlador I-FPGMV, ou seja, o controlador regula o sinal de saída com maior precisão (IAE_r - 41% de diferença) e menor esforço de controle (TVC - 38% de diferença), e ainda garante robustez com os valores de M_s , GM e PM dentro da faixa sugerida pela literatura. Maiores detalhes a cerca dos índices de desempenho (IAE_r e TVC) e robustez (M_s , GM e PM) encontram-se no Capítulo 2.

Tabela 6 – Índices de desempenho e robustez - CSTR (Regulação)

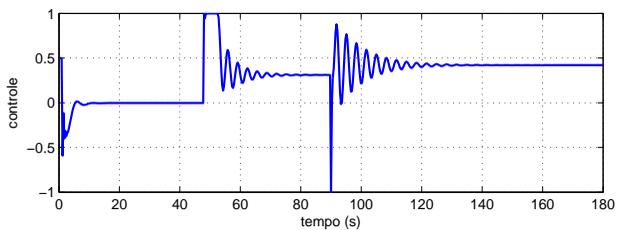
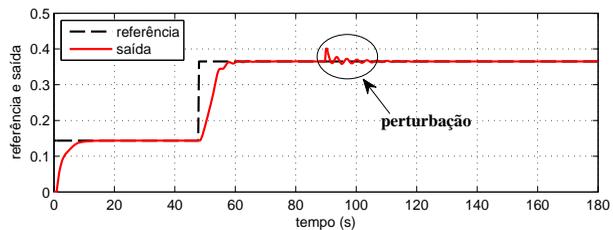
Controlador	K_α	α_1	IAE_r	IAE_d	TVC	M_s	GM	PM
GMV clássico	1	0	2.14	0.47	7.39	2.39	1.72	24.16 $^\circ$
I-FPGMV	2.0767	0.8732	1.38	0.11	4.57	1.51	2.96	38.68 $^\circ$

A Figura (23) mostra os resultados dos controladores GMV clássico e I-FGMV regulando a saída do processo em torno do ponto instável, onde os sinais de saída são movidos do ponto de equilíbrio estável, (0,0.1437), para o ponto de operação instável, (0,0.3652), sendo mantida a regulação do sinal de saída, mesmo na presença de uma perturbação de carga (10% da magnitude do valor de referência), aplicada no instante de tempo 90 s. Observa-se através dos sinais de saída e controle, que o controlador GMV clássico possui maior dificuldade em regular a saída e rejeitar perturbação (valor de IAE_d é calculado entre os instantes 90 e 160 segundos, e é 77% maior) na região instável, se comparado ao controlador I-FPGMV, além de demandar superior energia de controle.

É importante enfatizar que o desempenho do controlador GMV clássico para este estudo de caso depende de um adequado ajuste do



(a) GMV clássico



(b) I-FPGMV

Figura 23 – Controladores GMV clássico e I-FPGMV regulando a saída do processo CSTR.

polinômio $P(q^{-1})$, sintonizado aqui por tentativa e erro. A proposta do controlador I-FPGMV é interessante tanto do ponto de vista da sintonia ótima dos parâmetros do filtro, pelo algoritmo de otimização, quanto do melhor desempenho de malha fechada do sistema controlado.

A Figura (24) exibe a convergência dos índices IAE_r e M_s e dos valores de K_α e α_1 , obtidos através da otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, isto é, o custo dos indivíduos e aptidão ao longo das gerações.

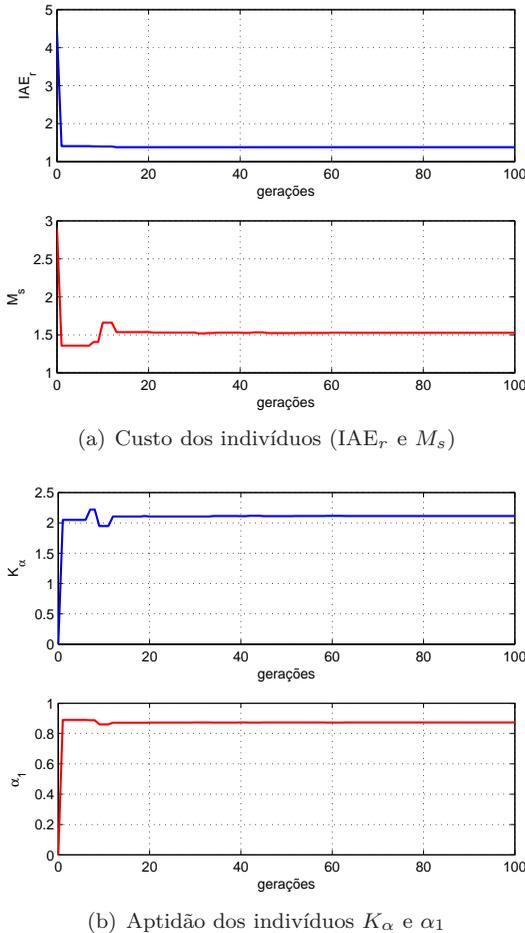


Figura 24 – Convergência de K_α , α_1 , IAE_r e M_s - Processo CSTR.

O segundo resultado de simulação utiliza mudanças de referências ao longo de toda a faixa de operação do processo CSTR e perturbação de carga (10% da magnitude de referência), aplicada no instante de tempo 276 s. Este estudo de caso é um interessante desafio para avaliar se o controlador I-FPGMV proposto é eficiente em controlar sistemas cuja dinâmica varia em diferentes condições de operação, e em garantir rastreamento de referência e rejeição de perturbação.

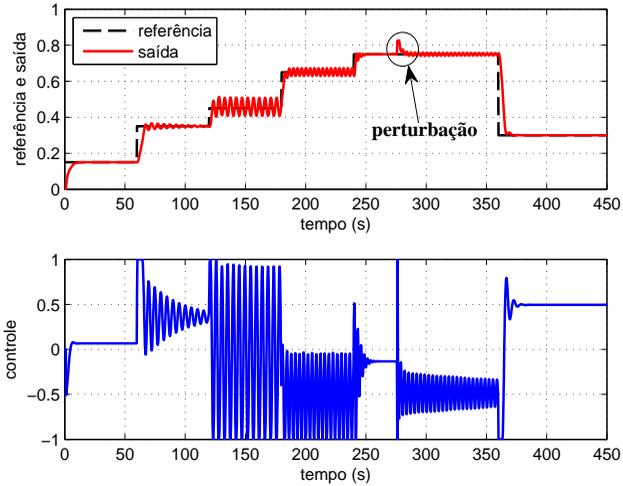
A Tabela (7) mostra os valores de K_α , α_1 , dos índices de desempenho e robustez do sistema controlado pelos controladores GMV clássico e I-FPGMV. Verifica-se que os valores de IAE_r e TVC do controlador I-FPGMV são menores, comparados ao controlador GMV clássico, isto significa que o controlador I-FPGMV, que utiliza uma sintonia “ótima” para os parâmetros do filtro, possui satisfatório rastreamento de referência (IAE_r 27% menor), maior rejeição de perturbação (IAE_d 68% de diferença) e menor esforço de controle (TVC 46% de diferença). Os valores dos índices de robustez para o controlador GMV clássico estão fora da faixa sugerida pela literatura de controle, diminuindo assim a margem de robustez deste controlador.

Tabela 7 – Índices de desempenho e robustez - CSTR (Rastreamento)

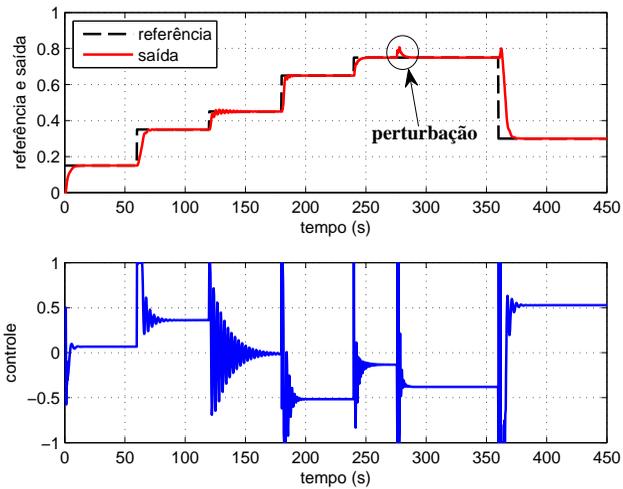
Controlador	K_α	α_1	IAE_r	IAE_d	TVC	M_s	GM	PM
GMV clássico	1	0	7.19	0.63	37.51	9.48	1.12	6.04°
I-FPGMV	2.0925	0.8729	5.26	0.20	20.33	1.97	2.03	29.35°

É importante destacar que os valores de M_s , GM e PM modificam-se com a sintonia do polinômio $P(q^{-1})$ e do filtro $K_\alpha\alpha(q^{-1})$, ou seja, para o controlador GMV clássico, deve existir uma sintonia de $P(q^{-1})$ que alcance melhores índices de robustez, já no caso do controlador I-FPGMV, a margem de robustez é garantida pela sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro.

Na Figura (25) tem-se os sinais de saída e controle do sistema controlado pelos controladores GMV clássico e I-FPGMV. Observa-se que o controlador I-FPGMV é capaz de estabilizar o sistema, rastrear referência em todas as regiões de operação e rejeitar perturbação de carga mais rapidamente, se confrontado ao controlador GMV clássico, que possui dificuldades em operar nas regiões com maior não-linearidade e na rejeição de perturbação. Portanto, o desempenho de malha fechada desejado (IAE_r e $1.1 \leq M_s \leq 2.0$) é alcançado com a atuação do controlador I-FPGMV, ratificando a habilidade deste controlador em lidar com comportamento servo e regulatório, robustez e estabilidade de malha fechada em processos não-lineares.



(a) GMV clássico



(b) I-FPGMV

Figura 25 – Controladores GMV clássico e I-FPGMV rastreado a saída do processo CSTR.

A Figura (26) apresenta um exemplo ilustrativo do espaço de busca (número de pontos limitados) para os índices IAE_r e M_s , em que os pontos destacados em vermelho (*), representam pontos com valores próximos aos encontrados pelo algoritmo genético. Estes índices são utilizados pelo algoritmo genético, através das suas funções objetivo, Equações (2.26) e (2.27), com o intuito de encontrar os valores ótimos dos parâmetros do filtro (K_α e α_1).

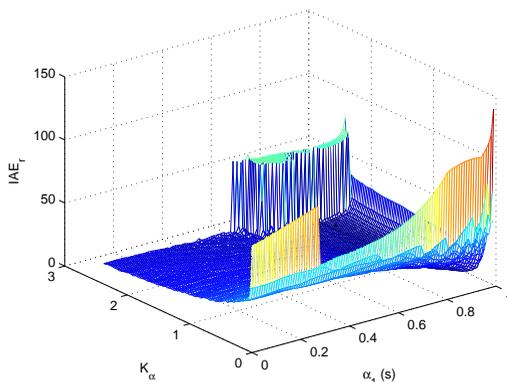
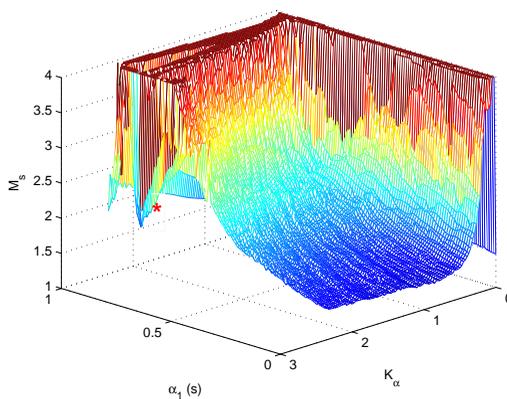
(a) IAE_r (b) M_s

Figura 26 – Espaço de busca dos índices IAE_r e M_s - Processo CSTR.

Observa-se pelos gráficos da Figura (26), que em um espaço de busca com “infinitos” pontos, seria improvável obter valores de K_α e α_1 com maior precisão sem empregar alguma técnica de otimização. Assim, a otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético é uma ferramenta vantajosa, dentre outras existentes na literatura, à ser aplicada no problema de otimização investigado nesta tese.

3.5.2 Processo Fan and Plate

No segundo estudo de caso, emprega-se uma aplicação prática ao processo *Fan and Plate* (FAP), na avaliação de desempenho do controlador I-FPGMV hibridizado à estrutura do controlador PID (forma I+PD). O processo foi desenvolvido no Laboratório de Controle e Automação (LCA) da UFSC, e é empregado em aulas práticas no Curso de Engenharia de Controle e Automação. Na Figura (27) visualiza-se a estrutura da montagem física do processo FAP.

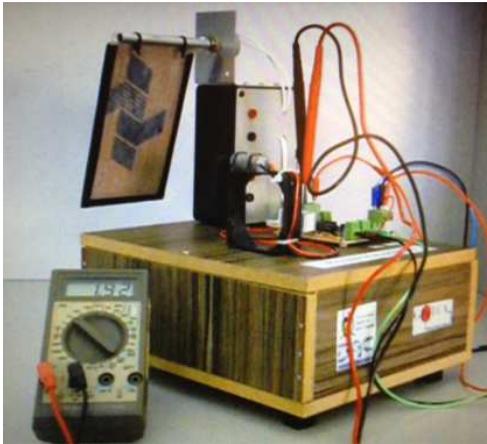


Figura 27 – Processo *Fan and Plate* (FAP).

O processo contém uma placa conectada a um potenciômetro que mede o ângulo de inclinação, esta placa é movimentada pela velocidade do vento gerado por um motor DC (*Direct Current*) acoplado a uma hélice. Para regular a posição angular da placa, o fluxo de ar, gerado pelo conjunto de rotação motor DC e hélice, deve ser controlado, e a posição da placa é medida através de um potenciômetro de precisão, que é ideal para lidar com pequenos incrementos de variação da resistência

(resolução), em relação ao ângulo de posição da placa. Os circuitos de medição e atuação estão limitados na faixa de 0 a 5 V.

A Figura (28) mostra o sinal de saída do processo FAP para diferentes valores de magnitude de entrada, obtido através de um *step test* de malha aberta, para avaliar o comportamento do processo e sua dinâmica variante. Observa-se comportamentos sobreamortecido, subamortecido e ganho estático variante ao longo da faixa de operação. Estas características motivam a aplicação do controlador I-FPGMV/PID ao processo FAP, objetivando rastrear diferentes magnitudes de referência, de modo a garantir que a saída esteja o mais próximo possível do *setpoint* desejado, com o menor esforço de controle.

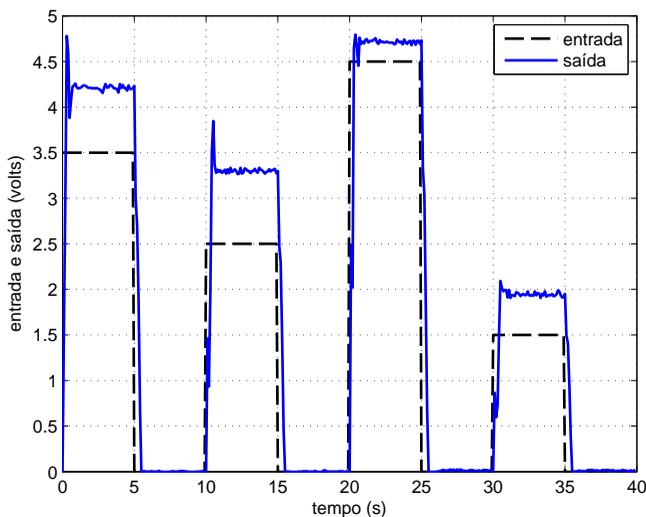


Figura 28 – Resposta de malha aberta do processo FAP.

Nos ensaios de malha fechada, o estimador RLS *online* é utilizado para identificar um modelo de segunda ordem no domínio do tempo discreto e os polinômios resultantes do processo de malha aberta são:

$$G_p(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{0.5526 - 0.3330q^{-1}}{1 + 1.3339q^{-1} + 0.5114q^{-2}} \quad (3.32)$$

Os controladores GMV/PID clássico e I-FPGMV/PID e o algoritmo genético são sintonizados com os seguintes valores: $Q(q^{-1}) = 1.0$, período de amostragem de 0.1 s, tamanho da população de 60 indivi-

duos, 100 gerações, taxa de mutação e seleção de 30% e 40%, respectivamente e K_α otimizado em uma faixa de 0 a 1.5 devido a limitação de tensão de operação (0 a 5 V) do processo e da placa de aquisição.

A Figura (29(a)) ilustra o resultado do experimento para o controlador GMV/PID clássico, sinais de saída e controle, onde observa-se o rastreamento de referência e uma resposta transitória oscilatória com sobressinal nos intervalos de mudança da magnitude de referência. A sintonia final dos parâmetros do controlador PID, a partir do GMV clássico é dada por: $K_c = 0.6022$, $T_i = 0.0770$ s e $T_d = 0.0606$ s.

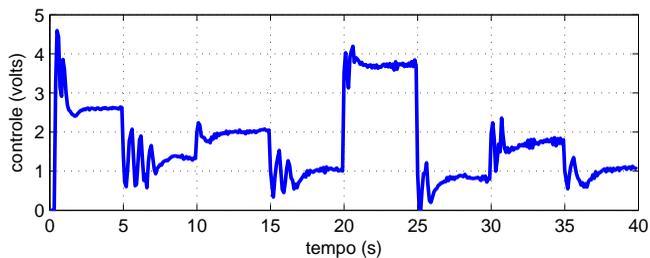
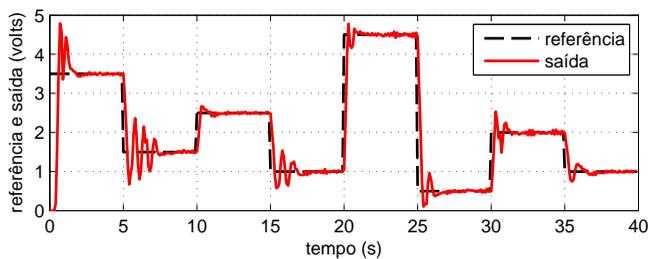
A Figura (29(b)) mostra os sinais de saída e controle do processo FAP controlado pelo controlador I-FPGMV/PID, com $K_\alpha = 1.25$ e $\alpha(q^{-1}) = (1 - 0.5797q^{-1})$. O desempenho de malha fechada para rastreamento de referência é alcançado com oscilações e sobressinal mais suaves nas mudanças da magnitude de referência, se comparado com a resposta do controlador GMV/PID clássico, isto é, observa-se uma dinâmica mais conservativa, com menor esforço do sinal de controle, não sobrecarregando o atuador. Os parâmetros do controlador PID a partir do controlador I-FPGMV são sintonizados com os seguintes valores: $K_c = 0.3523$, $T_i = 0.0766$ s e $T_d = 0.0655$ s.

Comparando-se os gráficos da Figura (29), e os índices de desempenho e robustez da Tabela (8), conclui-se que a resposta do sistema controlado pelo I-FPGMV/PID possui melhor capacidade de rastreamento (IAE_r 3% menor) e energia do sinal de controle 46% inferior em relação ao controlador GMV/PID clássico, com os índices de robustez dentro da faixa sugerida pela literatura de controle.

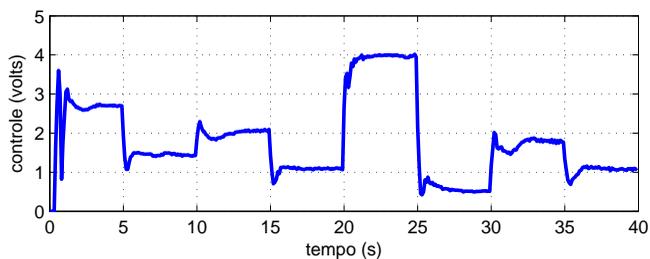
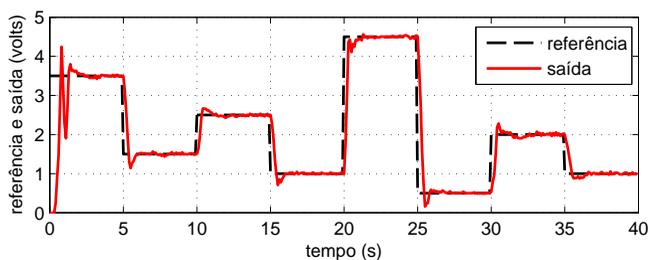
Tabela 8 – Índices de desempenho e robustez - *Fan and Plate*

Controlador	K_α	α_1	IAE _r	TVC	M_s	GM	PM
GMV/PID clássico	1	0	6.75	61.25	1.51	2.97	38.71°
I-FPGMV/PID	1.25	0.5797	6.54	33.22	1.83	2.20	31.62°

Embora seja realizada uma análise comparativa entre os controladores GMV/PID e I-FPGMV/PID, o objetivo não é invalidar o desempenho e eficácia do controlador GMV/PID clássico, mas mostrar a capacidade do controlador I-FPGMV/PID em controlar processos utilizando um cenário prático, apresentando um melhor desempenho devido a sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro $K_\alpha\alpha(q^{-1})$.



(a) GMV/PID clássico



(b) I-FPGMV/PID

Figura 29 – Resposta do sistema com os controladores GMV/PID clássico e I-FPGMV/PID - Processo FAP.

3.6 CONCLUSÃO

Este capítulo abordou uma síntese alternativa para o projeto do controlador GMV clássico, para o qual pode ser projetado e avaliado no contexto do critério de desempenho e robustez. Sendo assim, um novo formalismo matemático foi desenvolvido para lidar com o *offset*, denominado I-FPGMV, não somente para comparar com outras possibilidades de projeto existentes na literatura do GMV clássico, mas também visando mostrar que os resultados podem ser interessantes tanto do ponto de vista de simulações numéricas como de implementação prática, em processos com diferentes características e complexidades. Além disto, o projeto do controlador I-FPGMV foi conectado em uma abordagem adaptativa direta, denominada D-FPGMV e com a sintonia do controlador PID ideal (I-FPGMV/PID).

Ademais, o projeto do controlador I-FPGMV foi proposto em uma estrutura de malha para tratar questões de saturação em um sistema de controle. A estrutura proposta é representada na forma canônica RST e a finalidade é apresentar uma malha de controle simples, utilizando técnicas de controle consolidadas na literatura, como a forma RST, para mitigar problemas com saturação na variável de controle.

O projeto do controlador I-FPGMV foi avaliado através de simulações numéricas, em um sistema químico (CSTR), e comparado ao projeto do controlador GMV clássico. O processo CSTR é desafiador por possuir comportamento estável/instável, linear/não-linear de malha aberta, em diferentes pontos de operação. Os resultados de estabilidade, desempenho e robustez de malha fechada foram satisfatórios ao atuar no rastreamento de referência, regulação da saída e rejeição de perturbação, sobretudo quando os pontos de operação são movidos em regiões críticas de estabilidade. Observou-se através dos índices IAE_r , IAE_d , TVC, M_s , GM e PM que o controlador I-FPGMV alcançou melhores valores, e dentro da faixa sugerida pela literatura de controle.

Adicionalmente o projeto do controlador I-FPGMV/PID foi apreciado em um processo mecatrônico (FAP), por meio de um experimento prático, e comparado com o controlador GMV/PID clássico. Este processo possui ganho variável e comportamento não-linear em alguns pontos de operação. O intuito foi validar a factibilidade deste controlador no controle de processos práticos, podendo os ganhos do controlador PID, sintonizados a partir do controlador I-FPGMV, serem embarcados em controladores industriais. O controlador I-FPGMV/PID mostrou-se eficaz no rastreamento de referência para diferentes magnitudes de *setpoint*, com índices de desempenho e robustez adequados.

4 PROJETO DO CONTROLADOR FPGPC

4.1 INTRODUÇÃO

O GPC é um dos mais relevantes métodos de controladores MBPC e tem uma história de sucesso na indústria e academia. O GPC tem sido implementado em várias aplicações, alcançando interessantes resultados em termos de robustez e desempenho, em processos com diferentes características e complexidades (CLARKE, 1996; QIN; BADGWELL, 2003; NESHASTERIZ; SEDIGH; SADJADIAN, 2010; DARABIAN; JALILVAND; AZARI, 2016). Na Figura (30), construída a partir da base de dados SCOPUS, observa-se o número aproximado de publicações em periódicos e conferências, onde nota-se um considerável aumento de publicações sobre o GPC, ao longo dos anos.

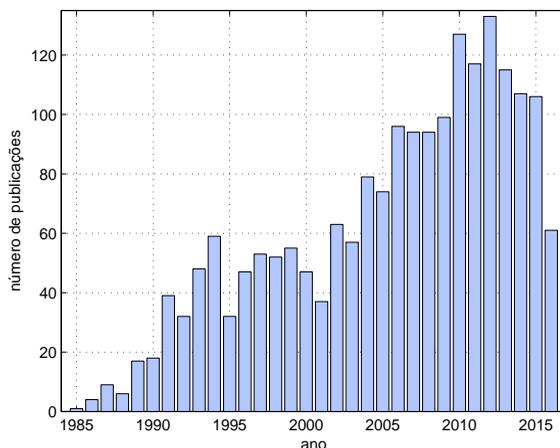


Figura 30 – Número aproximado de publicações do GPC.

O GPC clássico proposto por Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a) utiliza um modelo preditivo para prever a saída do processo ao longo de um horizonte de tempo, com a saída sendo composta de sinais medidos das entradas-saídas passadas e do sinal de controle futuro. Um vetor com sinais de controle futuro é determinado para atender as especificações de projeto em termos de uma referência futura desejada, por meio de uma função custo que mede a distância entre a saída predita e a sequência de referência, mais a energia do controle, sobre os horizontes

de predição da saída e do controle (CLARKE, 1996).

O GPC clássico pode ser transformado na estrutura polinomial RST, onde o grau dos coeficientes dos polinômios $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ depende dos horizontes de predição da saída (LANDAU, 1998; JIPUANG et al., 2002). A forma canônica RST do GPC, pode ser hibridizada na estrutura de projeto dos controladores IMC ou PID, garantindo a estes controladores, importantes propriedades de malha fechada, tais como rastreamento de referência, rejeição de perturbação, estabilidade e robustez, mesmo na presença de perturbações e incertezas no modelo (PREITL et al., 2004; YAMAMOTO; SATO; INOUE, 2006).

A formulação matemática padrão do GPC clássico está baseada em um modelo de processo monovariável linear CARIMA e uma função custo quadrática, ambas utilizando uma abordagem implícita. A Tabela (9) ilustra o modelo linear do processo, a função custo, J , a ser otimizada e a lei de controle. Os parâmetros N_y e N_u representam os horizontes de predição da saída e do controle, respectivamente, λ é a ponderação do sinal de controle, $\hat{y}(k + j/t)$ é a saída predita no horizonte de predição N_y , K_G é o ganho do GPC e f é a resposta livre. Na proposta original de Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a), o polinômio $C(q^{-1})$ e o atraso d são iguais a 1.

Tabela 9 – Equações de projeto do GPC clássico.

- Modelo do Processo:
$\Delta A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})\Delta u(k-1) + C(q^{-1})\xi(k)$
- Função Custo:
$J = \sum_{j=1}^{N_y} [\hat{y}(k+j/t) - r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2$
- Lei de controle:
$\Delta u(k) = \mathbf{K}_G(\mathbf{r} - \mathbf{f}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} [r(k+j) - f(k+j)]$
$R(q^{-1})\Delta u(k) = T(q^{-1})r(k) - S(q^{-1})y(k)$

As características de projeto do GPC clássico dão a este controlador um modo de implementação incremental, portanto, assegura o *offset-free* para alguns sistemas de malha fechada. Este formalismo tem sido extensivamente explorado por pesquisadores de controle preditivo e, uma variedade de métodos de projetos e aplicações têm sido propostos a este controlador, tanto para sistemas SISO como MIMO (JIPUANG et al., 2002; MUNOZ-HERNÁNDEZ; JONES, 2006; WANG; ROSITER, 2008; BELDA, 2013; AICHA; BOUANI; KSOURI, 2013).

Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b) propuseram ao GPC clássico uma análise de projeto com o polinômio $C(q^{-1}) \neq 1$ para tratamento de ruídos ou perturbações. Quando $C(q^{-1}) \neq 1$, há uma ligeira mudança na resposta livre do controlador, sendo então possível minimizar a variância do ruído, desde que este polinômio seja adequadamente modelado. Entretanto, em diversas aplicações, o polinômio $C(q^{-1})$ é difícil de ser identificado, devido às características do ruído serem variantes no tempo (apresentando ou não uma distribuição estatística normal). Neste caso, o polinômio $C(q^{-1})$ é substituído pelo polinômio $T_f(q^{-1})$, no qual é representada a dinâmica da perturbação e pode ser considerado como um pré-filtro ou observador. O GPC clássico com a inserção do polinômio $T_f(q^{-1})$ é conhecido na literatura como T-GPC (CLARKE, 1994a; ROSSITER, 2004).

Este capítulo propõe um formalismo alternativo de projeto para o GPC clássico em ambos os sistemas, SISO e MIMO, estendendo o conjunto de possibilidades de projetos e aplicações para este controlador. No caso de sistemas SISO, o projeto emprega uma representação do modelo do processo e função custo na forma posicional e, ao mesmo tempo, obtém um controlador incremental, selecionando um filtro polinomial integral na entrada e saída do sistema, sendo este novo formalismo denominado GPC posicional filtrado (*Filtered Positional Generalized Predictive Controller* - FPGPC). O objetivo é que o FPGPC seja capaz de estabilizar processos com diferentes características e complexidades, eliminar o *offset*, fornecer dinâmicas de malha fechada nos padrões de malha desejado e garantir margens de estabilidade e robustez.

Adicionalmente, uma estrutura de malha é apresentada, utilizando-se o projeto do FPGPC para mitigar problemas de saturação no sinal de controle. Ademais, um estudo comparativo entre os controladores GPC clássico, T-GPC e FPGPC é detalhado, destacando-se a influência dos filtros, existentes no projeto destes controladores, na estabilidade, desempenho e robustez do sistema controlado e nas funções de transferência de malha fechada.

Em seguida, é proposta uma metodologia de projeto para o controlador IMC a partir do FPGPC, alcançando um projeto de malha de controle denominado controlador IMC filtrado (*Filtered IMC* - F-IMC). O FPGPC também é hibridizado na síntese do controlador PID, para uma adequada sintonia dos ganhos deste controlador. A hibridização permite herdar as propriedades do FPGPC para as estruturas de malha dos controladores F-IMC e PID, podendo controlar processos de malha aberta com características distintas (integradores, estáveis e instáveis, fase mínima e fase não mínima, linear e não linear, entre outros).

Finalmente, o projeto do FPGPC é estendido para aplicações em sistemas MIMO, onde o modelo do processo e a função custo possuem Múltiplas entradas e saídas, alcançando uma síntese de controle denominada GPC posicional filtrado multivariável (*Multivariable Filtered Positional GPC - MFP-GPC*). As análises de projeto, tais como propriedades do controlador, estabilidade, robustez e desempenho, são semelhantes a do FPGPC, porém, aplicadas a sistemas MIMO.

Destaca-se, ainda, que para todos os projetos apresentados neste capítulo, uma otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético é utilizada para que uma dinâmica de malha fechada desejada seja alcançada, garantindo um *trade-off* entre desempenho e robustez, através de uma sintonia “ótima” dos parâmetros dos filtros dos controladores.

4.2 CONTROLADOR GPC FILTRADO

Considerando-se o modelo determinístico CAR do processo, caracterizado pela seguinte equação no domínio do tempo discreto:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1). \quad (4.1)$$

A lei de controle é obtida pela minimização da função custo, dada pela seguinte expressão:

$$J_{\text{GPC}} = \sum_{j=1}^{N_y} [\phi_y(k+j) - \phi_r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [u(k+j-1)]^2 \quad (4.2)$$

com $\phi_y(k+j)$ e $\phi_r(k+j)$ variáveis que representam a saída e entrada auxiliar, respectivamente, e são definidas como

$$\begin{aligned} \phi_y(k) &= P(q^{-1})y(k) = \frac{K_\alpha \alpha(q^{-1})}{\Delta} y(k), \\ \phi_r(k) &= P(q^{-1})r(k) = \frac{K_\alpha \alpha(q^{-1})}{\Delta} r(k) \end{aligned} \quad (4.3)$$

os polinômios $P(q^{-1})$ e $\alpha(q^{-1})$ estão correlacionados com os aspectos da dinâmica e do filtro do sistema de malha fechada, respectivamente, e K_α representa o ganho do filtro.

A sintonia de K_α e $\alpha(q^{-1}) = \prod_{i=1}^{n_\alpha} (1 - \alpha_i q^{-1})$ dão um grau de liberdade extra para a calibração e estabilidade do FPGPC. Estes parâmetros são sintonizados para que mais pesos sejam inseridos nas baixas

frequências, ponderando assim uma penalidade maior sobre o erro de regulação nesta faixa de frequência (GRIMBLE, 2004). O parâmetro α_i está no intervalo $[0, 1]$ e é responsável pelo ajuste da velocidade da resposta de malha fechada para rastreamento de referência e rejeição de perturbação.

A função custo tem um termo no futuro $\phi_y(k+j)$, Equação (4.2), o qual não está disponível no instante k . Assim, a minimização não pode ser realizada, a menos que o termo $\phi_y(k+j)$ seja substituído pelo valor estimado. Portanto, a Equação (4.1) é multiplicada por $P(q^{-1})$ e é reescrita como

$$A(q^{-1})P(q^{-1})y(k+j) = B(q^{-1})P(q^{-1})u(k+j-d-1). \quad (4.4)$$

Substituindo-se a Equação (4.3) na Equação (4.4), obtém-se

$$\begin{aligned} \bar{A}(q^{-1})\phi_y(k+j) &= \bar{B}(q^{-1})u(k+j-d-1), \\ \bar{A}(q^{-1}) &= \Delta A(q^{-1}), \quad \bar{B}(q^{-1}) = K_\alpha \alpha(q^{-1})B(q^{-1}). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Considere a seguinte identidade polinomial:

$$1 = E_{\text{GPC}_j}(q^{-1})\bar{A}(q^{-1}) + q^{-j}F_{\text{GPC}_j}(q^{-1}) \quad (4.6)$$

em que $n_e = j-1$ e $n_f = n_a$, representam o grau dos polinômios $E_{\text{GPC}_j}(q^{-1})$ e $F_{\text{GPC}_j}(q^{-1})$, respectivamente. Substituindo-se a Equação (4.6) na Equação (4.5) no instante $(k+j)$, tem-se a seguinte relação:

$$\phi_y(k+j) = \bar{B}(q^{-1})E_{\text{GPC}_j}(q^{-1})u(k+j-d-1) + F_{\text{GPC}_j}(q^{-1})\phi_y(k). \quad (4.7)$$

Considerando a identidade polinomial

$$\bar{B}(q^{-1})E_{\text{GPC}_j}(q^{-1}) = G_j(q^{-1}) + q^{-j}\bar{G}(q^{-1}) \quad (4.8)$$

então a Equação (4.7) pode ser reescrita na forma

$$\phi_y(k+j) = G_j(q^{-1})u(k+j-d-1) + \hat{\phi}_y(k+j/k) \quad (4.9)$$

onde

$$\hat{\phi}_y(k+j/k) = \bar{G}_j(q^{-1})u(k-d-1) + F_{\text{GPC}_j}(q^{-1})\phi_y(k). \quad (4.10)$$

O vetor Φ_f é baseado na predição da resposta livre e é composto

por

$$\Phi_f = [\hat{\phi}_y(k+1/k) \quad \hat{\phi}_y(k+2/k) \quad \cdots \quad \hat{\phi}_y(k+N_y/k)]^T \quad (4.11)$$

com a sequência do sinal de controle futuro expressa na forma vetorial

$$U = [u(k-d) \quad u(k-d-1) \quad \cdots \quad u(k+N_u-d-1)]^T \quad (4.12)$$

então a Equação (4.9) pode ser representada na forma vetorial como

$$\begin{aligned} \Phi_y &= \mathbf{G}U + \Phi_f, \\ \Phi_y &= [\phi_y(k+1) \quad \phi_y(k+2) \quad \cdots \quad \phi_y(k+N_y)]^T. \end{aligned} \quad (4.13)$$

A função custo do FPGPC pode ser reescrita da seguinte forma:

$$J_{\text{GPC}} = (\Phi_y - \Phi_r)^T (\Phi_y - \Phi_r) + U^T \Lambda U \quad (4.14)$$

onde $\Lambda = \text{diag}(\lambda)$. Pela minimização da função custo para o caso sem restrições, deriva-se o vetor de controle do FPGPC através da equação

$$U = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \Lambda)^{-1} \mathbf{G}^T [\Phi_r - \Phi_f] \quad (4.15)$$

que é semelhante ao formalismo de projeto do GPC clássico incremental, onde as diferenças nesta tese, estão relacionadas com o caso posicional para o modelo e função custo, mas com a seleção de $P(q^{-1})$ na forma de função de transferência polinomial integral. Na formulação original do GPC clássico de Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987a, 1987b), nenhuma análise foi realizada em relação as propriedades de desempenho, estabilidade e robustez do sistema controlado, utilizando-se o cenário posicional.

Para analisar a influência do filtro $P(q^{-1})$ em lidar com rastreamento de referência, rejeição de perturbação e robustez, a Equação (4.15) pode ser reescrita na forma canônica polinomial RST, definida pela seguinte lei de controle:

$$\begin{aligned} \left[1 + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} \bar{G}_j \right] u(k) &= \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} q^j \phi_r(k) \\ &\quad - \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} F_{\text{GPC}_j} \phi_y(k), \end{aligned}$$

$$u(k) = K_{\text{GPC}} [\Phi_r - \Phi_f] = \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} [\phi_r(k+j) - \phi_f(k+j)] \quad (4.16)$$

onde K_{GPC} é obtido da primeira linha da matriz $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \Lambda)^{-1} \mathbf{G}^T$.

Utilizando-se a definição de $P(q^{-1})$, então a forma canônica RST do FPGPC é expressa como

$$\begin{aligned} R_{\text{GPC}}(q^{-1})u(k) &= T_{\text{GPC}}(q^{-1})\phi_r(k) - S_{\text{GPC}}(q^{-1})\phi_y(k), \\ R_{\text{GPC}}(q^{-1})\Delta u(k) &= K_\alpha \alpha(q^{-1}) [T_{\text{GPC}}(q^{-1})r(k) - S_{\text{GPC}}(q^{-1})y(k)]. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Os polinômios $R_{\text{GPC}}(q^{-1})$, $S_{\text{GPC}}(q^{-1})$ e $T_{\text{GPC}}(q^{-1})$ são representados na forma

$$\begin{aligned} R_{\text{GPC}}(q^{-1}) &= \left[1 + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} \bar{G}_j \right], \\ T_{\text{GPC}}(q^{-1}) &= \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} q^j K_\alpha \alpha(q^{-1}), \\ S_{\text{GPC}}(q^{-1}) &= \sum_{j=1}^{N_y} k_{\text{GPC}_j} F_{\text{GPC}_j} K_\alpha \alpha(q^{-1}). \end{aligned} \quad (4.18)$$

O diagrama de blocos da estrutura RST a partir do projeto do FPGPC está representado na Figura (31), onde se observa os filtros na referência, na saída e no controle. O sinal de controle $u(k)$ é a saída do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$, no qual este adiciona interessantes propriedades ao controlador, tais como estabilidade, robustez, ajuste da velocidade de resposta no rastreamento de referência e rejeição de perturbação.

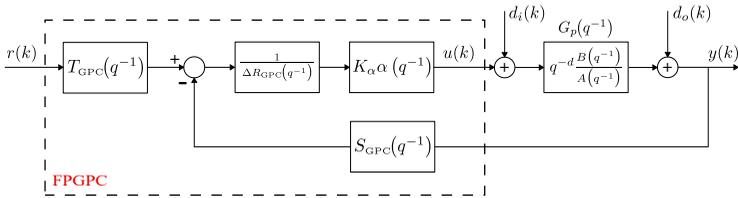


Figura 31 – Diagrama de blocos do FPGPC.

Combinando-se o modelo do processo, Equação (4.1), a lei de controle do FPGPC, Equação (4.17) e o diagrama de blocos da Figura (31), a função de transferência do sistema de malha fechada é dada por

$$y(k) = \frac{q^{-(d+1)}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})T_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) + q^{-(d+1)}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}r(k). \quad (4.19)$$

Algumas importantes características da síntese do FPGPC são:

- i) o modo implícito aparece naturalmente na lei de controle, Equação (4.17), ainda que utilizando-se no projeto o modelo de processo e função custo na abordagem posicional;
- ii) os parâmetros adicionais de projeto, K_α e $\alpha(q^{-1})$, devem ser ajustados pelo operador à cada aplicação, para que o comportamento dinâmico do sistema de malha fechada seja regulado conforme as condições desejada;
- iii) quando K_α e $\alpha(q^{-1})$ são iguais a 1, o caso do GPC clássico é obtido;
- iv) a adição do filtro $K_\alpha\alpha(q^{-1})$ ao projeto do controlador, fornece interessantes propriedades para lidar com rastreamento de referência e rejeição de perturbação e robustez;
- v) o controlador pode ser avaliado em processos estáveis/instáveis, de fase mínima/não mínima ou com diferentes complexidades (ARAÚJO; JERONYMO; COELHO, 2014), em que o filtro K_α e $\alpha(q^{-1})$, interferem na estabilidade de malha fechada (Equação (4.19));
- vi) o controlador também fornece compensação por atraso de tempo conhecido e a função de transferência de malha fechada, Equação (4.19), pode ser reescrita como

$$y(k) = \frac{q^{-(d+1)}K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})T_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}r(k). \quad (4.20)$$

Para avaliar casos de rejeição de perturbação na entrada e saída do processo, considera-se a adição de duas perturbações, conforme o diagrama de blocos da Figura (31). As correspondentes funções de transferências de malha fechada devido a $y(k)$ para $d_i(k)$ e $y(k)$ para $d_o(k)$ são representadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
y(k) &= \frac{q^{-(d+1)}B(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}d_i(k), \\
y(k) &= \frac{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) + K_\alpha\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}d_o(k).
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Na condição de regime permanente, o FPGPC remove o *offset* relacionado ao rastreamento de referência, periódica e não-periódica, e as perturbações na forma degrau, e atenua as perturbações de natureza senoidal, triangular e ruído branco.

O projeto do FPGPC discutido nesta seção, é para o caso sem restrições dos sinais de controle e saída do processo, onde a faixa limite de saturação destes sinais não são consideradas. A literatura do GPC clássico explora a adição de restrições na função objetivo, através de uma programação linear quadrática, para lidar com problemas de saturação de malha em ambos os sinais, saída e controle, porém, a minimização desta função torna o projeto mais complexo, de modo que a solução não pode ser obtida explicitamente como no caso sem restrições, além de exigir maior esforço computacional no cálculo da lei de controle (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Com o objetivo de mitigar o problema de saturação no sinal de controle utilizando uma abordagem de projeto mais simples, optou-se por implementar uma estrutura de malha de controle adaptada à forma polinomial RST, semelhante a apresentada na Seção 3.2, onde o filtro $\alpha(q^{-1})$ interfere na qualidade de desempenho de malha fechada em termos da manutenção do sinal de controle, no estado de saturação, por meio de uma saturação de realimentação. A lei de controle para o caso com restrições do FPGPC é calculada pela seguinte relação:

$$\begin{aligned}
& - R_{\text{GPC}}(q^{-1})\Delta u(k) \\
& + K_\alpha\alpha(q^{-1}) [T_{\text{GPC}}(q^{-1})r(k) - S_{\text{GPC}}(q^{-1})y(k)] = 0, \\
& - \left[\frac{\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) - \alpha(q^{-1})}{\alpha(q^{-1})} \right] u_f(k) \\
& + K_\alpha [T_{\text{GPC}}(q^{-1})r(k) - S_{\text{GPC}}(q^{-1})y(k)] = u_b(k).
\end{aligned} \tag{4.22}$$

O diagrama de blocos do sistema de controle de malha fechada, implementado a partir da Equação (4.22), é mostrado na Figura (32).

Vale ressaltar que até este momento, tanto a implementação da

síntese do FPGPC, como a abordagem para compensar saturação de malha em controladores preditivos utilizando a estrutura RST, apresentados na Seção 3.2 e nesta seção, respectivamente, têm sido explorados em poucas aplicações na literatura de controle e, estes formalismos de projetos são contribuições desta tese.

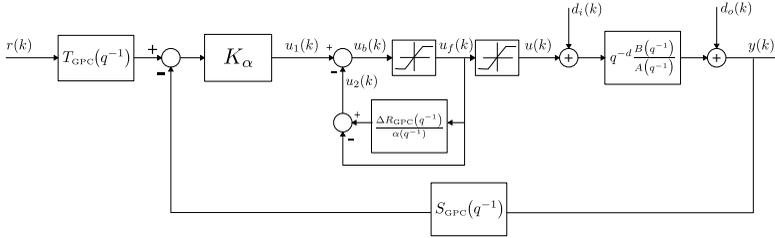


Figura 32 – Diagrama de blocos com saturação no FPGPC.

4.3 COMPARATIVO ENTRE OS GPC'S

Esta seção mostra um estudo comparativo entre os controladores GPC clássico (CLARKE; MOHTADI; TUFFS, 1987a, 1987b), T-GPC (ROSSITER, 2004; CAMACHO; BORDONS, 2007) e FPGPC. O intuito é avaliar a influência dos filtros destes controladores na estabilidade, robustez e desempenho de malha fechada para lidar com o *offset* e MPM.

Clarke, Mohtadi e Tuffs (1987b) propuseram a inserção de um polinômio adicional $P_f(q^{-1})$ ao projeto do GPC clássico, alcançando o GPC clássico filtrado (denominado nesta tese de GPC-F), semelhante ao empregado no controlador GMV clássico, onde um polinômio de ponderação é incluído na saída do modelo, criando-se uma saída auxiliar, isto é,

$$\phi_p(k) = P_f(q^{-1})y(k) = \frac{P_{nf}(q^{-1})}{P_{df}(q^{-1})}y(k). \quad (4.23)$$

A função custo do GPC-F é semelhante a do GPC clássico (Tabela 9), porém, o sinal de saída predito, $\hat{y}(k + j/t)$, é substituído pelo sinal da saída auxiliar predito, $\hat{\phi}_p(k)$. Assim, a lei de controle do GPC-F é calculada através da seguinte expressão:

$$\Delta u(k) = \mathbf{K}_G [\mathbf{r} - \mathbf{f}] = \sum_{j=1}^{N_y} k_j [r(k) - f(k)],$$

$$\Delta u(k) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \left[r(k) - \frac{F_j(q^{-1})}{P_{df}(q^{-1})} y(k) - \mathbf{I}_j(q^{-1}) \Delta u(k-1-d) \right]. \quad (4.24)$$

Considerando-se o modelo do processo do GPC clássico, onde $T_f(q^{-1}) = (1 - \beta_f q^{-1})$ é o polinômio que implementa um pré-filtro ao projeto do T-GPC, a lei de controle é obtida pela minimização da função custo da Tabela (9), sendo equivalente à lei de controle do GPC clássico, com diferenças no cálculo da resposta livre f , isto é,

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= \mathbf{K}_G \left[\mathbf{r} - \tilde{\mathbf{f}} \right] \\ &= \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \left[r(k) - \frac{\tilde{F}_j(q^{-1})}{T_f(q^{-1})} y(k) - \frac{\tilde{\mathbf{I}}_j(q^{-1})}{T_f(q^{-1})} \Delta u(k-1-d) \right]. \end{aligned} \quad (4.25)$$

As equações polinomiais para a síntese do T-GPC são resolvidas utilizando-se o polinômio $T_f(q^{-1})$, então as matrizes de projeto $\tilde{\mathbf{I}}$ e \tilde{F} são modificadas e, conseqüentemente, os polinômios $\tilde{R}(q^{-1}) = R(q^{-1})T_f(q^{-1})$ e $\tilde{S}(q^{-1}) = S(q^{-1})T_f(q^{-1})$.

Pelo diagrama de blocos da Figura (31) é possível analisar os projetos dos três controladores na forma RST, com mudanças nos polinômios $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ para cada controlador. No caso dos controladores GPC-F, T-GPC e FPGPC, são considerados os filtros $P_{df}(q^{-1})$, $T_f(q^{-1})$ e $K_\alpha \alpha(q^{-1})$, respectivamente. A Tabela (10) mostra as equações de projeto relacionadas à estrutura RST.

Importantes considerações podem ser observadas a partir das funções de transferência de malha fechada, funções sensibilidade e leis de controle dos controladores GPC clássico, GPC-F, T-GPC e FPGPC apresentadas na Tabela (11).

- i) os controladores GPC-F, T-GPC e FPGPC possuem diferentes características, de acordo com o projeto dos filtros $P_f(q^{-1})$, $T_f(q^{-1})$ e $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ para cada malha de controle;
- ii) a estrutura com dois graus de liberdade do T-GPC, somente pode ser explorada para rejeição de perturbação, no qual depende do polinômio $T_f(q^{-1})$, sendo o rastreamento de referência garantido apenas pelas sintonias dos parâmetros do GPC (N_y , N_u e λ);
- iii) para o FPGPC, tanto o rastreamento de referência quanto a re-

Tabela 10 – Equações dos controladores GPC, T-GPC e FPGPC.

-	Equações de projeto
GPC clássico	$R(q^{-1}) = \left[1 + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \mathbf{I}_j \right]$ $S(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} F_j$ $T(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} q^j$
GPC-F	$R(q^{-1}) = \left[1 + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \mathbf{I}_j \right]$ $S(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \frac{F_j}{P_{df}(q^{-1})}$ $T(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} q^j$
T-GPC	$R(q^{-1}) = \left[\frac{T_f(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \tilde{\mathbf{I}}_j}{T_f(q^{-1})} \right]$ $S(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} \frac{\tilde{F}_j}{T_f(q^{-1})}$ $T(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{G_j} q^j$
FPGPC	$R_{GPC}(q^{-1}) = \left[1 + q^{-1} \sum_{j=1}^{N_y} k_{GPC_j} \bar{\mathbf{G}}_j \right]$ $S_{GPC}(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{GPC_j} F_{GPC_j} K_\alpha \alpha(q^{-1})$ $T_{GPC}(q^{-1}) = \sum_{j=1}^{N_y} k_{GPC_j} q^j K_\alpha \alpha(q^{-1})$

jeição de perturbação são tratados pelo filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$, além de modificar também a robustez e a estabilidade de malha fechada;

- iv) o filtro $T_f(q^{-1})$ no T-GPC não modifica os polos de malha fechada e a lei de controle, diferentemente dos filtros $P_{df}(q^{-1})$ e $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ dos controladores GPC-F e FPGPC;
- v) os filtros $T_f(q^{-1})$ e $P_{df}(q^{-1})$ modificam a função sensibilidade da malha de controle, mas não modificam o comportamento nominal, diferentemente do FPGPC;
- vi) ainda não se tem uma metodologia de projeto da sintonia do polinômio $T_f(q^{-1})$. Embora existam orientações na literatura, onde a constante de tempo β_f deve ser ajustada com valor próximo ao polo dominante de malha aberta do processo (CLARKE, 1994a; ROSSITER, 2004).

Tabela 11 – Comparativo das funções de transferência dos controladores GPC, T-GPC e FPGPC.

(a) GPC clássico	
$y(k) = \frac{T(q^{-1})q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})}r(k)$	
$S_{\text{sen}} = \frac{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})}$	
$u(k) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} [T(q^{-1})r(k) - S(q^{-1})y(k)]$	
(b) GPC-F	
$y(k) = \frac{T(q^{-1})q^{-d}B(q^{-1})P_{df}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})P_{df}(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})}r(k)$	
$S_{\text{sen}} = \frac{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})P_{df}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})P_{df}(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})}$	
$u(k) = \frac{1}{\Delta R(q^{-1})} \left[T(q^{-1})r(k) - \frac{S(q^{-1})}{P_{df}(q^{-1})}y(k) \right]$	
(c) T-GPC	
$y(k) = \frac{T_f(q^{-1})T(q^{-1})q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})} \bigg T_f(q^{-1}) r(k)$	
$S_{\text{sen}} = \frac{A(q^{-1})\tilde{\Delta R}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R(q^{-1})+B(q^{-1})S(q^{-1})} \bigg T_f(q^{-1})$	
$u(k) = \frac{T_f(q^{-1})}{\tilde{\Delta R}(q^{-1})} \bigg T(q^{-1})r(k) - \frac{\tilde{S}(q^{-1})}{T_f(q^{-1})}y(k) \bigg $	
(d) FPGPC	
$y(k) = \frac{K_{\alpha}\alpha(q^{-1})q^{-d}B(q^{-1})T_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})+K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}r(k)$	
$S_{\text{sen}} = \frac{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})+K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})}$	
$u(k) = \frac{K_{\alpha}\alpha(q^{-1})}{\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})} [T_{\text{GPC}}(q^{-1})r(k) - S_{\text{GPC}}(q^{-1})y(k)]$	

4.4 CONTROLADOR F-IMC A PARTIR DO FPGPC

Esta seção descreve o projeto do controlador F-IMC, desenvolvido a partir do projeto do FPGPC. Esta hibridização é um formalismo alternativo à estrutura convencional do controlador IMC, sendo parte da contribuição desta tese, para herdar as propriedades e vantagens do FPGPC e estender as possibilidades de projeto deste controlador. O objetivo desta proposta é tratar perturbações e incertezas no modelo em processos estáveis e instáveis, com longo atraso de transporte, de fase não mínima, integradores e de diferentes complexidades, evitando problemas de estabilidade e oferecendo robustez e desempenho desejado do sistema de controle de malha fechada.

O controlador IMC clássico é amplamente conhecido como uma das mais eficientes estratégias de controle para atenuar perturbações e MPM e tem sido utilizado com sucesso em várias aplicações industriais, incluindo hibridização com controladores PID e preditivos (PREITL et al., 2004; VILANOVA; ARRIETA; PONSÁ, 2009; VUPPU; VENKATA; KODATI, 2015). A principal característica do projeto do controlador IMC é a simplicidade de implementação da lei de controle, com poucos parâmetros a serem sintonizados, porém, para garantir estabilidade de malha fechada, ambos, controlador e processo devem ser estáveis (MORARI; ZAFIRIOU, 1989).

O projeto do controlador IMC clássico ainda tem dificuldades em controlar processos instáveis, integradores, com longo atraso de transporte e de fase não mínima, ainda que exista na literatura muitos estudos com propostas alternativas para lidar com estes tipos de processos. Entretanto, a maioria destas abordagens traçam uma equivalência entre a estrutura IMC e o controlador PID e exigem algumas hipóteses e manipulações matemáticas para que resultados satisfatórios sejam obtidos (MORARI; ZAFIRIOU, 1989; BRAATZ, 1996; ZHI-CHENG; ZHI-YUAN; JING-GANG, 2011).

O projeto do controlador F-IMC aqui proposto, está baseado no projeto do FPGPC apresentado na Seção 4.2, sendo este controlador conectado em um sistema de controle na forma canônica RST, em que $R_{\text{GPC}}(q^{-1})$ e $S_{\text{GPC}}(q^{-1})$ são projetados para obter o desempenho de regulação desejado e rejeição de perturbação, e $T_{\text{GPC}}(q^{-1})$ é projetado para garantir rastreamento de referência. Os valores dos coeficientes e o grau destes polinômios dependem de como o filtro $K_{\alpha\alpha}(q^{-1})$ e os parâmetros de sintonia (N_y , N_u e λ) do FPGPC são selecionados.

Uma forma alternativa de embarcar as propriedades do FPGPC, onde $S_{\text{GPC}}(q^{-1}) \neq T_{\text{GPC}}(q^{-1})$ e a função de transferência do contro-

lador é dada por $G_{c_{\text{GPC}}}(q^{-1}) = K_{\alpha}\alpha(q^{-1})/\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})$, é utilizar o diagrama de blocos da Figura (31), hibridizado com a estrutura do controlador F-IMC, Figura (33).

Considerando-se a estrutura do controlador F-IMC, Figura (33), a seguinte função de transferência do controlador equivalente, $C_{eq}(q^{-1})$, pode ser obtida:

$$C_{eq}(q^{-1}) = \frac{C_{\text{IMC}}(q^{-1})A_m(q^{-1})}{A(q^{-1}) - K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B_m(q^{-1})C_{\text{IMC}}(q^{-1})}. \quad (4.26)$$

Os sistemas de controle dos controladores F-IMC, Figura (33), e FPGPC, Figura (31), serão equivalentes se o controlador $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$, no diagrama de blocos da Figura (33) é escolhido de acordo com a função de transferência da Equação 4.27.

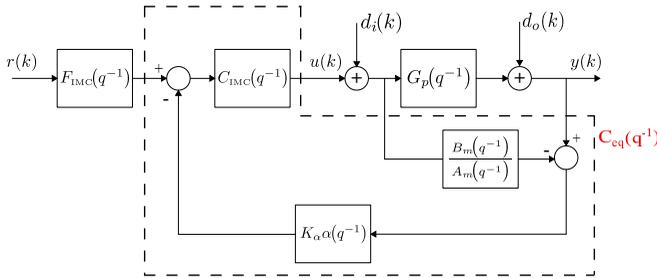


Figura 33 – Diagrama de blocos do controlador F-IMC.

$$C_{\text{IMC}}(q^{-1}) = \frac{S_{\text{GPC}}(q^{-1})A_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1}) + K_{\alpha}\alpha(q^{-1})B_m(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1})},$$

$$F_{\text{IMC}}(q^{-1}) = \frac{K_{\alpha}\alpha(q^{-1})T_{\text{GPC}}(q^{-1})}{S_{\text{GPC}}(q^{-1})}. \quad (4.27)$$

Utilizando-se o diagrama de blocos do controlador F-IMC, Figura (33) e a Equação (4.27), então a lei de controle do controlador F-IMC é expressa da forma

$$u(k) = C_{\text{IMC}}(q^{-1}) [F_{\text{IMC}}(q^{-1})r(k) - K_{\alpha}\alpha(q^{-1})y(k)] + C_{\text{IMC}}(q^{-1}) \left[K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} u(k) \right]. \quad (4.28)$$

É importante enfatizar as seguintes questões:

- i) a lei de controle do controlador F-IMC, Equação (4.28), é semelhante a lei de controle do FPGPC, Equação (4.17);
- ii) o FPGPC hibridizado com o F-IMC difere da síntese de controle proposta por Preitl et al. (2004), pois este último utiliza o modelo de processo e função custo na forma incremental, inserindo tratamento de saturação na malha direta do IMC clássico, enquanto a concepção de projeto da estrutura F-IMC utiliza o modelo do processo e função custo na forma posicional, inserindo um filtro $P(q^{-1})$, assegurando estabilidade e robustez de malha fechada;
- iii) o objetivo é empregar a hibridização FPGPC e F-IMC para evitar problemas de instabilidade, e/ou melhorar o desempenho e robustez do sistema controlado, e/ou lidar com perturbações e incertezas no modelo, mesmo para processos instáveis, fase não mínima, integradores e outros de igual ou superior complexidade.

4.5 RELAÇÃO DOS CONTROLADORES FPGPC E PID

Esta seção propõe empregar a síntese de projeto do FPGPC para sintonizar os parâmetros de projeto (K_c , T_i , T_d) de um controlador PID. As leis de controle dos controladores FPGPC e PID são combinadas para herdar e assegurar as propriedades dinâmicas de malha fechada do FPGPC, fornecendo estabilidade e robustez, através da sintonia “ótima” dos ganhos de projeto do controlador PID. Diversos pesquisadores têm considerado a possibilidade de hibridizar a síntese dos controladores preditivos e adaptativos com a estrutura clássica do controlador PID, a fim de combinar as propriedades de malha fechada destes controladores, com a simplicidade de projeto do controlador PID (YAMAMOTO; SATO; INOUE, 2006; SATO; INOUE, 2006; DAI et al., 2011).

Para garantir que o FPGPC tenha a mesma forma da lei de controle do controlador PID da Equação (3.24), é necessário reescrever a Equação (4.17) da seguinte forma:

$$\Delta u(k) = K_\alpha \frac{\alpha(1)T(1)}{R_{\text{GPC}}(q^{-1})} r(k) - K_\alpha \frac{\alpha(1)S_{\text{GPC}}(q^{-1})}{R_{\text{GPC}}(q^{-1})} y(k). \quad (4.29)$$

Combinando-se as Equações (4.29) e (3.24), é possível obter a correspondente sintonia dos ganhos do controlador PID, hibridizado com o FPGPC (controlador FPGPC/PID), utilizando-se as relações

$$\begin{aligned}
K^* &= \frac{-K_\alpha T(1)\alpha(1)(s_1 + 2s_2)}{s_0 + s_1 + s_2}, \\
K_{c_{\text{GPC}}} &= K^* - r_1 K_{c_{\text{GPC}}}(k-1) - \dots - r_n K_{c_{\text{GPC}}}(k-n_r), \\
T_{i_{\text{GPC}}} &= -\frac{(s_1 + 2s_2)}{s_0 + s_1 + s_2} T_s, \quad T_{d_{\text{GPC}}} = -\frac{s_2}{s_1 + 2s_2} T_s. \quad (4.30)
\end{aligned}$$

Alguns aspectos em relação ao controlador FPGP/PID são importantes destacar:

- i) verifica-se pela Equação (4.30) que um ganho proporcional variante no tempo aparece na sintonia do controlador PID;
- ii) os valores dos ganhos do controlador FPGPC/PID estão diretamente relacionados com a seleção do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ e dos parâmetros N_y , N_u e λ . O filtro é sintonizado através de uma otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético;
- iii) este tipo de hibridização é realizada para modelos de processos de primeira ordem, sintonia PI, ou segunda ordem, sintonia PID. Isto é justificado pelo fato de que a ordem do polinômio $S_{\text{GPC}}(q^{-1})$ depende da ordem do modelo do processo, polinômio $A(q^{-1})$, e que para combinar as leis de controle do controlador PID ideal, Equação (3.24), e do FPGPC, Equação (4.30), o polinômio $S_{\text{GPC}}(q^{-1})$ deve ser de primeira ou segunda ordem;
- iv) o objetivo de se utilizar uma regra de sintonia dos ganhos do controlador FPGPC/PID, é para ajustar e otimizar as dinâmicas de malha fechada do sistema controlado, podendo assim ser implementado em vários dispositivos digitais e em diferentes aplicações de controle, inserindo nestes dispositivos e aplicações as propriedades de malha do FPGPC.

4.6 CONTROLADOR FPGPC MULTIVARIÁVEL

No cenário industrial, usualmente os processos possuem variáveis que precisam ser controladas e manipuladas. Em alguns casos, mudanças em uma das variáveis manipuladas afeta as variáveis controladas e vice-versa. Então para estes casos, cada par de entrada-saída deve ser considerado como um processo SISO, isto é, o sistema é desacoplado, se for possível, e controlado separadamente. Para sistemas em que o

acoplamento não pode ser negligenciado, o sistema de controle deve ser considerado como um único processo MIMO e não um conjunto de processos SISO (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Técnicas de controle clássicas e avançadas tem sido extensivamente exploradas pela comunidade de controle para controlar sistemas MIMO. Uma interessante abordagem de projeto para controle de processos MIMO é o uso de controladores MBPC's, pois estes controladores têm a vantagem de lidar diretamente com processos multivariáveis sem a necessidade de desacoplar o sistema. O GPC é um dos métodos de projeto do MBPC que tem sido largamente implementado em várias aplicações em processos MIMO (UDUEBI; ORDYS; GRIMBLE, 2002; MUNOZ-HERNÁNDEZ; JONES, 2006; AICHA; BOUANI; KSOURI, 2013).

Considerando-se o modelo determinístico CAR para um processo multivariável com n -saídas e m -entradas, caracterizado pela seguinte equação posicional no domínio do tempo discreto:

$$y(k) = G_M(q^{-1})u(k-1) \quad (4.31)$$

onde $y(k) \in \mathbb{R}^n$ é $n \times 1$ e representa o vetor da saída do processo, $u(k) \in \mathbb{R}^m$ é $m \times 1$ e é o vetor do sinal de controle e $G_M(q^{-1})$ é definido como

$$\begin{aligned} G_M(q^{-1}) &= D_d(q^{-1})G_{pM}(q^{-1}) \quad , \quad G_{pM}(q^{-1}) = A_M^{-1}(q^{-1})B_M(q^{-1}), \\ g_{pM_{il}}(q^{-1}) &= q^{-d_{il}} \frac{B_{il}(q^{-1})}{A_{ii}(q^{-1})} \quad , \quad d_i = \min_l [d_{il}], \\ i &= 1, 2, \dots, n \quad \text{e} \quad l = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \quad (4.32)$$

$D_d(q^{-1})$ e $A_M(q^{-1}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ são matrizes diagonais polinomiais, com elementos q^{-d_i} que representam o atraso de transporte e elementos $A_{ii}(q^{-1})$, respectivamente e $B_M(q^{-1}) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ é uma matriz polinomial com elementos $B_{il}(q^{-1})$, tal que são calculadas pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned} A_{ii}(q^{-1}) &= 1 + a_1^{ii}q^{-1} + \dots + a_{na_{ii}}^{ii}q^{-na_{ii}}, \\ B_{il}(q^{-1}) &= b_0^{il} + b_1^{il}q^{-1} + \dots + b_{nb_{il}}^{il}q^{-nb_{il}} \end{aligned} \quad (4.33)$$

as raízes dos polinômios $A_{ii}(q^{-1})$ e $B_{il}(q^{-1})$ são os polos e zeros de malha aberta do modelo estimado, respectivamente. Portanto, a Equação (4.31) pode ser reescrita como

$$A_{ii}(q^{-1})y_i(k) = q^{-d_i} \sum_{l=1}^m B_{il}(q^{-1})u_l(k-1). \quad (4.34)$$

A lei de controle do MFP-GPC é obtida pela minimização da função custo da forma

$$J_{\text{MFGPC}} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{N_{y_i}} \{\phi_{y_i}(k+j) - \phi_{r_i}(k+j)\}^2 + \sum_{l=1}^m \lambda_l \sum_{j=1}^{N_{u_l}} (u_l(k+j-1))^2. \quad (4.35)$$

sendo $\phi_{y_i}(k+j)$ e $\phi_{r_i}(k+j)$ as variáveis auxiliares dos sinais de saída e referência, respectivamente, e são definidas como:

$$\phi_{y_i}(k) = P_l(q^{-1})y_i(k) \quad , \quad \phi_{r_i}(k) = P_l(q^{-1})r_i(k) \quad (4.36)$$

onde $r(k) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de referência. A matriz diagonal polinomial $P_l(q^{-1})$, expressa pela Equação (4.37), está correlacionada com os aspectos da dinâmica de malha fechada, K_{α_l} e $\alpha_l(q^{-1})$ representam o ganho do filtro e o filtro do sistema de malha fechada, respectivamente.

$$P_l(q^{-1}) = \begin{bmatrix} \frac{K_{\alpha_1} \alpha_1(q^{-1})}{\Delta} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{K_{\alpha_2} \alpha_2(q^{-1})}{\Delta} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{K_{\alpha_l} \alpha_l(q^{-1})}{\Delta} \end{bmatrix}_{m \times n} \quad (4.37)$$

É importante dizer que os parâmetros K_{α_l} e $\alpha_l(q^{-1})$ podem receber diferentes valores para cada entrada do processo, isto é, se $u_l(k)$ é $m \times 1$, então tem-se m valores de $K_{\alpha_l} \alpha_l(q^{-1})$ à serem sintonizados.

A sintonia de K_{α_l} e $\alpha_l(q^{-1}) = \prod_{i=1}^{n_{\alpha}} (1 - \alpha_{i_l} q^{-1})$ dão um grau de liberdade extra para a sintonia e estabilidade do controlador MFP-GPC. Os parâmetros α_{i_l} estão no intervalo $[0, 1]$ e ajustam a velocidade de resposta de malha fechada para lidar com o *offset*.

A Equação (4.34) é multiplicada por $P_l(q^{-1})$ e reescrita como

$$\begin{aligned} \bar{A}_{ii}(q^{-1})\phi_{y_i}(k+j) &= \bar{B}_{il}(q^{-1})u_l(k+j-d_i-1), \\ \bar{A}_{ii}(q^{-1}) &= \Delta A_{ii}(q^{-1}) \quad , \quad \bar{B}_{il}(q^{-1}) = \sum_{l=1}^m K_{\alpha_l} \alpha_l(q^{-1}) B_{il}(q^{-1}). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Considerando a seguinte identidade polinomial:

$$1 = E_{M_{i,j}}(q^{-1})\overline{A}_{ii}(q^{-1}) + q^{-j}F_{M_{i,j}}(q^{-1}). \quad (4.39)$$

Substituindo-se a Equação (4.39) na Equação (4.38) no instante $(k + j)$, tem-se a equação

$$\phi_{y_i}(k + j) = \overline{B}_{il}(q^{-1})E_{M_{i,j}}(q^{-1})u_l(k + j - d_i - 1) + F_{M_{i,j}}(q^{-1})\phi_{y_i}(k). \quad (4.40)$$

e utilizando-se a matriz polinomial

$$\overline{B}_{il}(q^{-1})E_{M_{i,j}}(q^{-1}) = G_{il,j}(q^{-1}) + q^{-j}\overline{G}_{il,j}(q^{-1}) \quad (4.41)$$

então a Equação (4.40) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\phi_{y_i}(k + j) = G_{il,j}(q^{-1})u_l(k + j - d_i - 1) + \hat{\phi}_{y_i}(k + j/k) \quad (4.42)$$

onde

$$\hat{\phi}_{y_i}(k + j/k) = \overline{G}_{il,j}(q^{-1})u_l(k - d_i - 1) + F_{M_{i,j}}(q^{-1})\phi_{y_i}(k).$$

O vetor Φ_{f_i} é baseado na predição da resposta livre e é composto por

$$\Phi_{f_i} = [\hat{\phi}_{y_i}(k + 1/k) \quad \cdots \quad \hat{\phi}_{y_i}(k + N_{y_i}/k)]^T$$

e

$$\Phi_f = [\Phi_{f_1}^T \quad \Phi_{f_2}^T \quad \cdots \quad \Phi_{f_n}^T]^T \in \mathbb{R}^{N_y} \quad (4.43)$$

é o vetor da resposta livre aumentado, composto por $N_y = \sum_{i=1}^n N_{y_i}$ e com a sequência do sinal de controle futuro representada como

$$U_l = [u_l(k + 1 - d_1) \quad \cdots \quad u_l(k + N_{u_l} - d_i - 1)]^T$$

e

$$U_M = [U_1^T \quad U_2^T \quad U_3^T \quad \cdots \quad U_m^T]^T \quad (4.44)$$

é o vetor do sinal de controle aumentado, composto por $N_u = \sum_{l=1}^m N_{u_l}$.

A Equação (4.42) pode ser representada na forma vetorial como

$$\Phi_{y_{N_{y_u}}} = G_{N_{y_u}} U_M + \Phi_f \quad (4.45)$$

onde $G_{N_{yu}}$ é a seguinte matriz:

$$G_{N_{yu}} = \begin{bmatrix} G_0 & 0 & \cdots & 0 \\ G_1 & G_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{N_u-1} & G_{N_u-2} & \cdots & G_0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{N_y-1} & G_{N_y-2} & \cdots & G_{N_y-N_u} \end{bmatrix}_{N_y \times N_u} \quad (4.46)$$

A função custo do MFP-GPC pode ser reescrita da forma

$$J_{\text{MFGPC}} = (\Phi_{y_{N_{yu}}} - \Phi_r)^T (\Phi_{y_{N_{yu}}} - \Phi_r) + U_M^T \Lambda_M U_M \quad (4.47)$$

onde $\Lambda_M \in \mathbb{R}^{N_u \times N_u}$ e é dado por

$$\Lambda_M = \text{diag}\{\lambda_1 I_{N_{u_1}}, \lambda_2 I_{N_{u_2}}, \dots, \lambda_m I_{N_{u_m}}\} \quad (4.48)$$

com escalares $\lambda_l \geq 0$, $l = 1, 2, \dots, m$. Minimizando para casos sem restrições, o vetor dos sinais de controle é calculado por

$$U_M = (G_{N_{yu}}^T G_{N_{yu}} + \Lambda_M)^{-1} G_{N_{yu}}^T [\Phi_r - \Phi_f] \quad (4.49)$$

o qual é um formalismo similar ao projeto do GPC clássico para modelos SISO, onde nesta tese, a diferença está relacionada com o caso posicional para modelo MIMO e função custo, mas com a seleção da matriz diagonal polinomial $P_l(q^{-1})$ em um sistema MIMO.

Para analisar a influência dos filtros da matriz diagonal polinomial $P_l(q^{-1})$ no rastreamento de referência e rejeição de perturbação, a Equação (4.49) pode ser reescrita na estrutura polinomial RST, onde a matriz de ganho $K_M \in \mathbb{R}^{m \times N_y}$ é obtida da primeira linha da matriz $(G_{N_{yu}}^T G_{N_{yu}} + \Lambda_M)^{-1} G_{N_{yu}}^T$ e a lei de controle é dada por

$$\begin{aligned} \left[I_n + q^{-1} \sum_{i=1}^{m \times n} \sum_{j=1}^{N_{y_i}} K_{M_{i,j}} \bar{G}_{i,j} \right] u(k) &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{N_{y_i}} K_{M_{i,j}} q^{i,j} \phi_{r_i}(k) \\ &\quad - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{N_{y_i}} K_{M_{i,j}} F_{M_{i,j}} \phi_{y_i}(k). \end{aligned} \quad (4.50)$$

Considerando-se a definição de $P_l(q^{-1})$, a lei de controle do MFP-GPC na forma RST é escrita como

$$u(k) = R_{\text{MGPC}}^{-1}(q^{-1})P_l(q^{-1}) [T_{\text{MGPC}}(q^{-1})r(k) - S_{\text{MGPC}}(q^{-1})y(k)]. \quad (4.51)$$

As matrizes polinomiais no domínio do tempo discreto para o MFP-GPC possuem as seguintes dimensões:

$$\begin{aligned} T_{\text{MGPC}}(q^{-1}) &= \text{matriz}(n \times n) \quad , \quad S_{\text{MGPC}}(q^{-1}) = \text{matriz}(n \times n), \\ R_{\text{MGPC}}(q^{-1}) &= \text{matriz diagonal}(n \times m). \end{aligned} \quad (4.52)$$

Pelo diagrama de blocos da Figura (34), observa-se os filtros de referência, saída e controle, onde o sinal de controle é a saída da função de transferência $C_M(q^{-1}) = R_{\text{MGPC}}^{-1}P_l(q^{-1})$, adicionando assim, interessantes propriedades ao projeto do controlador para garantir o *offset-free*, robustez, desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados e tratar problemas de acoplamentos. Quando o sistema MIMO está fracamente ou fortemente acoplado, o nível de acoplamento interfere em cada variável de saída como uma perturbação adicionada ao sistema controlado.

Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (34), é possível extrair as funções de transferência de malha fechada devido a $y(k)$ para $r(k)$, $y(k)$ para $d_i(k)$ e $y(k)$ para $d_o(k)$, representadas por

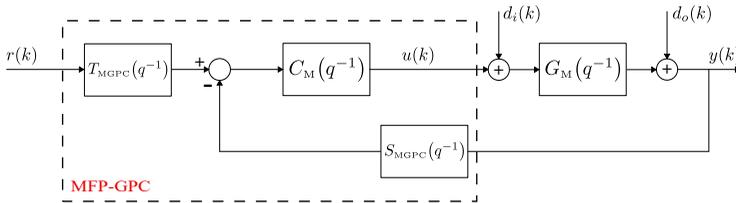


Figura 34 – Diagrama de blocos do MFP-GPC.

$$\begin{aligned} y(k) &= [D_{\text{MGPC}}(q^{-1})]^{-1} [T_{\text{MGPC}}(q^{-1})C_M(q^{-1})G_M(q^{-1})] r(k), \\ y(k) &= [D_{\text{MGPC}}(q^{-1})]^{-1} G_M(q^{-1})d_i(k), \\ y(k) &= [D_{\text{MGPC}}(q^{-1})]^{-1} d_o(k), \\ D_{\text{MGPC}}(q^{-1}) &= I + C_M(q^{-1})G_M(q^{-1})S_{\text{MGPC}}(q^{-1}). \end{aligned} \quad (4.53)$$

4.7 ESTABILIDADE ROBUSTA SOB INCERTEZAS

Esta seção aborda o projeto para análise da estabilidade robusta utilizando-se o teorema do pequeno ganho e os conceitos de incertezas aditiva e multiplicativa. O desenvolvimento matemático e os diagramas de blocos apresentados, são baseados no projeto do FPGPC (Seção 4.2), mas se aplicam também ao controlador I-FPGMV (Capítulo 3).

4.7.1 Incerteza multiplicativa

Utilizando-se as definições de estabilidade robusta multiplicativa no projeto do FPGPC, tem-se uma relação entre os polinômios deste controlador na forma RST e os parâmetros do filtro, com as funções de transferência da incerteza multiplicativa, Equação (2.21), e de $M_m(e^{j\omega_n})$, Equação (2.20). Pelos diagramas de blocos da Figura (35), é possível extrair as funções de transferência de $M_m(e^{j\omega_n})$ e $\Delta_m(e^{j\omega_n})$, relacionadas aos parâmetros do FPGPC, conforme Equação (4.54).

$$M_m(e^{j\omega_n}) = \left| \frac{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})}{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})} \right|,$$

$$|\Delta_m(e^{j\omega_n})| < \left| \frac{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})}{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})} \right|. \quad (4.54)$$

Por meio da função de transferência relacionada a incerteza multiplicativa, Equação (4.54), é possível encontrar uma relação entre a incerteza multiplicativa, $\Delta_m(e^{j\omega_n})$, e os parâmetros do filtro do FPGPC, isto é, uma relação que calcula o menor valor de K_α e $\alpha(e^{j\omega_n})$ que desestabiliza o sistema de controle, desde que seja possível medir ou estimar a incerteza $\Delta_m(e^{j\omega_n})$, conforme a seguinte inequação:

$$K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) < \left| \frac{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})}{S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n}) (\Delta_m(e^{j\omega_n}) - 1)} \right| \quad (4.55)$$

Maximizando o denominador do lado direito da desigualdade, Equação (4.55), tem-se o menor valor de K_α e $\alpha(e^{j\omega_n})$ em todas as frequências que desestabilize o sistema de controle, a partir de um valor fixo de $\Delta_m(e^{j\omega_n})$.

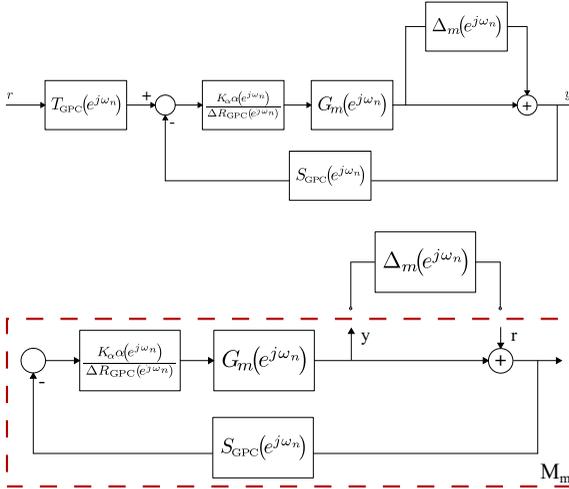


Figura 35 – Diagrama de blocos do FPGPC/incerteza multiplicativa.

4.7.2 Incerteza aditiva

Considere os diagramas de blocos da Figura (36), onde as funções de transferência de $M_a(e^{j\omega_n})$ e da incerteza aditiva, são construídas pelas seguintes relações:

$$M_a(e^{j\omega_n}) = \left| \frac{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})}{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})} \right|,$$

$$|\Delta_a(e^{j\omega_n})| < \left| \frac{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) G_m(e^{j\omega_n})}{K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})} \right|. \quad (4.56)$$

Através da função de transferência da incerteza aditiva, $\Delta_a(e^{j\omega_n})$, é possível encontrar uma relação entre a incerteza aditiva e os parâmetros do filtro do FPGPC, isto é, uma relação que calcula o menor valor de K_α e $\alpha(e^{j\omega_n})$, que desestabilize o sistema de controle, desde que seja possível medir ou estimar o valor da incerteza $\Delta_a(e^{j\omega_n})$, conforme a seguinte inequação:

$$K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n}) < \left| \frac{\Delta R_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n})}{S_{\text{GPC}}(e^{j\omega_n}) (\Delta_a(e^{j\omega_n}) - G_m(e^{j\omega_n}))} \right| \quad (4.57)$$

Maximizando-se o denominador do lado direito da desigualdade da Equação (4.57), tem-se o menor valor de K_α e $\alpha(e^{j\omega_n})$ em todas as frequências que desestabiliza o sistema de controle, a partir de um valor fixo de $\Delta_a(e^{j\omega_n})$.

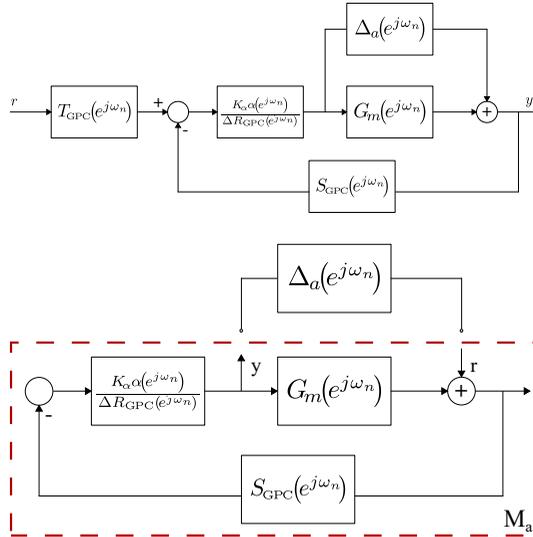


Figura 36 – Diagrama de blocos do FPGPC com incerteza aditiva.

Observa-se que para aumentar a margem de segurança contra incertezas multiplicativas desestabilizantes, o valor de MSM deve ser grande, onde T_{com} deve ser pequena. Esta característica é interessante para eliminar ruído, mas não é adequada para rastreamento de referência e rejeição de perturbação, entretanto, é importante ressaltar que pequenos ganhos de malha nas altas frequências, protege contra incertezas multiplicativas nesta faixa de frequência, sem prejudicar o *offset-free* nas baixas frequências.

Igualmente, para incertezas aditivas, a função de transferência adequada para ASM, é a mesma que determina a energia do controle, portanto, valores pequenos de S_{sen} são adequados para assegurar desempenho robusto, isto é, rastreamento de referência e rejeição de perturbação, e valores pequenos de T_{com} são adequados para garantir estabilidade robusta e eliminar ruídos.

É importante ressaltar que as Equações (4.55) e (4.57) objetivam propor um método de sintonia aos parâmetros do filtro, $K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})$, do

FPGPC, empregando-se os conceitos do teorema do pequeno ganho e de incertezas multiplicativa e aditiva, respectivamente, na presença de erros de modelagem, para análise de estabilidade e robustez de um sistema controlado pelos controladores I-FPGMV e FPGPC. Estas formas de sintonia, Equações (4.55) e (4.57), e o tratamento matemático para análise da estabilidade robusta sob incertezas, Seção 2.7, são também contribuições desta tese. O método de sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro é desenvolvida por meio de uma ferramenta de otimização baseada em algoritmo genético (Seção 2.8).

4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.8.1 Processo Tanques de Níveis

O primeiro estudo de caso deste capítulo é baseado na simulação numérica de um processo não linear de tanques de níveis acoplados. O objetivo da simulação é avaliar a eficácia do FPGPC em controlar processos não lineares e de alta complexidade, garantindo rastreamento de referência, rejeição de perturbação e adequada margem de estabilidade e robustez ao sistema controlado. Adicionalmente, um tratamento de saturação de malha é explorado, utilizando-se a proposta de malha de controle do diagrama de blocos da Figura (32).

Sistemas de controle de níveis são comuns na indústria, especialmente em indústrias química, petroquímica e nuclear, e em ambientes de celulose. A Figura (37) mostra um exemplo de um sistema de tanques de níveis.

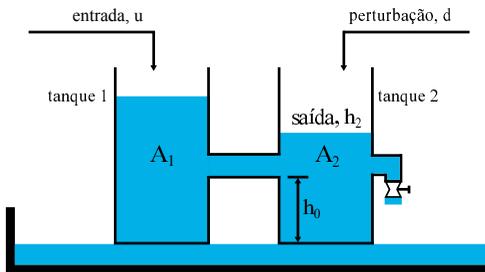


Figura 37 – Processo tanques de níveis acoplados.

As equações contínuas que caracterizam a dinâmica do processo não linear de tanques de níveis acoplados são dadas por (TAN; LI, 2001).

$$\begin{cases} A_1 \dot{h}_1 = u - a_1 \bar{c}_1 \sqrt{2g(h_1 - h_2)} \\ A_2 \dot{h}_2 = a_1 \bar{c}_1 \sqrt{2g(h_1 - h_2)} - a_2 c_2 \sqrt{2g(h_2 - h_0)} + d \end{cases} \quad (4.58)$$

onde h_1 e h_2 representam o nível de líquido nos tanques 1 e 2, respectivamente, $h_0 = 3$ cm é o nível de líquido do reservatório, $A_1 = A_2 = 100$ cm² são as áreas da seção transversal dos tanques, $a_1 = a_2 = 0.396$ cm² são as áreas do orifício, $\bar{c}_1 = 0.53$ e $\bar{c}_2 = 0.63$ são constantes (tanque 1 e 2, respectivamente) e $g = 981$ cm/s² é a aceleração da gravidade.

A característica não linear do processo tanques de níveis, descrita pela Equação (4.58), está mostrada na Figura (38).

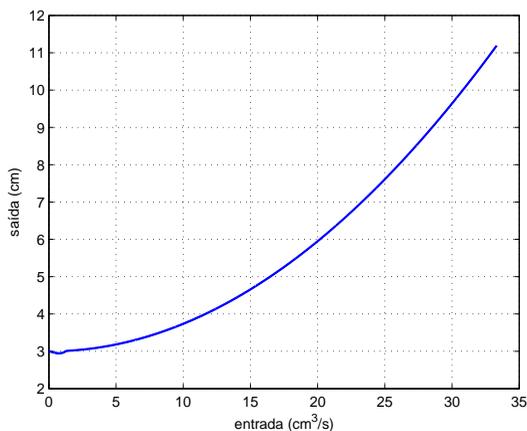


Figura 38 – Característica estática do processo tanques de níveis.

Os objetivos de malha e as restrições operacionais são: **i**) a entrada u é utilizada para ajustar o nível do líquido no tanque 2, h_2 , para um nível desejado, variando a entrada u de zero até 33.33 cm³/s; **ii**) a perturbação d no tanque 2 possui magnitude 8.33 cm³/s e é adicionada em $t = 1200$ s e retirada em $t = 2128$ s; **iii**) o nível no tanque 2 é regulado em quatro valores; **iv**) um comportamento sobreamortecido para h_2 de magnitude reduzida para a variância do controle, maior rejeição de perturbação, rastreamento de referência e regulação da saída são as especificações de malha fechada a serem alcançadas pelo FPGPC.

Os parâmetros do FPGPC e do algoritmo genético são escolhidos como: $N_y = 15$, $N_u = 1$, $\lambda = 0.5$, tamanho da população de 80

indivíduos, 100 gerações, taxa de mutação e seleção de 30% e 40%, respectivamente, e período de amostragem de 2 s. A Tabela (12) mostra os valores de K_α , α_1 (sintonizados por meio do algoritmo genético - Capítulo 2) e dos índices de desempenho e robustez do sistema controlado.

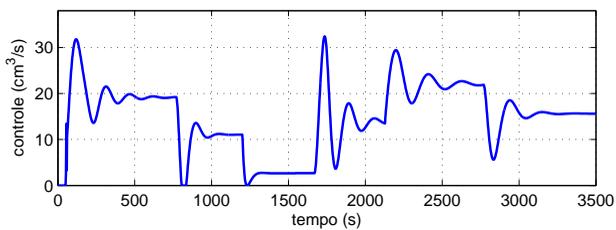
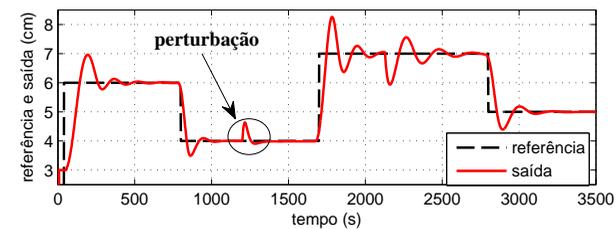
Tabela 12 – Índices de desempenho e robustez - Tanques de níveis

Controlador	K_α	α_1	IAE_r	IAE_d	TVC	M_s	GM	PM
GPC clássico	1	0	935.50	220.98	589.17	1.96	2.04	29.53°
FPGPC	5.8238	0.75309	474.18	84.72	700.6	1.34	3.91	43.67°

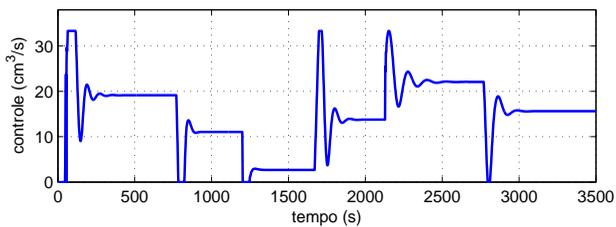
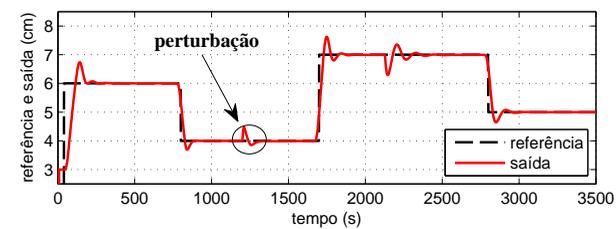
Pela Tabela (12) observa-se que o valor de M_s do FPGPC é menor se comparado ao GPC clássico, garantindo assim uma maior margem de robustez e estabilidade, e valores de GM e PM na faixa sugerida pela literatura de controle. Em relação aos índices de desempenho, a diferença é significativa para o sistema controlado pelo FPGPC, os valores de IAE_r e IAE_d apresentam diferenças percentuais de 49% e 62% menores, respectivamente, se comparado ao GPC clássico. Entretanto, a energia do controle é maior, devido ao ganho K_α do filtro, alcançando em alguns pontos os limites de saturação, estabelecendo-se um compromisso entre o esforço de controle e o desempenho de malha fechada, Figura (39).

Verifica-se na Figura (39) os sinais de saída e controle do sistema controlado pelo GPC clássico e FPGPC. O FPGPC é capaz de estabilizar o sistema, rastrear a referência em todas as regiões de operação estabelecidas na simulação e rejeitar perturbação de carga, apresentando uma resposta do sinal de saída mais conservativa, garantindo assim as especificações de desempenho desejada de malha fechada. O sistema controlado pelo GPC clássico alcança uma resposta mais oscilatória, sobretudo na região de maior não linearidade, e o tempo para rejeição de perturbação é superior.

Utilizando-se o projeto do FPGPC e a sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro deste controlador, explorou-se o tratamento de saturação da malha de controle proposta na Figura (32). A simulação objetiva regular o sinal de saída em três diferentes regiões de operação, mostrando os intervalos de tempo onde a saturação acontece e como ela pode ser mitigada. A Figura (40) mostra os sinais de saída e controle, destacando-se as regiões que ultrapassam os limites de saturação e os intervalos de tempo em que o sinal de controle fica fora da faixa de valores delimitada de operação do sistema controlado. Os parâmetros do filtro são sintonizados como: $K_\alpha = 3.9455$ e $\alpha(q^{-1}) = (1 - 0.0526q^{-1})$.

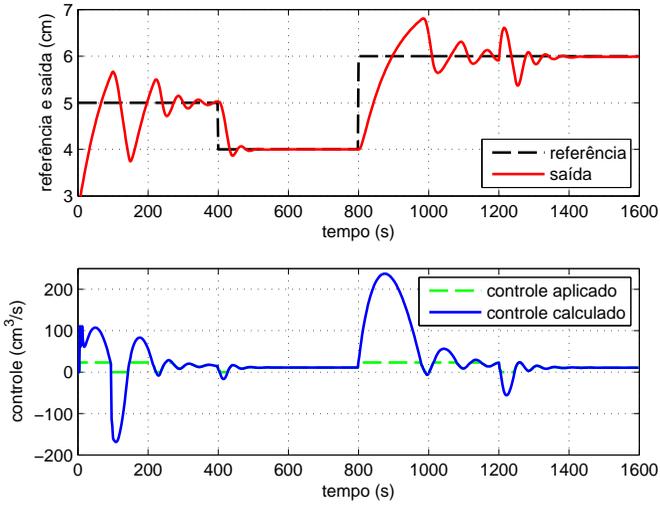


(a) GPC clássico

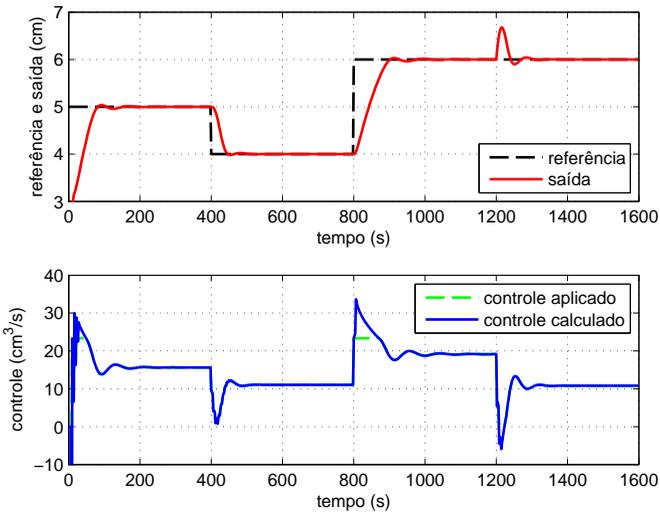


(b) FPGPC

Figura 39 – Resposta do sistema com o GPC clássico e o FPGPC - Tanques de níveis.



(a) FPGPC - com limitador



(b) FPGPC - com saturação

Figura 40 – Resposta do sistema com tratamento de saturação - Tanques de níveis.

É relevante observar que devido ao tratamento que é dado à saturação, a dinâmica de malha fechada modifica-se, isto é, o sistema torna-se mais conservativo (Figura (40(b))) em relação ao sistema que não recebeu tratamento de saturação (Figura (40(a))). Esta proposta para mitigar o problema de saturação em uma malha de controle é interessante do ponto de vista prático, pois é uma estrutura de simples implementação, menor esforço computacional e se mostra eficiente.

4.8.2 Processo 2^a ordem

O segundo estudo de caso é baseado em uma simulação numérica para um processo de 2^a ordem. O objetivo da simulação é apresentar uma análise comparativa entre os controladores GPC clássico, GPC-F, T-GPC e FPGPC, investigando a influência dos filtros destes controladores no desempenho de malha fechada, em relação ao rastreamento de referência e rejeição de perturbação. A função de transferência no domínio do tempo discreto é dada por (ROSSITER, 2004):

$$G(q^{-1}) = \frac{q^{-1} + 0.3q^{-2}}{1 - 1.2q^{-1} + 0.32q^{-2}}. \quad (4.59)$$

Os parâmetros de projeto dos controladores e do algoritmo genético são sintonizados como: $N_y = 8$, $N_u = 3$, $\lambda = 1$, tamanho da população de 60 indivíduos, 100 gerações e período de amostragem de 1 s. A Tabela (13) mostra os índices de desempenho e robustez e os parâmetros dos filtros de cada controlador, sendo o filtro do GPC-F sintonizado por tentativa e erro e do T-GPC utilizando as orientações sugeridas pela literatura (CLARKE, 1994b; ROSSITER, 2004).

Tabela 13 – Índices de desempenho e robustez - Processo 2^a ordem

Controlador	Filtro	IAE_r	TVC	M_s
GPC clássico	-	0.90	0.78	2.14
GPC-F	$(1 - 0.15q^{-1})$	0.84	0.89	3.99
T-GPC	$(1 - 0.8q^{-1})$	1.22	0.70	1.49
FPGPC	$2.8199(1 - 0.8231q^{-1})$	0.43	1.61	3.49

Observa-se na Tabela (13) que para o T-GPC, o valor de IAE_r é bem maior em relação aos demais controladores, isto ocorre devido à sintonia do filtro $T_f(q^{-1})$. Para o GPC clássico e GPC-F os valores

dos índices de desempenho estão próximos, em função da sintonia do filtro $P_f(q^{-1})$ do GPC-F. No caso do FPGPC o valor de IAE_r é significativamente menor, entretanto, o valor de TVC é superior, sendo necessário maior energia de controle para manter o sistema controlado com desempenho de malha fechada desejado.

Como os parâmetros do filtro do FPGPC são sintonizados através de uma otimização multiobjetivo, então o valor máximo de $M_s = 3.5$ é modificado, para que o algoritmo encontre melhor desempenho no rastreamento de referência e na rejeição de perturbação de carga, sem comprometer a estabilidade de malha fechada do sistema controlado. A Figura (41) mostra os sinais de saída e controle para os quatro controladores, com uma referência em degrau de 0.5 de magnitude e uma perturbação de carga de 0.2, aplicada no instante de tempo $t = 0.2$ s. Observa-se que as unidades em termos de magnitude são adimensionais.

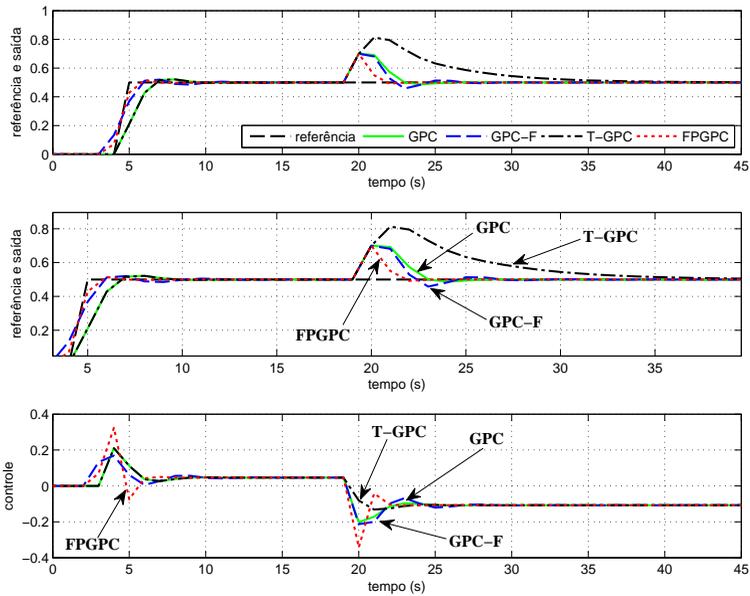


Figura 41 – Resposta do sistema para o GPC clássico, GPC-F, T-GPC e FPGPC (Sintonia 1) - Processo 2^ª ordem.

Vale ressaltar que, pela análise do diagrama de Nyquist, é conhecido que quanto mais próximo o sistema controlado estiver do limite superior de M_s , mais este sistema se aproxima do ponto de Nyquist $(-1, j0)$ e melhor é o desempenho de malha fechada, porém, menor a

margem de robustez e estabilidade (Capítulo 2). Estes valores limites ($1.1 \leq M_s \leq 2.2$) são orientações encontradas na literatura, contudo existem aplicações em que o sistema controlado pode alcançar valores fora desta faixa e ainda assim, permanecer estável e com adequado desempenho, como é o caso das respostas apresentadas pelo GPC clássico, GPC-F e FPGPC, que possuem valores de M_s fora da faixa.

Com o objetivo de avaliar a influência dos filtros do GPC-F, e T-GPC no desempenho de malha fechada do sistema controlado, os filtros destes controladores são re-sintonizados como: $T_f(q^{-1}) = (1 - 0.5q^{-1})$ e $P_f(q^{-1}) = (1 - 0.25q^{-1})$. A Figura (42) ilustra os sinais de referência, saída e controle do sistema controlado com os valores modificados dos parâmetros dos filtros.

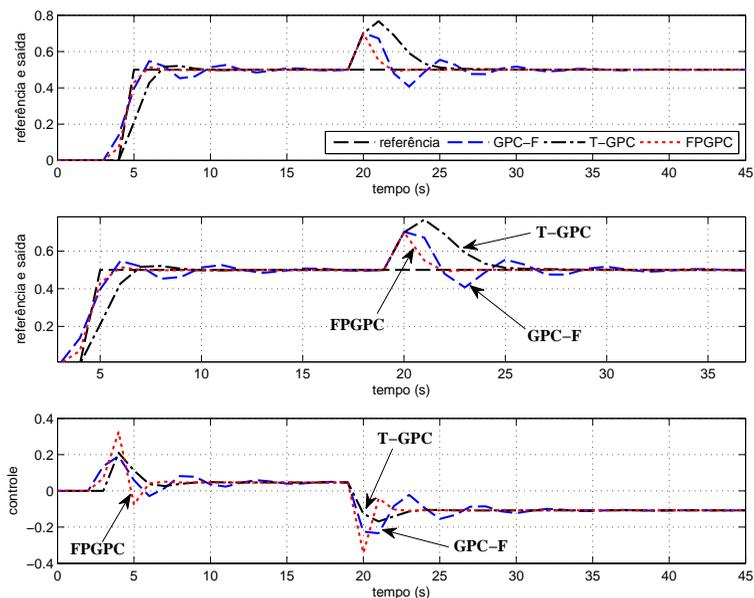


Figura 42 – Resposta do sistema para o GPC-F, T-GPC e FPGPC (Sintonia 2) - Processo 2ª ordem.

Pelos gráficos da Figura (42) constata-se que no T-GPC, o filtro $T_f(q^{-1})$ interfere somente na atenuação da perturbação, mantendo o rastreamento de referência semelhante ao do gráfico da Figura (41), isto ocorre porque o rastreamento de referência, no T-GPC, independe do filtro $T_f(q^{-1})$. Para o GPC-F, o filtro $P_f(q^{-1})$ modifica o rastreamento de referência e a atenuação da perturbação. Verifica-se também, por

meio das Figuras (41) e (42), que o T-GPC é menos efetivo em lidar com rejeição de perturbação se comparado ao FPGPC, onde este último supera os três controladores em ambos, rastreamento de referência e rejeição de perturbação.

É importante enfatizar que, por meio da função de transferência de malha fechada e da função sensibilidade do T-GPC, GPC-F e FPGPC (Tabela (11)), sabe-se que a atenuação da perturbação para o T-GPC, depende diretamente de $T_f(q^{-1})$, e que o rastreamento de referência é garantido somente pelos parâmetros do GPC (N_y , N_u e λ). No caso do GPC-F e FPGPC, os filtros $P_f(q^{-1})$ e $K_\alpha\alpha(q^{-1})$ modificam as funções de transferência tanto devido a $y(k)$ para $r(k)$, quanto a $y(k)$ para $d_o(k)$. O estudo comparativo das equações da Tabela (11) é ratificado através dos gráficos das Figura (41) e (42).

4.8.3 Processo instável e fase não mínima

O terceiro estudo de caso emprega uma simulação numérica em um processo instável e de fase não mínima. Os objetivos da simulação são: **i)** mostrar a equivalência entre os controladores FPGPC e F-IMC, avaliando a eficácia destes controladores em lidar com o *offset* e MPM; **ii)** explorar o projeto do controlador F-IMC para controlar processos instáveis e de fase não mínima, alcançando desempenho de malha fechada desejado e garantindo uma margem segura de robustez e estabilidade; **iii)** avaliar o desempenho e robustez do controlador F-IMC quando os parâmetros do filtro são sintonizados através de uma otimização multiobjetivo.

Ademais, análise de robustez do sistema controlado pelo controlador FPGPC/F-IMC é realizada, utilizando-se o teorema do pequeno ganho, empregando-se os conceitos de incertezas aditivas e multiplicativas (Capítulo 2, Seção 2.6). O intuito é avaliar se o teorema do pequeno ganho, aplicado ao projeto do FPGPC, fornece condições necessárias para a análise da estabilidade e desempenho de malha fechada, na presença de MPM e perturbações.

Um processo de 3^a ordem, instável e de fase não mínima é utilizado, sendo o modelo do processo de 2^a ordem, também instável e de fase não mínima, conforme as seguintes funções de transferência:

$$\begin{aligned}
 G_p(q^{-1}) &= \frac{-0.00557q^{-1} + 0.0624q^{-2} + 0.0185q^{-3}}{1 - 1.963q^{-1} + 0.988q^{-2} - 0.100q^{-3}}, \\
 G_m(q^{-1}) &= \frac{0.0354q^{-1} + 0.0485q^{-2}}{1 - 1.843q^{-1} + 0.759q^{-2}}.
 \end{aligned} \tag{4.60}$$

Os parâmetros de projeto do controlador e do algoritmo genético são escolhidos como: $N_y = 7$, $N_u = 1$, $\lambda = 1.5$, uma população de 60 indivíduos, 100 gerações, taxa de mutação de 30%, probabilidade de seleção de 40%, saída limitada em ± 8 de magnitude e período de amostragem de 1 s. A Tabela (14) mostra os valores dos índices de desempenho e robustez dos controladores GPC clássico e FPGPC.

Tabela 14 – Índices de desempenho e robustez - Instável e fase não mínima

Controlador	K_α	α_1	IAE_r	IAE_d	TVC	M_s	GM	PM
GPC clássico	1	0	126.83	8.63	485.40	1.78	2.28	36.7°
FPGPC	0.6103	0.4367	45.57	2.98	36.07	1.54	2.85	39.4°

Observa-se pela Tabela (14) que o FPGPC tem desempenho superior ao GPC clássico, isto é, os índices IAE_r e IAE_d são 64% e 65% menores, resultando em um melhor rastreamento de referência e rejeição de perturbação, e baixa energia do sinal de controle (TVC 93% menor). Além dos índices de robustez, que para o FPGPC, estão todos dentro da faixa de valores sugeridos pela literatura.

A Figura (43) mostra os sinais de saída e controle do FPGPC hibridizado na estrutura de malha do controlador F-IMC. A simulação possui quatro mudanças de referência e perturbação em degrau de 0.3 de magnitude, aplicada no instante $t = 300$ s. Verifica-se que o controlador F-IMC alcança desempenho e dinâmica de malha fechada equivalente ao FPGPC, estabilizando o sistema com pequenas variações no esforço de controle, baixas oscilações na saída e rápida rejeição de perturbação.

Pela Figura (43), constata-se que é possível resgatar as características do FPGPC para a estrutura de malha F-IMC, tratando processo de dinâmica mais complexa, com o mesmo desempenho de um controlador preditivo, isto é, as propriedades de malha do FPGPC são embarcadas em um projeto IMC, onde os aspectos de robustez e desempenho são os mesmos alcançados pelo FPGPC.

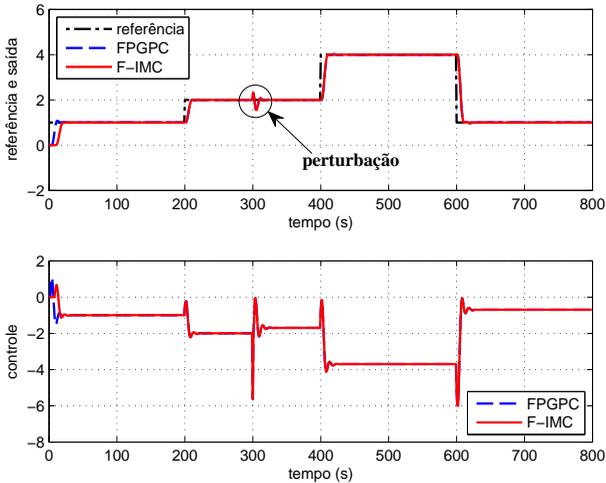
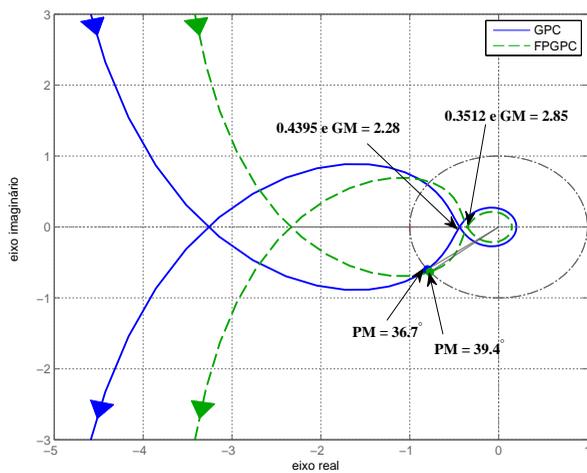


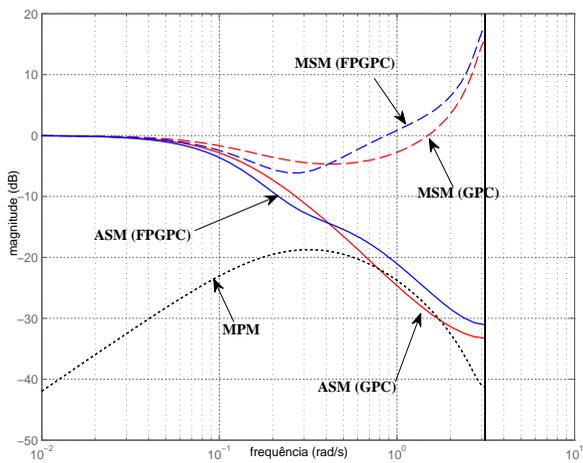
Figura 43 – Resposta do sistema do FPGPC/F-IMC - Instável e fase não mínima.

A Figura (44(a)) mostra o diagrama de Nyquist do sistema controlado pelo GPC clássico e FPGPC. Observa-se que a curva do sistema controlado pelo FPGPC está mais à direita do ponto de Nyquist $(-1, j0)$ do que o sistema controlado pelo GPC clássico, embora a curva de Nyquist tenha dado mais de uma volta em torno do ponto $(-1, j0)$, devido ao polo instável (interseções à esquerda). Pela análise de robustez, quanto mais próximo à direita do ponto de Nyquist estiverem as interseções das curvas, menor a margem de estabilidade e desempenho robusto, existindo uma relação direta com o M_s , isto é, a medida que o valor de M_s aumenta, menor é a distância entre as interseções das curvas e o ponto de Nyquist (Capítulo 2).

O gráfico da Figura (44(b)) representa a margem de estabilidade aditiva (*Additive Stability Margin - ASM*), a margem de estabilidade multiplicativa (*Multiplicative Stability Margin - MSM*) e a magnitude das incertezas (MPM), ou seja, a diferença entre o processo real e o modelo do processo. Nesta simulação, observa-se que para o GPC clássico, o sinal ASM é menor que o sinal MPM nas altas frequências, resultando em uma resposta dos sinais de saída e controle oscilatória. Entretanto, utilizando-se o FPGPC, o sinal ASM é maior que o sinal MPM em toda a faixa de frequência, alcançando respostas conservativas nos sinais de saída e controle (Figura (43)).



(a) Diagrama de Nyquist



(b) Diagrama MPM (ASM e MSM)

Figura 44 – Diagramas de Nyquist e MPM - Instável e fase não mínima.

Como ASM e MSM têm uma relação direta com as funções sensibilidade (S_{sen}) e sensibilidade complementar (T_{sen}), (Equação (2.7)), respectivamente, então para aumentar a margem de segurança contra incertezas aditivas e multiplicativas desestabilizantes, os valores de ASM e MSM devem ser grandes, por outro lado, os valores de S_{sen} e T_{sen} devem ser pequenos. Valores pequenos de S_{sen} são adequados para assegurar desempenho robusto (rastreamento de referência e rejeição de perturbação) e de T_{sen} são adequados para garantir estabilidade robusta e eliminar ruído. Para valores de MSM grande nas altas frequências, é possível eliminar ruídos, mas não é adequado para rastreamento de referência e rejeição de perturbação e vice-versa, portanto, deve haver um *trade-off* entre os valores de ASM e MSM que assegure tanto desempenho robusto como estabilidade robusta.

Nesta tese, o teorema do pequeno ganho é empregado para avaliar a estabilidade e robustez do sistema controlado, por meio da sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$, frente as incertezas no modelo e com processo de difícil complexidade. O propósito da simulação é mostrar a aplicabilidade do teorema do pequeno ganho à análise de robustez do FPGPC/F-IMC. A comparação entre o GPC clássico e FPGPC, é somente uma orientação de projeto para destacar a eficácia do FPGPC em lidar com o *offset*, garantindo rastreamento de referência e rejeição de perturbação.

4.8.4 Processo MIMO - Usina Hidrelétrica

Este estudo de caso considera uma simulação numérica de um processo MIMO_{2x2} (modelo simplificado de uma usina hidrelétrica), no qual as principais características são: dinâmica de fase não mínima, polos pouco amortecidos (associados a uma perturbação na tubulação de água, *water-hammer*, e a sincronização elétrica), as relações não lineares entre o ângulo das palhetas guias (*guide vane angle*), o fluxo do volume de água e a energia mecânica (MUNOZ-HERNÁNDEZ; JONES, 2006). A Figura (45) mostra o modelo do processo, sendo as variáveis representadas no sistema pu (*per-unit*).

O modelo do processo tem a mesma matriz função de transferência, $G(s)$, do processo real e é dado por

$$\frac{\Delta P_m(s)}{\Delta G(s)} = \begin{bmatrix} \frac{-2.36s^2 - 5.45s + 15}{s^2 + 8.8s + 13.4} & \frac{-8.56s}{s^2 + 8.8s + 13.4} \\ \frac{-8.56s}{s^2 + 8.8s + 13.4} & \frac{-2.36s^2 - 5.45s + 15}{s^2 + 8.8s + 13.4} \end{bmatrix}. \quad (4.61)$$

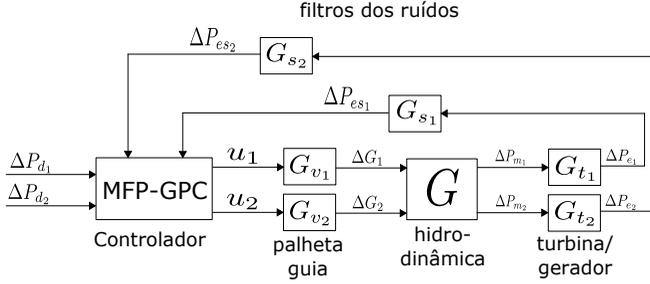


Figura 45 – Modelo MIMO do processo usina hidrelétrica.

No diagrama de blocos da Figura (45), a abertura da *guide vane*, ΔG , é acionada por um motor hidráulico a óleo, cuja função de transferência é dada por

$$\frac{\Delta G(s)}{U(s)} = \frac{1}{(0.19s + 1)(0.4s + 1)}. \quad (4.62)$$

A equação “*swing*” (amplitude de oscilação, bastante conhecida na literatura de sistema de potência) é representada pela seguinte função de transferência:

$$\frac{\Delta P_e(s)}{\Delta P_m(s)} = \frac{\frac{K_s \omega_0}{2H_{ge}}}{s^2 + \frac{K_D}{2H_{ge}}s + \frac{K_s \omega_0}{2H_{ge}}} \quad (4.63)$$

onde $H_{ge} = 3.995 \text{ Jm}^2/\text{MVA}$ é a constante de inércia da turbina, $K_s = 0.7071$ é o coeficiente de torque sincronizado, $K_D = 8.38$ é o coeficiente de amortecimento e $\omega_0 = 314.1592 \text{ rad/s}$ é a velocidade elétrica do rotor (MUNOZ-HERNÁNDEZ; JONES, 2013). A Equação (4.63) adiciona polos pouco amortecidos ao sistema MIMO.

Um filtro de primeira ordem para redução do ruído está incluído em cada malha de realimentação na saída do gerador, e é representado pela seguinte função de transferência:

$$\frac{\Delta P_{es}(s)}{\Delta P_e(s)} = \frac{1}{s + 1}. \quad (4.64)$$

O objetivo desta simulação é avaliar a habilidade do MFP-GPC e M-GPC clássico em controlar processos MIMO, minimizar o nível de acoplamento que estes processos possuem, dificultando o controle, e lidar com o *offset*, garantindo desempenho e robustez de malha fechada

dentro dos padrões desejados, ou seja, rápido tempo de resposta, com o sinal de saída pouco oscilatório, rastreamento da referência (IAE_r , menor possível) e baixa energia do sinal de controle.

Os parâmetros de projeto dos controladores e do algoritmo genético são escolhidos como: $N_y = 30$, $N_u = 2$, $\lambda = 30$, população de 80 indivíduos, 100 gerações, taxa de mutação e seleção de 30% e 40%, respectivamente e período de amostragem de 0.25 s. Os parâmetros dos filtros do MFP-GPC são sintonizados com: i) **sistema 1**: $K_{\alpha_1} = 9.9044$ e $\alpha_1 = 0.1669$; ii) **sistema 2**: $K_{\alpha_2} = 7.8890$ e $\alpha_2 = 0.5330$.

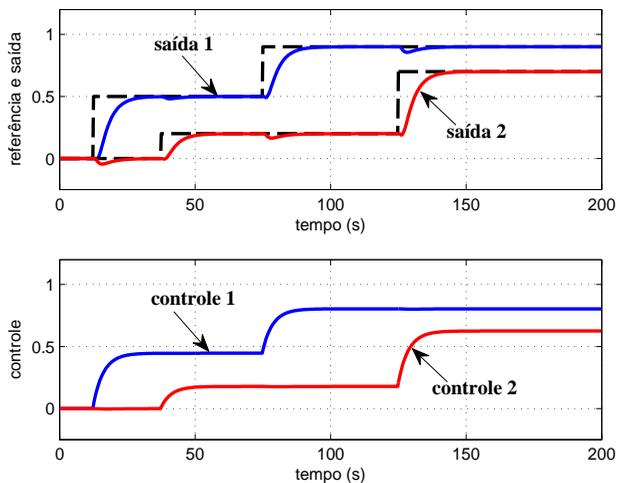
Pela Tabela (15), observa-se que o MFP-GPC possui desempenho superior no tratamento de rastreamento de referência e rejeição de perturbação (interferência entre os sistemas na mudança de referência), pois seus valores de IAE_{r_1} e IAE_{r_2} são 51% e 48%, respectivamente, menores, se comparados aos do M-GPC clássico, contudo, a energia do sinal de controle é maior, devido aos valores dos ganhos dos filtros. Verifica-se ainda, que os valores de M_s estão na faixa sugerida pela literatura, garantindo melhor margem de robustez e estabilidade.

Tabela 15 – Índices de desempenho e robustez - Processo MIMO

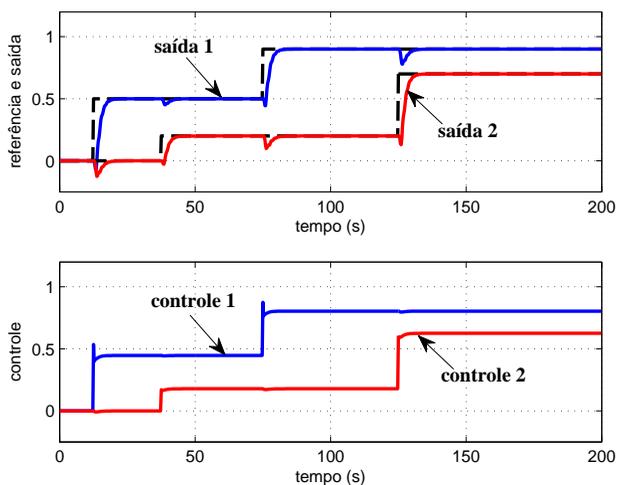
Controlador	IAE_1	IAE_2	TVC_1	TVC_2	M_{s_1}	M_{s_2}
M-GPC clássico	6.22	5.06	0.20	0.16	1.17	0.85
MFP-GPC	3.06	2.61	0.33	0.17	1.24	1.37

A Figura (46) mostra os sinais de saída e controle do processo controlado pelo M-GPC clássico e MFP-GPC para três mudanças de referência em degrau. Uma vez que os sistemas são acoplados, as mudanças de referências são vistas como uma perturbação para a saída do outro sistema e vice-versa, no qual o MFP-GPC alcança menor tempo de rejeição destas perturbações (mudanças na magnitude das referências), em relação ao M-GPC clássico.

É importante enfatizar que a resposta do sistema para o M-GPC clássico é mais conservativa, sendo esta a razão pela qual este controlador possui maior dificuldade no rastreamento dos sinais de referência e na rejeição das perturbações. Para contornar esta questão, os parâmetros de projeto, N_y , N_u e λ , devem ser re-sintonizados e/ou sintonizados de maneira “ótima”, para que um melhor desempenho possa ser alcançado. Entretanto, como já citado anteriormente, estes parâmetros de projeto são escolhidos somente para estabilizar o sistema, transferindo aos filtros do MFP-GPC e sua sintonia “ótima”, a responsabilidade em garantir desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados e margem segura de estabilidade e robustez.



(a) M-GPC clássico



(b) MFP-GPC

Figura 46 – Resposta do sistema com o M-GPC e MFP-GPC - Processo MIMO usina hidrelétrica.

4.8.5 Processo 3ª ordem

Este estudo de caso é baseado em uma simulação numérica e analisa a estabilidade, desempenho e robustez de um sistema controlado pelo FPGPC. O objetivo da simulação é mostrar a habilidade do FPGPC em lidar com MPM, empregando-se o teorema do pequeno ganho e utilizando-se a sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ por meio de uma otimização multiobjetivo. Um processo de terceira ordem é aplicado, sendo o modelo estimado representado por uma função de transferência de primeira ordem (BANERJEE; SHAH, 1992), respectivamente, como

$$\begin{aligned} G_p(q^{-1}) &= \frac{0.0077q^{-1} + 0.0212q^{-2} + 0.0036q^{-3}}{1 - 1.903q^{-1} + 1.151q^{-2} - 0.216q^{-3}}, \\ G_m(q^{-1}) &= \frac{0.0854q^{-1}}{1 + 0.9163q^{-1}}. \end{aligned} \quad (4.65)$$

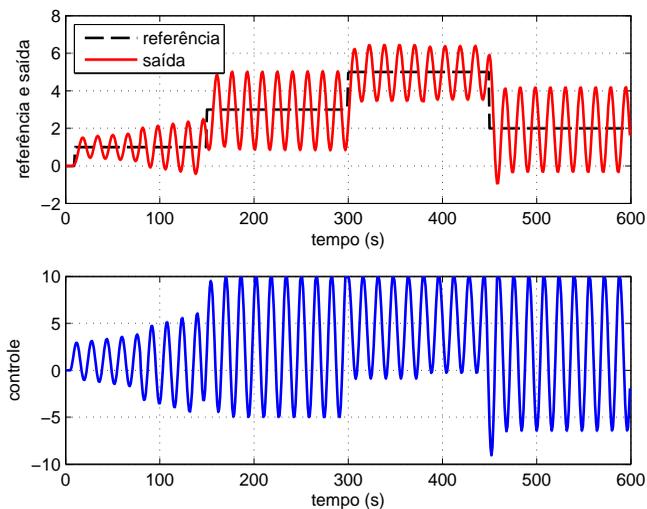
A otimização dos parâmetros do filtro é projetada explorando a concepção de incertezas aditivas, utilizando-se o teorema do pequeno ganho, isto é, a função objetivo implementada no algoritmo de otimização é a função de transferência da Equação (4.56). Os parâmetros de projeto do FPGPC e do algoritmo genético são sintonizados como: $N_y = 5$, $N_u = 1$, $\lambda = 1$, 100 gerações, população de 60 indivíduos e período de amostragem de 1 s.

A Tabela (16) mostra os índices de desempenho e robustez do sistema controlado pelo GPC clássico e FPGPC. Observa-se através dos índices de robustez do FPGPC que este controlador possui uma margem de estabilidade e robustez mais segura, sendo os valores de GM e PM maiores, se comparado ao GPC clássico e, conseqüentemente, mais distância do ponto de Nyquist (1/GM).

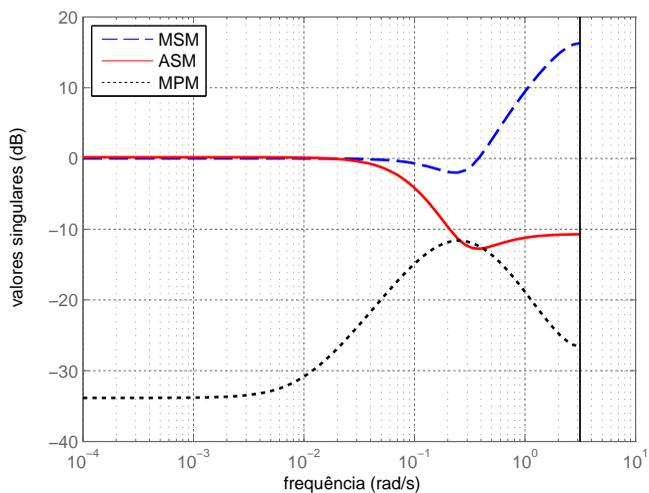
Tabela 16 – Índices de desempenho e robustez - Processo de 3ª ordem

Controlador	K_α	α_1	IAE _r	TVC	M_s	GM	PM
GPC clássico	1	0	745.46	940.33	1.21	5.70	48.70°
FPGPC	0.9907	0.6280	61.60	16.31	1.14	7.98	51.87°

As Figuras (47(a)) e (47(b)) ilustram os sinais de saída e controle e os sinais ASM, MSM and MPM do sistema controlado pelo GPC clássico, respectivamente. Verifica-se que a sintonia do GPC clássico não é suficiente para manter o sistema na condição de estabilidade.



(a) Sinais de saída e controle - GPC



(b) ASM, MSM, MPM - GPC

Figura 47 – Resposta do sistema com GPC - Processo de 3^a ordem.

Observa-se na Figura (47(b)) que nas altas frequências o sinal ASM é menor que o sinal MPM e nesta faixa de frequência o controlador perde a estabilidade. Observa-se também que nas baixas frequências, ambos os sinais ASM e MSM são maiores que MPM, mas ainda assim o sinal de saída permanece instável em toda a faixa de frequência. Portanto, mesmo que se conheça a incerteza que poderá ou não conduzir o sistema controlado à instabilidade, o teorema do pequeno ganho oferece apenas condições necessárias mas não suficientes à análise desta estabilidade.

A Figura (48) mostra o ponto de Nyquist, $(-1, j0)$, e os valores de GM e PM, destacando-se a distância de GM e PM ao ponto $(-1, j0)$ para ambos FPGPC e GPC clássico, estas distâncias têm uma relação direta com M_s . Observa-se que para o FPGPC, o gráfico se apresenta mais distante do ponto de Nyquist.

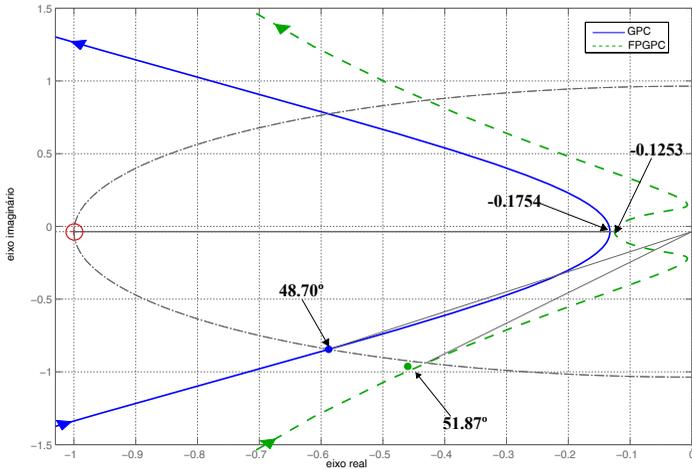
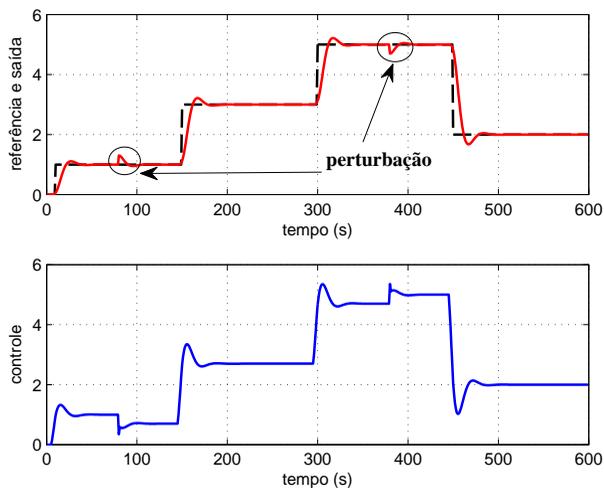
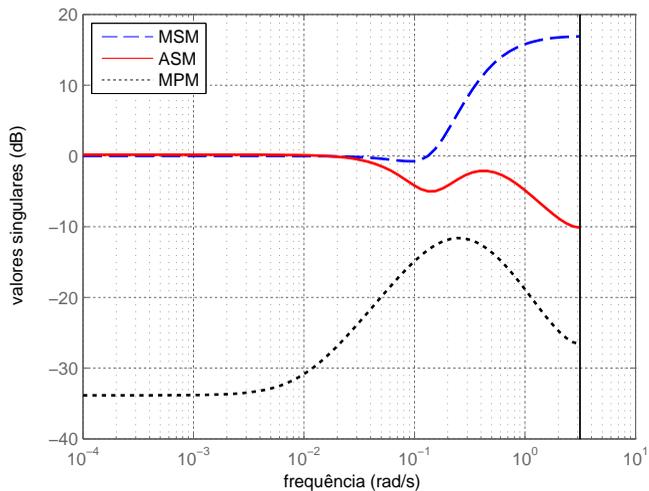


Figura 48 – Diagrama de Nyquist para o GPC clássico e FPGPC - Processo de 3ª ordem.

As Figuras (49(a)) e (49(b)) apresentam os sinais de saída e controle e os sinais ASM, MSM e MPM do sistema controlado pelo FPGPC, com quatro mudanças de referência e perturbação aplicada em $t = 80$ s e retirada em $t = 380$ s. Verifica-se pelos gráficos da Figura (49(a)) que o sistema é estável para esta sintonia dos parâmetros do filtro, em toda a faixa de frequência de operação do sistema, mesmo na presença de MPM. Na Figura (49(b)) observa-se que o sinal ASM torna-se maior que o sinal MPM nas altas e baixas frequências.



(a) Sinais de saída e controle - FPGPC



(b) ASM, MSM, MPM - FPGPC

Figura 49 – Resposta do sistema com FPGPC - Processo 3^a ordem.

Vale ressaltar que, a garantia de uma margem segura de estabilidade só é possível porque o algoritmo de otimização, empregando o conceito de ASM, trata estas incertezas em toda a faixa de frequência de operação do sistema, sintonizando valores “ótimos” para os parâmetros do filtro associados à estabilidade e robustez do sistema controlado.

No caso do GPC clássico, devem existir valores de N_y , N_u e λ que permitem o GPC alcançar melhores desempenho do que o apresentado na Figura 47(a), mas o objetivo da simulação é mostrar a capacidade do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ em contornar problemas de instabilidade, garantir robustez e desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados (rastreamento de referência e rejeição de perturbação).

4.9 CONCLUSÃO

Este capítulo descreveu um novo formalismo de projeto para o GPC clássico utilizando-se a função custo e modelo SISO do processo na forma posicional, onde filtros foram inseridos nos sinais de referência e saída do sistema controlado, resultando em duas variáveis auxiliares de entrada e saída, adicionando assim, grau de liberdade extra à sintonia, estabilidade, desempenho e robustez do GPC, objetivando garantir o *offset-free*, robustez e propriedades para tratar rastreamento de referência, rejeição de perturbação e MPM. Portanto, um formalismo matemático alternativo foi apresentado, denominado FPGPC, visando contribuir de algum modo com as pesquisas na área de controle preditivo, podendo também ser comparado com outras possibilidades de projetos existentes na literatura de controle. Adicionalmente, foi proposta uma estrutura de malha para contornar problemas de saturação no sinal de controle, onde a programação linear quadrática, explorada no projeto do GPC clássico para tratamento de saturação, não necessita ser implementada no FPGPC, oferecendo assim, uma malha de controle mais simples e de fácil implementação no contexto industrial, para mitigar o tempo de saturação em uma malha de controle.

Em seguida foi apresentado um estudo comparativo entre os controladores GPC clássico, GPC-F, T-GPC e FPGPC, com o intuito de avaliar a influência dos filtros destes controladores no desempenho de malha fechada, na lei de controle, no rastreamento de referência e na rejeição de perturbação. Além de destacar como os parâmetros dos filtros destes controladores são sintonizados.

Ademais, o FPGPC foi hibridizado com a estrutura IMC filtrada, denominada F-IMC, demonstrando que o controlador F-IMC pode her-

dar as propriedades do FPGPC, e assim lidar com problemas de *offset*, incertezas no modelo, e controlar processos integradores, instáveis, fase não mínima, entre outros de diferentes complexidades.

Depois do projeto do controlador PID ideal, na estrutura I+PD, foi conectado com a síntese do FPGPC e, portanto, uma metodologia de sintonia para os parâmetros do controlador PID foi obtida. O intuito deste tipo de hibridização foi para herdar as propriedades do FPGPC na sintonia dos parâmetros de projeto do controlador PID, podendo então embarcar as características do controle preditivo em dispositivos digitais, tais como controladores industriais, CLP's, entre outros.

Ademais, utilizando-se a mesma metodologia de projeto do FPGPC, foi proposto um GPC filtrado para modelos MIMO, denominado MFP-GPC. O projeto do MFP-GPC também partiu do cenário posicional, com filtros na referência e saída de cada modelo SISO. O objetivo foi contribuir de alguma maneira com as pesquisas na área de técnicas de controle avançado em sistemas multivariáveis, apresentando um controlador com interessantes características para lidar com incertezas no modelo, *offset*, robustez e problemas de acoplamento.

Finalmente, análise de robustez foi apresentada aplicando-se o teorema do pequeno ganho e os conceitos de incertezas aditiva e multiplicativa ao projeto do FPGPC para lidar com MPM. Por meio das funções de transferências destas incertezas, foi possível correlacionar os parâmetros de projeto do FPGPC com as funções do teorema do pequeno ganho e das incertezas, agregando-se também uma forma de sintonia para os parâmetros do filtro $K_\alpha \alpha(e^{j\omega n})$ dos controladores I-FPGMV e FPGPC.

O primeiro estudo de caso apresentado foi empregado em uma simulação numérica para o processo tanques de níveis, com o intuito de avaliar a estabilidade do sistema controlado pelo FPGPC, a eficácia deste controlador em lidar com o *offset*, mostrando a superioridade do FPGPC em termos de desempenho e robustez, devido ao filtro inserido no projeto deste controlador e sua sintonia “ótima” através de uma otimização multiobjetivo (*trade-off* entre IAE_r e M_s). Ademais, foi aplicado o tratamento de saturação de malha, limitando-se os valores do sinal de controle e observando-se o quanto é possível diminuir o tempo em que este sinal fica fora da faixa de operação do sistema controlado e consequentemente melhorar a resposta de malha fechada.

No segundo estudo de caso, foi explorada uma simulação numérica para um processo de 2^a ordem, com o objetivo de mostrar resultados comparativos entre o GPC clássico, GPC-F, T-GPC e FPGPC. A simulação destacou a influência de cada filtro destes controladores e

como eles interferem no rastreamento de referência e rejeição de perturbação. A análise comparativa foi realizada especialmente para o FPGPC, mostrando-se as vantagens deste controlador, e da sintonia dos parâmetros do filtro utilizando otimização multiobjetivo, modificando significativamente o desempenho de malha fechada.

O terceiro estudo de caso, mostrou uma simulação numérica para um processo instável e de fase não mínima, a fim de avaliar não somente a equivalência entre os controladores FPGPC e F-IMC, mas também para mostrar que o controlador F-IMC é factível em controlar processos de complexidade variada, frente a limitações da síntese do controlador IMC convencional. Outro objetivo da simulação foi mostrar um satisfatório desempenho (IAE_r , TVC) e robustez (M_s , GM , PM) de malha fechada do controlador F-IMC, mesmo na presença de incertezas no modelo, mudanças de magnitude da referência e perturbações de carga. Adicionalmente, análise de robustez foi realizada utilizando-se o diagrama de Nyquist e o teorema do pequeno ganho, verificando-se assim, que o FPGPC assegura ao sistema de malha fechada uma vantajosa margem de estabilidade e robustez.

O quarto estudo de caso foi avaliado por meio de uma simulação numérica em um sistema MIMO, onde o processo possui as seguintes características: dinâmica de fase não mínima, polos pouco amortecidos e duas entradas e duas saídas. Verificou-se que o M-GPC clássico não tem grandes dificuldades em controlar este processo, contudo, uma melhor resposta de malha fechada, em termos de rastreamento de referência e rejeição de perturbação foi alcançado pelo MFP-GPC. A proposta da simulação foi mostrar a aplicabilidade do MFP-GPC em controlar processos MIMO e minimizar o nível de acoplamento de malha.

Por último, o quinto estudo de caso foi avaliado empregando-se uma simulação numérica em um processo de terceira ordem com incertezas no modelo, objetivando projetar e avaliar a capacidade do FPGPC em manter a estabilidade e robustez do sistema controlado, mesmo na presença de MPM.

É importante enfatizar que aspectos de robustez são incorporados na sintonia dos polinômios de projeto dos controlares FPGPC e MFP-GPC, isto é, os parâmetros dos filtros destes controladores são sintonizados através de otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, cuja descrição está detalhada no Capítulo 2, Seção 2.8.

5 CONTROLADOR REPETITIVO PREDITIVO

5.1 INTRODUÇÃO

Assegurar um comportamento de *offset-free* na indústria de processos, é um desafio na engenharia de controle, especialmente quando o objetivo é lidar com rastreamento de referência e rejeição de perturbações periódicas. Abordagens de controle clássica e avançada tem sido exploradas para lidar com este fenômeno e, diversas pesquisas têm sido desenvolvidas empregando-se o MBPC (BORDONS; CUELI, 2004; GUPTA; LEE, 2006; WANG; ROSSITER, 2008; OTT et al., 2008; LIU; LIN, 2010; WANG et al., 2016).

Um formalismo alternativo para tratar rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódicas é a concepção de controle repetitivo, também denominado “estrutura básica de controle repetitivo” (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ; OLM, 2013). Este tipo de controle pode ser combinado com as técnicas de controle clássico e avançado, sendo as sínteses dos controladores GMV e GPC, no cenário posicional ou incremental, uma interessante e vantajosa abordagem de hibridização para lidar com referências e/ou perturbações periódicas, devido suas propriedades de desempenho e robustez. Algumas aplicações na área médica, em sistemas de potência, robótica, entre outras, são encontradas na literatura de controle preditivo, combinando-se o controle repetitivo com projetos MBPC’s. Ainda assim, os controladores GMV e GPC hibridizados com o projeto de controle repetitivo são pouco explorados, tanto na indústria como na academia (PATETE; FURUTA; TOMIZUKA, 2006; OTT et al., 2008; WANG et al., 2016a).

Este capítulo descreve uma breve discussão sobre o controle repetitivo, mostrando a estrutura básica deste controle, e as principais definições e características. Ademais, é apresentado a hibridização do projeto do controlador I-FPGMV com o controle repetitivo, para lidar com referências e/ou perturbações periódicas. O objetivo é propor uma estrutura de malha com dois controladores, um controlador I-FPGMV na malha direta para garantir rastreamento de referência e outro controlador I-FPGMV repetitivo na malha repetitiva (realimentação que combina o modelo do processo, a saída do sistema e o controlador I-FPGMV repetitivo) para tratar rejeição de perturbação periódica.

Finalmente, o projeto do FPGPC é combinado com o controle repetitivo, também para tratar referências e/ou perturbações de natureza periódica, empregando-se uma estrutura de malha de controle com

dois FPGPC's, um FPGPC na malha direta e outro FPGPC repetitivo na malha repetitiva. Adicionalmente, para esta última combinação é proposto um projeto alternativo envolvendo uma estrutura de malha adaptativa, utilizando-se a estimação da perturbação para medir sua frequência, isto é, o controle repetitivo hibridizado com o FPGPC é empregado na abordagem *self-tuning* para que uma configuração *on-line* do gerador de sinais periódicos seja realizada e, conseqüentemente, o cálculo da lei de controle, tratando assim perturbação periódica com incerteza no valor da frequência.

5.2 CONTROLE REPETITIVO

Controle repetitivo é uma técnica de controle linear baseada no princípio do modelo interno (IMP), que corresponde ao modelo do sinal periódico, e é comumente empregado para tratar rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódica. Um gerador de sinais é incluindo na malha de controle para rastrear/rejeitar referência e perturbação de natureza periódica (RAMOS; COSTA-CASTELLÓ; OLM, 2013). O controlador PID também é baseado no IMP, pois através da parcela integral, $\Delta = (1 - q^{-1})$, que representa os sinais do tipo constante, é possível que estes sinais sejam rastreados e/ou rejeitados em regime permanente.

5.2.1 Princípio do Modelo Interno

Considerando-se a série trigonométrica de Fourier de um sinal periódico T_p , tem-se a seguinte função:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2n\pi}{T_p} t + b_n \sin \frac{2n\pi}{T_p} t \quad (5.1)$$

De acordo com o IMP, é necessário incluir o gerador periódico da Equação (5.1) na malha de controle, para que o rastreamento e/ou rejeição de qualquer sinal de referência e/ou perturbação de período T_p possa ocorrer. Portanto, a função de transferência genérica de um gerador de sinal periódico no domínio do tempo contínuo, é escrita por

$$G_{gp}(s) = \frac{1}{s} \prod_{n=1}^{\infty} \frac{\left(\frac{2n\pi}{T_p}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{2n\pi}{T_p}\right)^2} = \frac{T_p e^{-\frac{sT_p}{2}}}{1 - e^{-sT_p}} \quad (5.2)$$

em que $T_p e^{-sT_p/2}$ no numerador da Equação (5.2) representa o ganho e o atraso de transporte, no qual o sinal periódico desta equação é representado pelo denominador. Então a função de transferência do modelo interno no domínio do tempo contínuo é reescrita como

$$G_{\text{IM}}(s) = \frac{1}{1 - e^{-sT_p}}. \quad (5.3)$$

A parcela e^{-sT_p} pode ser interpretada como uma realimentação positiva, com atraso de magnitude T_p , na malha de controle, conforme pode ser observado no diagrama de blocos da estrutura básica do controle repetitivo, Figura (50).

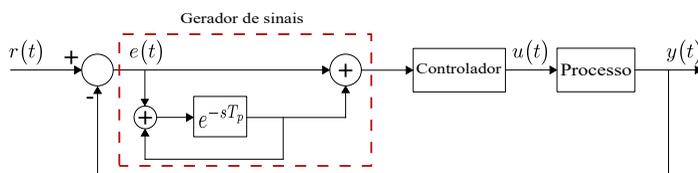


Figura 50 – Diagrama da estrutura básica do controle repetitivo.

É possível notar, através da Equação (5.2), que o IM possui polos sobre o eixo imaginário do plano complexo s , $s = \pm jn/T_p$, $n \in \mathbb{N}$, assim, do ponto de vista frequencial, $G_{gp}(s)$ tem ganho infinito nas frequências n/T_p . Isto assegura erro nulo de rastreamento de referência nestas frequências, se o sistema de malha fechada é estável.

Para sistemas no domínio do tempo discreto, quando o período do sinal, T_p , é múltiplo do período de amostragem do sistema, T_s , o valor da amostra é sustentado por N vezes e a parcela de atraso e^{-sT_p} , Figura (50), pode ser representada por $q^{-N} = e^{-sT_p}$, portanto, a função de transferência no domínio do tempo discreto do IM do sinal repetitivo é escrita como

$$\bar{G}_{\text{IM}}(q^{-N}) = \frac{1}{1 - q^{-N}} = \frac{1}{\Delta^N} \quad (5.4)$$

onde o parâmetro $N = T_p/T_s \in \mathbb{N}$, $N \geq 2$ é o número de amostras em um período T_p do sinal de perturbação, isto é, representa a largura do sinal periódico, e $\Delta^N = (1 - q^{-N})$ é conhecido como gerador de sinal periódico ou propriedade repetitiva da perturbação dentro da malha de controle (COSTA-CASTELLÓ; NEBOT; GRINÓ, 2005).

Algumas questões são importantes enfatizar:

- i) a razão entre T_p e T_s deve ser um número inteiro e constante, e T_s deve ser selecionado considerando-se o fato de que em implemen-

tações no domínio do tempo discreto, só é possível lidar com as harmônicas que se encontram abaixo da frequência de Nyquist;

- ii) a literatura apresenta vários tipos de IM, sendo estes utilizados de acordo com o sinal periódico especificado no projeto (COSTA-CASTELLÓ; NEBOT; GRINÓ, 2005; ESCOBAR et al., 2007). Nesta tese é utilizado o IM genérico, Equação (5.4);
- iii) alguns estudos relacionam o controle repetitivo como uma técnica de controle por aprendizagem (ILC). Isto é devido ao fato de que a estrutura do controle repetitivo pode ser interpretada como uma estrutura capaz de aprender um sinal de tamanho T_p e repeti-lo como um sinal periódico T_p , se a entrada do sistema é igual a zero (YAMAMOTO, 1993);
- iv) o controle repetitivo pode ser empregado de diferentes formas e estas sempre se baseiam na inserção do IM, Equação (5.4), na malha de controle.

5.2.2 Controlador Repetitivo

Os controladores repetitivos são compostos por dois principais elementos, o IM, $\overline{G}_{IM}(q^{-N})$, e o controlador estabilizante, $G_x(q^{-1})$. O IM é responsável por garantir o *offset-free*, e o controlador estabilizante por assegurar estabilidade de malha fechada. Estes dois elementos podem ser dispostos de diferentes maneiras, sendo a arquitetura *plug-in*, composta por um controlador nominal $G_c(q^{-1})$ e o processo $G_p(q^{-1})$, a mais comumente implementada nos projetos de controladores repetitivos, conforme pode ser observado na Figura (51).

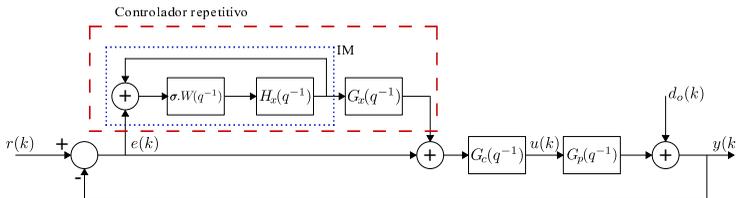


Figura 51 – Diagrama de blocos do controlador repetitivo - *Plug-in*.

O IM é composto por uma função de atraso $W(q^{-1})$, um número real $\sigma = \{-1, 1\}$ e um filtro passa-baixa de fase nula com resposta ao impulso infinita (*Finite Impulse Response - FIR*) $H_x(q^{-1})$, com uma

realimentação positiva. A função $W(q^{-1})$ assegura o *offset-free* para sinais periódicos se o sistema de malha fechada é estável e o filtro $H_x(q^{-1})$ é utilizado para reduzir o ganho nas altas frequências, onde o ajuste deste filtro tem um compromisso entre robustez e desempenho no tratamento do sinal periódico (CRUZ, 2015). Nesta tese, o IM é empregado com $\sigma = 1$, $H_x(q^{-1}) = 1$, $G_x(q^{-1}) = 1$ e $W(q^{-1}) = q^{-N}$.

Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (51), pode-se garantir que o sistema de malha fechada é estável se

- i) a função de transferência de malha fechada sem a parcela do controlador repetitivo, $G_{\text{MF}}(q^{-1}) = \frac{G_c(q^{-1})G_p(q^{-1})}{1+G_c(q^{-1})G_p(q^{-1})}$, é estável. Isto é alcançado através do ajuste do controlador $G_c(q^{-1})$, e este deve estabilizar de forma robusta o sistema de malha fechada e rejeitar perturbações em um certo espectro de frequência;
- ii) $\|\sigma W(q^{-1})H_x(q^{-1}) [1 - G_{\text{MF}}(q^{-1})G_x(q^{-1})]\|_{\infty} < 1$. Assumindo $\|\sigma W(q^{-1})\| \leq 1$, esta desigualdade existe se $\|H_x(q^{-1})\| < 1$ e $G_x(q^{-1})$ for projetado de forma adequada (ESCOBAR et al., 2007);
- iii) uma maneira de se projetar $G_x(q^{-1})$ é escolhendo $G_x(q^{-1}) = k_r(G_{\text{MF}}(q^{-1}))^{-1}$, de modo a garantir as duas condições de estabilidade, mas esta escolha não é válida para sistemas de fase não mínima.

A função sensibilidade do sistema de malha fechada da Figura (51), é dada pela seguinte relação:

$$S_{\text{sen}}(q^{-1}) = S_o(q^{-1})S_{\text{IM}}(q^{-1}) \quad , \quad S_o(q^{-1}) = \frac{1}{1 + G_c(q^{-1})G_p(q^{-1})},$$

$$S_{\text{IM}}(q^{-1}) = \frac{1 - \sigma W(q^{-1})H_x(q^{-1})}{1 - \sigma W(q^{-1})H_x(q^{-1}) [1 - G_x(q^{-1})G_{\text{MF}}(q^{-1})]}. \quad (5.5)$$

onde $S_{\text{sen}}(q^{-1})$ e $S_{\text{IM}}(q^{-1})$ são as funções sensibilidade sem o controlador repetitivo e com o controlador repetitivo, respectivamente.

O projeto clássico do controlador repetitivo também pode ser combinado com os projetos dos controladores preditivos e, algumas pesquisas vêm sendo desenvolvidas ao longo dos últimos anos (LEE; NATARAJAN; LEE, 2001; LIU; LIN, 2010; WANG et al., 2016a). Contudo, nesta tese é dado destaque as propostas de Ginhoux et al. (2003a), Patete, Furuta e Tomizuka (2006) e Ott et al. (2008) que empregam o

controle preditivo em controladores GMV e GPC. O objetivo é utilizar uma estrutura de malha de controle com dois controladores GMV ou GPC, inserindo nos projetos destes controladores o IM do controlador repetitivo, conforme observa-se na Figura (52).

A Figura (52) mostra o diagrama de blocos de uma malha de controle repetitiva, combinada com dois controladores, um controlador C_1 na malha direta, e outro controlador $R-C_2$ na realimentação ou malha repetitiva, sendo esta estrutura de malha denominada, nesta tese, malha de controle repetitiva global. O rastreamento de referência é assegurado pelo controlador C_1 (I-FPGMV ou FPGPC), o qual gera o sinal de controle $u_m(k)$, tanto para o processo real como para o modelo, e sua realimentação utiliza o sinal de saída deste modelo, $y_m(k)$, para detectar as mudanças de referência e calcular o sinal de erro a ser enviado ao controlador.

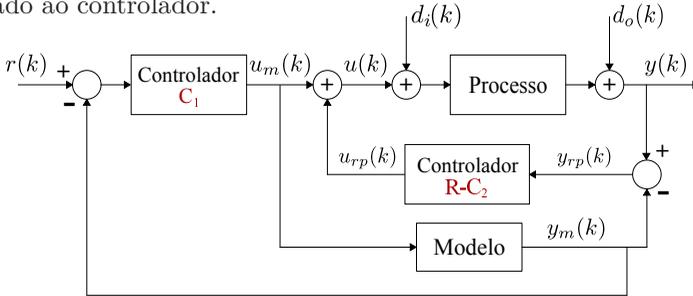


Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de controle repetitiva.

Observando-se ainda o diagrama de blocos da Figura (52), as perturbações de sinais periódicos e/ou MPM, são tratadas pelo controlador repetitivo $R-C_2$ (RI-FPGMV ou R-FPGPC), através do sinal $y_{rp}(k)$ enviado a este controlador. Se não existe sinal de perturbação e nem erro de modelagem, então $y_{rp}(k) = 0$ e o sistema de controle de malha fechada opera apenas com o controlador C_1 . Se $y_{rp}(k)$ é diferente de zero, então a malha repetitiva, controlador $R-C_2$, passa a atuar na malha de controle, com o intuito de manter $y_{rp}(k)$ em zero ou próximo de zero, contornando assim sinais de perturbações e erros de modelagem indesejáveis ao sistema.

5.3 CONTROLADOR I-FPGMV REPETITIVO

Nesta seção, a síntese de projeto do controlador I-FPGMV é combinada com o conceito de controle repetitivo, inserindo na função

custo do controlador I-FPGMV o IM da Equação (5.4), alcançando uma estrutura de malha denominada I-FPGMV repetitivo (*Repetitive Indirect Filtered Positional GMV - RI-FPGMV*), capaz de lidar com referências e/ou perturbações periódicas e MPM. Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (52), o projeto do controlador C_1 da malha direta, é o mesmo do controlador I-FPGMV descrito no Capítulo 3, e o controlador $R-C_2$ da malha repetitiva, é definido pelo projeto do controlador RI-FPGMV. Ambos os controladores, I-FPGMV e RI-FPGMV, na malha de controle repetitiva global, Figura (52).

A descrição de projeto do controlador RI-FPGMV é baseada no diagrama de blocos da Figura (52), onde o sinal de entrada do controlador RI-FPGMV, $y_{rp}(k)$, e o sinal de controle aplicado ao processo, $u(k)$, são calculados pelas seguintes relações:

$$y_{rp}(k) = y(k) - y_m(k), \quad u(k) = u_m(k) + u_{rp}(k). \quad (5.6)$$

O sinal de controle, $u_{rp}(k)$, do controlador RI-FPGMV é determinado pela minimização da função custo dada por

$$\bar{J}_{\text{GMV}} = [\bar{\phi}(k+d)]^2 = [\bar{\phi}_y(k+d) + \bar{Q}(q^{-1})u_{rp}(k)]^2 \quad (5.7)$$

com $\bar{\phi}(k+d)$, $\bar{\phi}_y(k+d)$ e $\bar{Q}(q^{-1})$ representando a saída auxiliar generalizada, a saída auxiliar e a ponderação do sinal de controle do controlador RI-FPGMV, respectivamente, Figura (53).

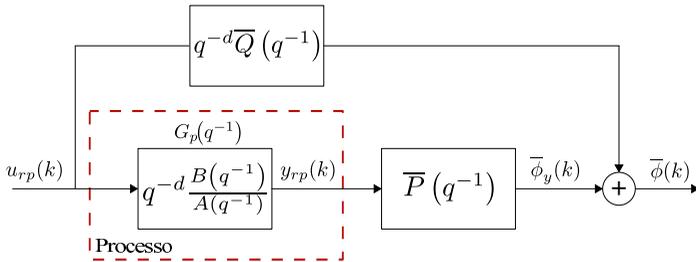


Figura 53 – Saída auxiliar generalizada do controlador RI-FPGMV.

A saída $\bar{\phi}_y(k+d)$ é calculada pela seguinte equação:

$$\bar{\phi}_y(k+d) = \bar{P}(q^{-1})y_{rp}(k+d) = \frac{\bar{K}_\alpha \bar{\alpha}(q^{-1})}{\Delta^N} y_{rp}(k+d). \quad (5.8)$$

O propósito de projeto do controlador RI-FPGMV é tratar perturbações que variam periodicamente com o tempo, incluindo um gerador de sinal periódico, Δ^N , no modelo discreto do processo. Os parâmetros do filtro \overline{K}_α e $\overline{\alpha}(q^{-1})$ dão um grau de liberdade extra ao controlador, ajustando a velocidade de resposta na rejeição de perturbações periódicas, estabilidade e robustez.

Multiplicando-se a Equação (3.5) por $\overline{P}(q^{-1})$, então

$$A(q^{-1})\Delta^N\overline{\phi}_y(k+d) = \overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})B(q^{-1})u_{rp}(k). \quad (5.9)$$

Considerando-se a identidade polinomial

$$1 = A(q^{-1})\Delta^N\overline{E}_{\text{GMV}}(q^{-1}) + q^{-d}\overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1}). \quad (5.10)$$

e empregando-se a Equação (5.10) na Equação (5.9), então a seguinte equação é obtida:

$$\overline{\phi}_y(k+d) = \overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})\overline{\phi}_y(k) + \overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})B(q^{-1})\overline{E}_{\text{GMV}}(q^{-1})u_{rp}(k). \quad (5.11)$$

Substituindo-se a Equação (5.11) na Equação (5.7), a função custo é escrita como

$$\begin{aligned} \overline{J}_{\text{GMV}} = & [\overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})\overline{\phi}_y(k) + \overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})B(q^{-1})\overline{E}_{\text{GMV}}(q^{-1})u_{rp}(k) \\ & + \overline{Q}(q^{-1})u_{rp}(k)]. \end{aligned} \quad (5.12)$$

A minimização da Equação (5.12) produz o sinal de controle do controlador RI-FPGMV e é representado pela expressão

$$\begin{aligned} \overline{R}_{\text{GMV}}(q^{-1}) &= \overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})B(q^{-1})\overline{E}_{\text{GMV}}(q^{-1}) + \overline{Q}. \\ \overline{R}_{\text{GMV}}(q^{-1})\Delta^N u_{rp}(k) &= -\overline{K}_\alpha\overline{\alpha}(q^{-1})\overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})y_{rp}(k). \end{aligned} \quad (5.13)$$

onde o sinal de controle aplicado é $u_{rp}(k) = u_{rp}(k-N) + \Delta^N u_{rp}(k)$ e os polinômios $\overline{R}_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $\overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})$ estão associados com a estrutura de controle RST.

Combinando-se o modelo da Equação (3.5), as funções de transferência dos controladores I-FPGMV e RI-FPGMV, Equações (3.14) e (5.13), respectivamente, e o diagrama de blocos da Figura (54), a dinâmica do sistema de malha fechada é representada por

$$y(k) = \frac{G_p(q^{-1})C_{\text{GMV}}(q^{-1}) [1 - G_m(q^{-1})\overline{C}_{\text{GMV}}(q^{-1})]}{\overline{D}_{\text{GMV}_1}(k)\overline{D}_{\text{GMV}_2}(k)} r(k).$$

$$\begin{aligned}\overline{D}_{\text{GMV}_1}(q^{-1}) &= (1 - G_p(q^{-1})\overline{C}_{\text{GMV}}(q^{-1})), \\ \overline{D}_{\text{GMV}_2}(q^{-1}) &= (1 + G_m(q^{-1})C_{\text{GMV}}(q^{-1})S_{\text{GMV}}(q^{-1})).\end{aligned}\quad (5.14)$$

onde $C_{\text{GMV}}(q^{-1})$ e $\overline{C}_{\text{GMV}}(q^{-1})$ são as funções de transferência dos controladores da malha direta e da malha repetitiva, respectivamente, e são expressas pelas relações da Equação (5.15). A Figura (54) mostra o diagrama de blocos da combinação do I-FPGMV e RI-FPGMV na forma polinomial RST.

$$C_{\text{GMV}}(q^{-1}) = \frac{K_\alpha \alpha(q^{-1})}{\Delta R_{\text{GMV}}(q^{-1})}, \quad \overline{C}_{\text{GMV}}(q^{-1}) = -\frac{\overline{K}_\alpha \overline{\alpha}(q^{-1}) \overline{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})}{\Delta^N \overline{R}_{\text{GMV}}(q^{-1})}.\quad (5.15)$$

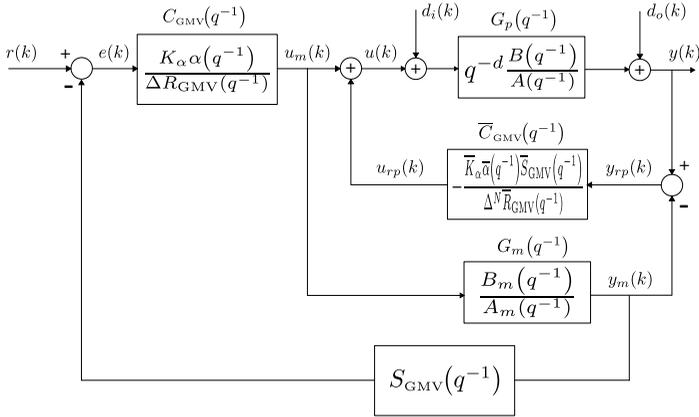


Figura 54 – Estrutura RST do controlador RI-FPGMV.

5.4 CONTROLADOR FPGPC REPETITIVO

Esta seção apresenta o projeto de um controlador repetitivo baseado no projeto do FPGPC, onde o objetivo também é lidar com referências e/ou perturbações periódicas e MPM. O tratamento matemático utilizado nesta seção é semelhante ao apresentado na seção 5.3, tendo como diferença a implementação de uma abordagem adaptativa para calcular o tamanho do sinal periódico N . No diagrama de blocos da Figura (52), o projeto do controlador C_1 da malha direta é o mesmo do FPGPC descrito no Capítulo 4, e o controlador $R-C_2$ da malha repe-

tativa é definido pelo projeto do FPGPC repetitivo (*Repetitive Filtered Positional Generalized Predictive Control - R-FPGPC*).

O FPGPC e R-FPGPC, na malha de controle repetitiva global, são projetados para garantir rastreamento de referência, de diferentes natureza, e lidar com incertezas no modelo e perturbações periódicas, respectivamente. Pelo diagrama de blocos da Figura (52), o sinal de saída do R-FPGPC, $y_{rp}(k)$, e o sinal de controle aplicado no processo, $u(k)$, são calculados pelas mesmas relações da Equação (5.6).

Considerando-se o processo caracterizado pelo modelo discreto da Equação (4.1), o sinal de controle, $u_{rp}(k)$, do R-FPGPC é determinado pela minimização da função custo

$$\bar{J}_{\text{GPC}} = \sum_{j=1}^{\bar{N}_y} [\bar{\phi}_y(k+j)]^2 + \bar{\lambda} \sum_{j=1}^{\bar{N}_u} u_{rp}^2(k+j-1) \quad (5.16)$$

onde $\bar{\lambda}$, \bar{N}_y , \bar{N}_u e $\bar{\phi}_y(k+j)$ representam a ponderação da energia do controle, o horizonte de predição de saída, o horizonte de predição do controle e a saída auxiliar do R-FPGPC, respectivamente. A saída $\bar{\phi}_y(k+j)$ é calculada pela seguinte relação

$$\bar{\phi}_y(k) = \bar{P}(q^{-1})y_{rp}(k) = \frac{\bar{K}_\alpha \bar{\alpha}(q^{-1})}{\Delta^N} y_{rp}(k). \quad (5.17)$$

O objetivo de combinar o controle repetitivo com o FPGPC, utilizando a estrutura de malha de controle repetitiva global da Figura (52), é tratar perturbações que variam periodicamente com o tempo, incluindo um gerador de sinal periódico, Δ^N , na função custo deste controlador e no modelo discreto do processo. Os parâmetros do filtro \bar{K}_α e $\bar{\alpha}(q^{-1})$ dão graus de liberdade extra ao R-FPGPC, ajustando a velocidade de resposta na rejeição da perturbação periódica, estabilidade e robustez, não estando disponível no R-GPC clássico.

Multiplicando-se a Equação (4.1) por $\bar{P}(q^{-1})$ tem-se a expressão

$$\begin{aligned} \bar{A}_{rp}(q^{-1})\bar{\phi}_y(k+j) &= \bar{B}_{rp}(q^{-1})u_{rp}(k+j-d-1), \\ \bar{A}_{rp}(q^{-1}) &= \Delta^N A(q^{-1}), \quad \bar{B}_{rp}(q^{-1}) = \bar{K}_\alpha \bar{\alpha}(q^{-1})B(q^{-1}). \end{aligned} \quad (5.18)$$

Considerando-se as identidades polinomiais

$$\begin{aligned} 1 &= \bar{E}_{\text{GPC}_j}(q^{-1})\bar{A}_{rp}(q^{-1}) + q^{-j}\bar{F}_{\text{GPC}_j}(q^{-1}), \\ \bar{B}_{rp}(q^{-1})\bar{E}_{\text{GPC}_j}(q^{-1}) &= G_{rp_j}(q^{-1}) + q^{-j}\bar{G}_{rp}(q^{-1}). \end{aligned} \quad (5.19)$$

e empregando-se a mesma metodologia de projeto do Capítulo 4, Seção 4.2, com $\bar{\Lambda} = \text{diag}(\bar{\lambda})$, e minimizando a função custo, Equação (5.16), obtém-se o vetor de controle do R-FPGPC calculado como

$$\bar{U} = (\mathbf{G}_{rp}^T \mathbf{G}_{rp} + \bar{\Lambda})^{-1} \mathbf{G}_{rp}^T [-\bar{\Phi}_f]. \quad (5.20)$$

O sinal de controle repetitivo aplicado é $u_{rp}(k) = u_{rp}(k - N) + \Delta^N u_{rp}(k)$ e os polinômios \bar{R}_{GPC} e \bar{S}_{GPC} estão associados com a estrutura de controle RST do R-FPGPC como

$$\bar{R}_{\text{GPC}}(q^{-1}) \Delta^N u_{rp}(k) = \bar{K}_\alpha \bar{\alpha}(q^{-1}) [-\bar{S}_{\text{GPC}}(q^{-1}) y_{rp}(k)]. \quad (5.21)$$

A Figura (55) mostra o diagrama de blocos da combinação do FPGPC e R-FPGPC na forma polinomial RST, onde os parâmetros dos filtros K_α , $\alpha(q^{-1})$ e \bar{K}_α , $\bar{\alpha}(q^{-1})$ adicionam interessantes propriedades para que o sistema de controle possa garantir o *offset-free*.

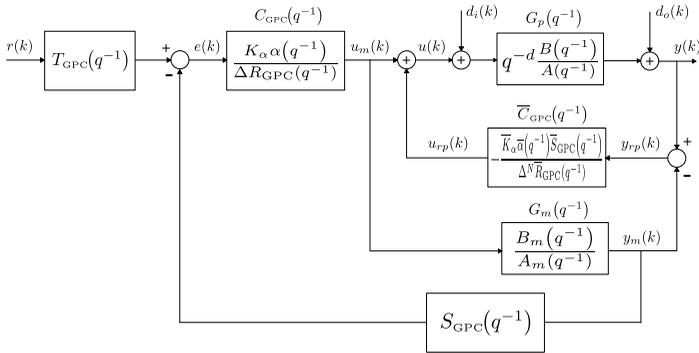


Figura 55 – Estrutura RST do controlador FPGPC e R-FPGPC.

Os controladores da malha direta, $C_{\text{GPC}}(q^{-1})$, e da malha repetitiva, $\bar{C}_{\text{GPC}}(q^{-1})$, possuem as seguintes funções de transferência:

$$C_{\text{GPC}}(q^{-1}) = \frac{K_\alpha \alpha(q^{-1})}{\Delta R_{\text{GPC}}(q^{-1})}, \quad \bar{C}_{\text{GPC}}(q^{-1}) = -\frac{\bar{K}_\alpha \bar{\alpha}(q^{-1}) \bar{S}_{\text{GPC}}(q^{-1})}{\Delta^N \bar{R}_{\text{GPC}}(q^{-1})}. \quad (5.22)$$

Combinando-se o modelo discreto da Equação (4.1), as funções de transferência do FPGPC e R-FPGPC, Equações (4.17) e (5.21), respectivamente, e o diagrama de blocos da Figura (55), o comportamento dinâmico de malha fechada do sistema é representado pela seguinte função de transferência:

$$y(k) = \frac{T_{\text{GPC}}(q^{-1})G_p(q^{-1})C_{\text{GPC}}(q^{-1})[-G_m(q^{-1})\overline{C}_{\text{GPC}}(q^{-1})]}{[1 - G_p(q^{-1})\overline{C}_{\text{GPC}}(q^{-1})]D_r(q^{-1})}r(k),$$

$$D_r(q^{-1}) = 1 + G_m(q^{-1})C_{\text{GPC}}(q^{-1})S_{\text{GPC}}(q^{-1}). \quad (5.23)$$

As funções de transferências da saída $y(k)$ para as perturbações $d_i(k)$ e $d_o(k)$ empregando o controlador RI-FPGMV, Figura (54), e R-FPGPC, Figura (55), são representadas como

$$y(k) = \frac{G_p(q^{-1})}{[1 - G_p(q^{-1})\overline{C}(q^{-1})][1 + G_m(q^{-1})C(q^{-1})S(q^{-1})]}d_i(k),$$

$$y(k) = \frac{1}{[1 - G_p(q^{-1})\overline{C}(q^{-1})][1 + G_m(q^{-1})C(q^{-1})S(q^{-1})]}d_o(k). \quad (5.24)$$

A magnitude máxima de ressonância da função sensibilidade, M_s , é calculada pela seguinte relação:

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{A(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n})A_m(e^{j\omega_n})\Delta^N R(e^{j\omega_n})}{D_{st_1}(e^{j\omega_n})D_{st_2}(e^{j\omega_n})} \right|,$$

$$D_{st_1}(e^{j\omega_n}) = [A_m(e^{j\omega_n})\Delta R(e^{j\omega_n}) + K_\alpha \alpha(e^{j\omega_n})B_m(e^{j\omega_n})S(e^{j\omega_n})],$$

$$D_{st_2}(e^{j\omega_n}) = [A(e^{j\omega_n})\Delta^N \overline{R}(e^{j\omega_n}) + \overline{K}_\alpha \overline{\alpha}(e^{j\omega_n})B(e^{j\omega_n})\overline{S}(e^{j\omega_n})]. \quad (5.25)$$

É importante notar que as funções de transferência dos controladores $C(q^{-1})$ e $\overline{C}(q^{-1})$ e os polinômios $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$, $\overline{R}(q^{-1})$ e $\overline{S}(q^{-1})$ nas Equações (5.24) e (5.25), estão associados aos controladores RI-FPGMV e R-FPGPC, sendo que para cada controlador, estes devem ser substituídos pelas suas respectivas funções de transferências e polinômios, isto é, $C_{\text{GMV}}(q^{-1})$, $\overline{C}_{\text{GMV}}(q^{-1})$, $C_{\text{GPC}}(q^{-1})$, $\overline{C}_{\text{GPC}}(q^{-1})$, $R_{\text{GMV}}(q^{-1})$, $S_{\text{GMV}}(q^{-1})$, $R_{\text{GPC}}(q^{-1})$ e $S_{\text{GPC}}(q^{-1})$.

5.4.1 Projeto do Controlador R-FPGPC Adaptativo

No controle repetitivo, o parâmetro $N = T_p/T_s$ é fundamental à rejeição de perturbações periódicas. Isto é devido ao fato de N ser utilizado no cálculo do gerador de sinais periódicos da perturbação, Δ^N , o qual é inserido na malha de controle. Porém, para que um

valor adequado de N seja calculado, é necessário conhecer a frequência do sinal periódico da perturbação, isto é, a perturbação precisa ser conhecida.

O controle repetitivo é interessante em aplicações onde a frequência da perturbação é conhecida, por exemplo, em cirurgias auxiliadas por robôs, onde os movimentos cardíacos (frequência fundamental da componente cardíaca) são conhecidos e considerados pelo sistema de controle como uma perturbação. Mas se a frequência da perturbação é desconhecida, o cálculo do valor de N não é realizável.

A literatura apresenta diversos trabalhos considerando valores de N fixos, em aplicações onde a frequência da perturbação é conhecida antecipadamente (LEE; NATARAJAN; LEE, 2001; GINHOUX et al., 2003a; OTT et al., 2008; WANG et al., 2016a), mas até o momento, nenhum ou poucos trabalhos foram encontrados em que a frequência da perturbação é desconhecida e o projeto do controle repetitivo é empregado.

Esta subseção apresenta uma estrutura de controle repetitivo baseado no projeto do R-FPGPC com N adaptativo. O objetivo é estimar o sinal da perturbação, para um cálculo adequado da largura do sinal periódico N e, conseqüentemente, do gerador de sinais periódicos Δ^N , podendo assim, tratar perturbações periódicas com incerteza no valor da frequência.

O formalismo de projeto do R-FPGPC utilizando uma abordagem adaptativa para N , é semelhante ao apresentado na Seção 5.4, a diferença porém, está em utilizar as medidas dos sinais de saída do sistema, $y(k)$, e do modelo do processo, $y_m(k)$, para calcular o sinal estimado da perturbação, $\bar{d}_o(k)$, e extrair a frequência deste sinal. A Figura (56) mostra o diagrama de blocos do projeto de malha de controle, no contexto adaptativo, denominado FPGPC repetitivo adaptativo (*Adaptive Repetitive Filtered Positional GPC - AR-FPGPC*).

Algumas considerações sobre a estrutura de controle AR-FPGPC são importantes enfatizar:

- i) o valor de N é calculado através das medidas dos sinais de saída do sistema, $y(k)$, e do modelo do processo, $\bar{y}_m(k)$. Estas medidas são empregadas para calcular o sinal estimado da perturbação, $\bar{d}_o(k) = y(k) - \bar{y}_m(k)$, e posteriormente extrair a frequência do sinal da perturbação periódica. As medidas dos sinais de saída não são utilizadas no tempo total da simulação, mas somente o tempo suficiente para extrair a frequência da perturbação;
- ii) esta proposta de malha de controle só é factível para tratar perturbações de natureza periódicas, pois o algoritmo de controle

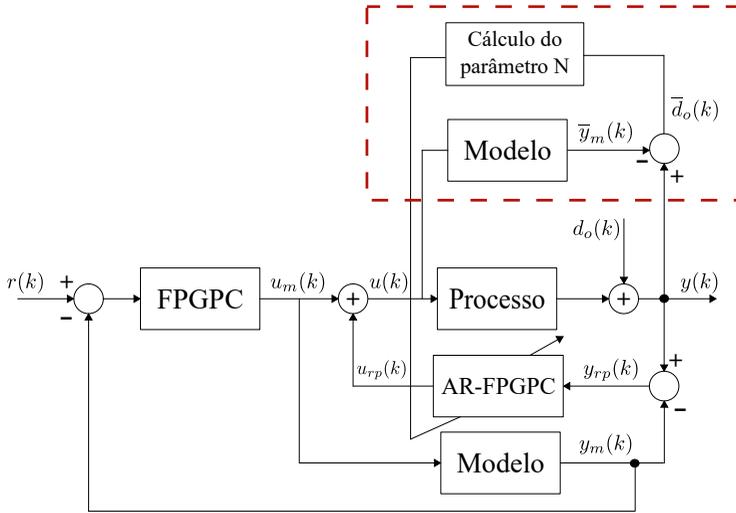


Figura 56 – Diagrama de blocos do controlador AR-FPGPC.

desenvolvido, é para detectar o período do sinal da perturbação estimada, T_p , sendo impraticável aplicar este algoritmo em sistemas com perturbações constantes ou ruídos;

- iii) não é necessário conhecer a frequência da perturbação, isto é, pode-se lidar com qualquer tipo de perturbação de natureza periódica;
- iv) a janela do gerador de sinais periódicos N , deve ser maior ou igual a janela do horizonte de previsão da saída \bar{N}_y ($N \geq \bar{N}_y$), devido a construção da resposta livre no projeto do R-FPGPC, onde o vetor da resposta livre, $\bar{\Phi}_f$, que é composto pelos preditores $\hat{\phi}(k+j)$, deve está no intervalo entre $[1, \bar{N}_y]$. Desta forma, é possível uma efetiva rejeição da perturbação;
- v) com o sinal “estimado” da perturbação, $\bar{d}_o(k)$, é possível extrair o período deste sinal, T_p , e portanto calcular um adequado valor de $N = T_p/T_s$ (N deve ser um número inteiro);
- vi) se a função de transferência do modelo é bem definida, então o sinal $y(k) \approx \bar{y}_m(k)$, e portanto, a perturbação “estimada” $\bar{d}_o(k) \approx d_o(k)$. Isto significa que para um modelo de ordem reduzida, é necessário uma eficiente identificação do modelo, para que

a frequência da perturbação seja calculada adequadamente e o controlador possa assegurar rejeição de perturbações periódicas;

- vii) o projeto do AR-FPGPC é diferente do apresentado por Ott et al. (2008) e Ginhoux et al. (2003a). Nestes trabalhos, um GPC incremental repetitivo (R-GPC) é proposto utilizando ambos, o operador diferencial, Δ , e o gerador de sinais periódicos, Δ^N , na função custo do R-GPC (malha repetitiva), alcançando um projeto mais complexo. A abordagem adaptativa não é implementada, sendo necessário conhecer a frequência da perturbação. As simulações exploradas são específicas para a área médica;
- viii) o objetivo nesta tese é controlar processos com diferentes dinâmicas, diversas formas de sinais de referência e perturbações periódicas, utilizando uma abordagem adaptativa.

Algumas questões importantes em relação aos projetos descritos neste capítulo são:

- i) o parâmetro $N = T_p/T_s$ define o tempo da rejeição da perturbação. Os parâmetros dos controladores I-FPGMV, RI-FPGMV, FPGPC e R-FPGPC e dos filtros, K_α , $\alpha(q^{-1})$ e \bar{K}_α , $\bar{\alpha}(q^{-1})$ definem a precisão do rastreamento de referência e a magnitude da rejeição da perturbação;
- ii) as sínteses de projeto dos controladores GMV e GPC, na abordagem posicional ou incremental, combinadas com o projeto de controle repetitivo, são pouco exploradas na literatura de controle, especialmente utilizando filtros como parâmetros de ponderação para ajuste de estabilidade, desempenho e robustez. As representações na forma polinomial RST, Figuras (54) e (55), das malhas de controle repetitiva global, também são pouco discutidas;
- iii) os projetos dos controladores I-FPGMV, RI-FPGMV, FPGPC e R-FPGPC, inseridos na malha de controle repetitiva global e a sintonia “ótima” dos parâmetros dos filtros destes controladores utilizando-se otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, também são contribuições desta tese. Todos os resultados de simulação empregam a otimização de K_α , $\alpha(q^{-1})$, \bar{K}_α e $\bar{\alpha}(q^{-1})$, Capítulo 2 (Seção 2.8), como sintonia destes parâmetros;
- iv) o projeto do R-FPGPC na contexto adaptativo também é uma contribuição desta tese, pois o controle repetitivo básico ou combinado com outras técnicas de controle, tem como limitação o

conhecimento da perturbação periódica como um fator de projeto indispensável, ou seja, é necessário ter previamente definido o período do sinal periódico, T_p , para que o valor de N possa ser calculado antecipadamente, gerando assim a lei de controle;

- v) a condição de análise para garantir o *offset-free* são as mesmas apresentadas na Seção 3.2, para o controlador FPGMV, e na seção 4.2, para o FPGPC. A diferença é que nos projetos do RI-FPGMV e R-FPGPC, a referência é periódica ou não periódica, a perturbação é periódica e um gerador de sinal periódico é estruturalmente embarcado nos projetos destes controladores;
- vi) o grau do polinômio $\bar{S}_{\text{GMV}}(q^{-1})$ é igual a $\bar{n}_{s_{\text{GMV}}} = n_a + N - 1$;
- vi) os graus dos polinômios $\bar{R}_{\text{GPC}}(q^{-1})$ e $\bar{S}_{\text{GPC}}(q^{-1})$ são iguais a $\bar{n}_{r_{\text{GPC}}} = \bar{n}_{s_{\text{GPC}}} = \bar{n}_a - 1$, sendo \bar{n}_a , o grau do polinômio $\bar{A}_{rp}(q^{-1})$.

5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.5.1 Processo MTG

O primeiro estudo de caso consiste de um experimento prático em um sistema de controle de velocidade, denominado MTG (*Motor+TachoGenerator*), desenvolvido no LCA da UFSC. O processo MTG é sobreamortecido e possui um ganho estático não linear de malha aberta, motivando a implementação do controlador RI-FPGMV, com o intuito de avaliar a eficiência deste algoritmo de controle para lidar com rejeição de perturbação periódica. Na Figura (57) observa-se a estrutura da montagem física do MTG.

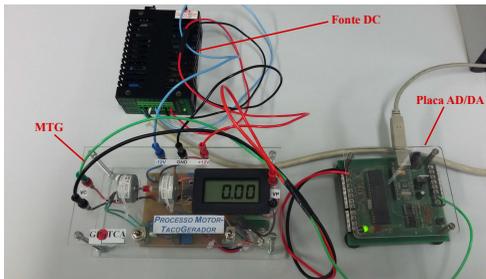


Figura 57 – Processo MTG.

O processo MTG possui um motor DC acoplado por uma pequena correia a outro motor DC, que é responsável para gerar a tensão tacométrica (medição da velocidade). O sinal de entrada do processo é a tensão do motor DC e a saída também é uma tensão, que corresponde à velocidade angular. Os circuitos eletrônicos de medição e atuação operam numa faixa de tensão de 0 a 5 V. O modelo linear de segunda ordem no domínio do tempo discreto para o processo MTG, identificado a partir da resposta ao degrau no ponto de operação de 2.5 V, é dado pela seguinte função de transferência

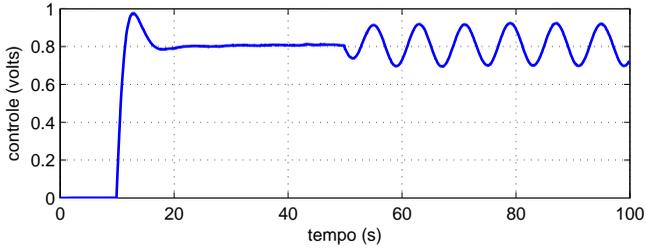
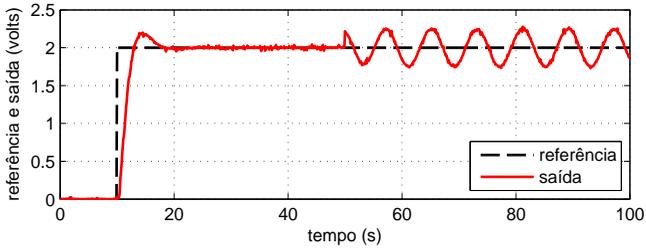
$$G_m(q^{-1}) = \frac{q^{-1}(0.035 + 0.025q^{-1})}{1 - 1.273q^{-1} + 0.333q^{-2}} \quad (5.26)$$

Os parâmetros de projeto dos controladores I-FPGMV e RI-FPGMV e do algoritmo de otimização são escolhidos como: $Q(q^{-1}) = q_0 = 20$, $\overline{Q}(q^{-1}) = \overline{q}_0 = 0.5$, população de 80 indivíduos, 100 gerações e período de amostragem de 0.1 s.

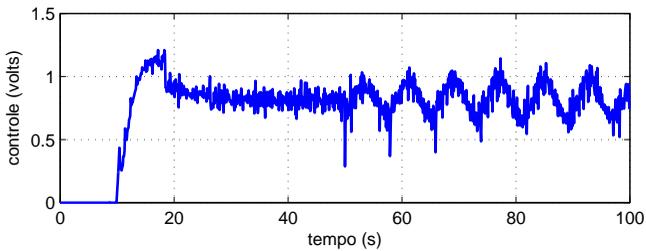
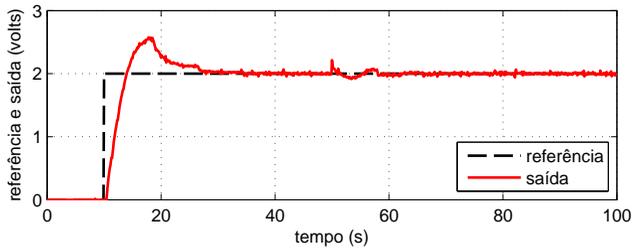
A Figura (58) ilustra os sinais de saída e controle do sistema controlado pelos controladores I-FPGMV e RI-FPGMV na malha de controle repetitiva global (Figura (54)) e pelo controlador I-FPGMV na malha clássica de realimentação (Figura (19)). A referência aplicada ao sistema está regulada em 2 V e uma perturbação senoidal de amplitude ± 0.2 V é aplicada no instante $t = 50$ s, com um período $T_p = 8$ e largura do sinal periódico $N = T_p/T_s = 80$.

Pela Figura (58), observa-se que o controlador I-FPGMV/RI-FPGMV da malha repetitiva global é mais eficaz no tratamento da perturbação periódica, se comparado ao I-FPGMV utilizando-se a malha clássica de realimentação. Verifica-se também que com o controlador I-FPGMV/RI-FPGMV, após 8 s do instante em que a perturbação foi aplicada, o sistema rejeita quase “perfeitamente” a perturbação, com uma variação no erro de $\pm 2\%$. É importante ressaltar que, com o controlador I-FPGMV na malha clássica de realimentação, as perturbações de natureza periódica são atenuadas, porém, com uma variação de erro significativamente maior e uma ponderação de $Q(q^{-1})$ muito pequena, não alcançando o desempenho do I-FPGMV/RI-FPGMV.

A Tabela (17) mostra os valores dos índices de desempenho e robustez do sistema controlado pelos controladores I-FPGMV e RI-FPGMV. Os parâmetros dos filtros destes controladores são sintonizados pelo algoritmo de otimização, tais como: $K_\alpha = 1.9694$, $\alpha_1 = 0.1080$ e $\overline{K}_\alpha = 1.995$, $\overline{\alpha}_1 = 0.0383$. Verifica-se através do IAE_r , do controlador I-FPGMV na malha clássica de realimentação, 88% maior, se comparado ao controlador I-FPGMV/RI-FPGMV, na malha repetitiva, que



(a) I-FPGMV



(b) I-FPGMV/RI-FPGMV

Figura 58 – Resposta do sistema com os controladores I-FPGMV e RI-FPGMV - Processo MTG.

este último possui capacidade superior em rejeitar perturbação periódica, contudo, o esforço de controle é maior, devido aos ganhos dos parâmetros do filtro, mas sobretudo em função do gerador de sinais inserido na malha de controle. Em relação aos demais índices de desempenho, ambas as malhas de controle estão dentro dos padrões sugeridos pela literatura. Porém, o valor de M_s é maior para o controlador I-FPGMV/RI-FPGMV, deixando este controlador “menos” robusto, mas com melhor desempenho em rejeitar perturbação.

Tabela 17 – Índices de desempenho e robustez - Processo MTG

Controlador	IAE _r	TVC	M _s	GM	PM
I-FPGMV clássico	7.85	0.42	1.20	5.98	49.21°
I-FPGMV/RI-FPGMV	1.19	6.86	1.886	2.13	30.74°

5.5.2 Processo de 4^a ordem

O segundo estudo de caso emprega uma simulação numérica em um processo de 4^a ordem, cujos objetivos são: **i)** mostrar a habilidade da estrutura de malha de controle adaptativa AR-FPGPC em estimar o sinal da perturbação periódica e, consequentemente, calcular o tamanho do sinal periódico N ; **ii)** avaliar a capacidade do AR-FPGPC em lidar com rastreamento de referência, rejeição de perturbação e MPM, onde o ganho estático do processo é diferente do modelo; **iii)** validar o desempenho de malha fechada do AR-FPGPC empregando-se uma otimização multiobjetivo para sintonia “ótima” dos parâmetros do filtro, comparando-se com o R-GPC clássico. A função de transferência do processo e modelo (SKOGESTAD, 2003) são:

$$G_p(s) = \frac{2(15s + 1)}{(20s + 1)(s + 1)(0.1s + 1)^2}, \quad G_m(s) = \frac{1.5e^{-0.05s}}{(s + 1)(0.15s + 1)} \quad (5.27)$$

Os parâmetros de projeto do AR-FPGPC e do algoritmo de otimização são escolhidos como: $N_y = 8$, $N_u = 2$, $\lambda = 10$, $\bar{\lambda} = 0.1$, população de 80 indivíduos, 100 gerações e período de amostragem de 0.1 s. A Figura (59) mostra os sinais de saída e controle do sistema controlado pelo AR-FPGPC e R-GPC clássico, para uma referência em degrau e perturbação periódica de magnitude ± 0.5 , aplicada à saída do sistema no instante 85 s. Observa-se que o AR-FPGPC tem melhor de-

sempenho para garantir o *offset-free* se comparado ao R-GPC clássico, sobre as condições definidas na simulação. Também verifica-se que a perturbação é quase “perfeitamente” rejeitada após 10 s de simulação, aproximadamente, sendo o tempo de rejeição e a magnitude da perturbação menores para o AR-FPGPC, mesmo com MPM.

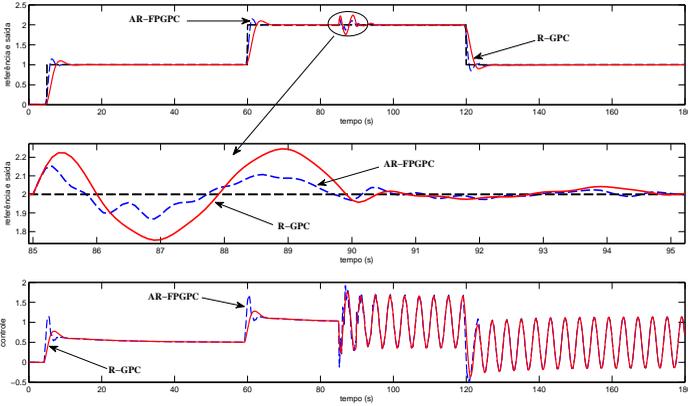


Figura 59 – Resposta do sistema com o AR-FPGPC e R-GPC - Processo 4^a ordem.

O sinal estimado da perturbação periódica possui um período $T_p = 4$ s e largura do sinal periódico $N = T_p/T_s = 40$, baseado na frequência da perturbação estimada. Vale ressaltar que neste caso, não é necessário conhecer antecipadamente a frequência da perturbação periódica para que a perturbação possa ser rejeitada. Portanto, a estrutura de malha AR-FPGPC proposta, é uma alternativa aos projetos dos controladores repetitivos combinados com os controladores preditivos para lidar com rastreamento de referência e rejeição de perturbação de sinais periódicos e, representa uma contribuição desta tese.

A Tabela (18) apresenta os índices de desempenho e robustez do sistema controlado pelo AR-FPGPC e R-GPC clássico, e os parâmetros dos filtros do AR-FPGPC são sintonizados pelo algoritmo genético como: $K_\alpha = 3.9830$, $\alpha_1 = 0.5186$, $\bar{K}_\alpha = 3.6489$, $\bar{\alpha}_1 = 0.2105$.

Verifica-se pela Tabela (18) que os índices IAE_r e IAE_d possuem valores menores para o AR-FPGPC, com uma diferença de 59% e 54%, respectivamente, em relação ao R-GPC clássico. Porém, o índice TVC é maior para o AR-FPGPC, isto é devido aos filtros deste controlador, nos quais inserem mais energia do sinal de controle ao sistema controlado. Em relação aos índices de robustez, observa-se que o valor de

Tabela 18 – Índices de desempenho e robustez - Processo 4^a ordem

Controlador	IAE _r	IAE _d	TVC	M _s	GM	PM
R-GPC clássico	5.22	0.84	6.50	1.54	2.84	37.77°
AR-FPGPC	2.14	0.39	7.39	1.31	4.23	44.88°

M_s para o AR-FPGPC é menor, assegurando uma maior margem de robustez e estabilidade. Todavia, em ambos os controladores os índices de robustez se encontram na faixa sugerida pela literatura de controle.

5.5.3 Processo RAJ

O terceiro estudo de caso é baseado em um experimento prático, um processo mecânico denominado *Robot Arm Joint* (RAJ). O processo RAJ é um equipamento educacional que emula um braço manipulador controlado por um servomotor. A estrutura básica deste processo é de um pêndulo invertido giratório, conhecido como Pêndulo do Furuta. O processo RAJ possui um potenciômetro conectado ao eixo do servomotor para medir a posição angular. Os circuitos de medição e atuação deste processo operam na faixa de 0 a 5 V e pela Figura (60) observa-se a montagem física do processo RAJ.



Figura 60 – Processo Robot Arm Joint (RAJ).

O modelo do processo no domínio do tempo discreto é obtido experimentalmente por meio do algoritmo RLS *offline* para um ponto de equilíbrio de 2.5 V, e a função de transferência é dada por

$$G_m(q^{-1}) = \frac{q^{-1}(-0.000873 + 0.2991q^{-2})}{1 - 0.803q^{-1} + 0.06069q^{-2}} \quad (5.28)$$

O objetivo do experimento é validar a aplicabilidade da estrutura AR-FPGPC em aplicações práticas, emulando um braço robótico, para rastreamento de diferentes referências (degrau, triangular e senoidal) e rejeição de perturbação periódica, com o sinal periódico da perturbação desconhecido. Os parâmetros de projeto do AR-FPGPC e do algoritmo de otimização são escolhidos como: $N_y = 10$, $N_u = 2$, $\lambda = 0.5$, $\bar{\lambda} = 0.15$, 80 indivíduos, 100 gerações e período de amostragem de 0.1 s. Os parâmetros dos filtros são sintonizados pelo algoritmo de otimização como: $K_\alpha = 1.7884$, $\alpha_1 = 0.1091$, $\bar{K}_\alpha = 0.4828$ e $\bar{\lambda}_1 = 0.0362$.

A Figura (61) apresenta os sinais de saída e controle do sistema controlado pelo AR-FPGPC para diferentes forma de referência (degrau, triangular e senoidal) e perturbação periódica com ± 0.25 V de magnitude, aplicada na saída do sistema no instante de tempo 65 s, retirada no instante 195 s e aplicada novamente no instante 285 s.

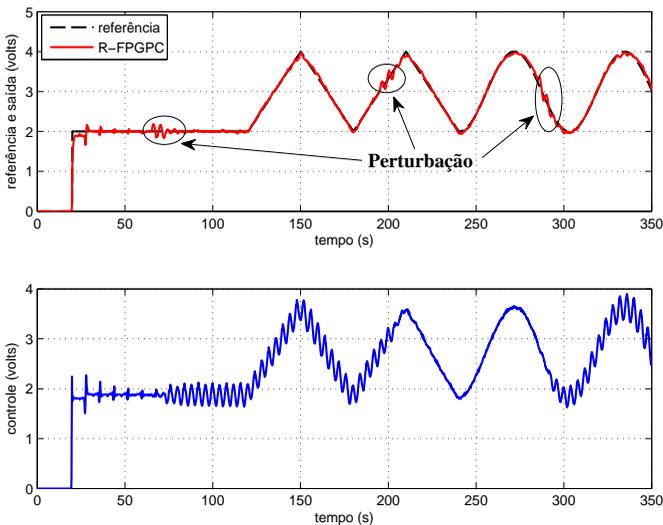


Figura 61 – Resposta do sistema do AR-FPGPC - Processo RAJ.

Verifica-se pela Figura (61) que o AR-FPGPC é eficaz em tratar rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódica desconhecida (incerteza no valor da frequência), alcançando desempenho de

malha fechada dentro dos padrões desejados (menor $IAE_r = 13.61$, baixo valor de $TVC = 6.43$ e índices de robustez dentro da faixa sugerida, além de rápida rejeição da perturbação). Vale ressaltar que o processo RAJ possui bastante ruído devido aos componentes eletrônicos inerentes ao processo e também a placa de aquisição de dados, e ainda assim, o controlador AR-FPGPC é capaz de minimizar o ruído, devido aos filtros existentes no projeto deste controlador, sendo capaz de rastrear diferentes formas de referência e rejeitar perturbações periódicas em pontos de operação distintos.

Observa-se pela Figura (62) que na malha de controle do AR-FPGPC proposto, o sinal da perturbação é estimado nos primeiros 80 s, tempo suficiente para medir o período da perturbação ($T_p = 4$ s) e, conseqüentemente, calcular a sua frequência. Após este instante, o estimador é desligado e o controlador continua atuando sobre o sistema com a largura do sinal periódico, $N = 40$, fixa.

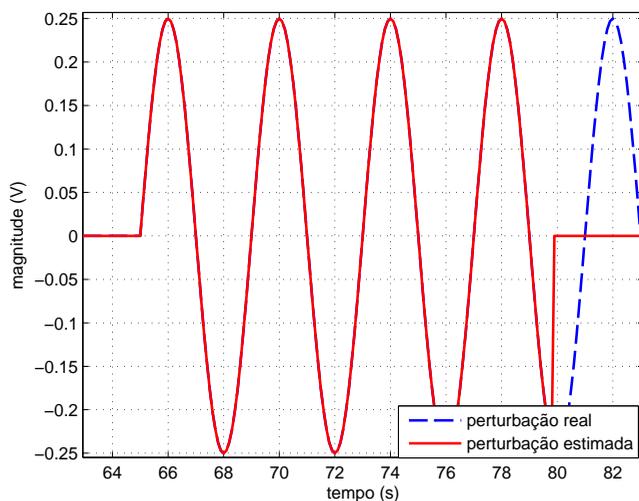


Figura 62 – Sinais da perturbação real e estimada - Processo RAJ.

É importante enfatizar que a literatura apresenta algumas soluções para tratamento de rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódica utilizando-se a malha de realimentação clássica, porém, algumas questões necessitam ser observadas:

- i) para que seja possível um adequado rastreamento de referência e rejeição de perturbação, é necessário que a frequência da refe-

rência e/ou perturbação esteja pelo menos uma década abaixo da frequência de corte do processo a ser controlado, desta forma, um controlador clássico como o PI ou PID e controladores avançados como o GMV ou GPC, são eficazes;

- ii) caso seja inserido o gerador de sinal periódico em série com um controlador clássico ou avançado, é possível também tratar perturbações periódicas, porém, um sinal periódico repetitivo aparece nos sinais de saída e controle, não sendo a rejeição da perturbação eficaz;
- iii) utilizando-se o controlador GMV em série com um gerador de sinais para rastreamento de referência e rejeição de perturbação periódica (PATETE; FURUTA; TOMIZUKA, 2006), é necessário uma ponderação do controle muito pequena, para que haja uma “perfeita” rejeição, ainda assim, isto não se aplica a qualquer processo.

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma breve descrição sobre o controle repetitivo, mostrando a estrutura básica do controle repetitivo no domínio do tempo contínuo, o conceito de modelo interno e o projeto básico, forma *plug-in*, deste controlador no domínio do tempo discreto. Ademais, apresentou-se também uma estrutura de malha de controle repetitiva global, combinando o projeto de um controlador C_1 na malha direta, com o projeto de um controlador repetitivo C_2 na malha repetitiva, onde posteriormente foram empregados nesta estrutura os projetos dos controladores I-FPGMV e FPGPC. Em seguida, para assegurar rastreamento de referência e tratar perturbações periódicas, a metodologia de projeto do controle repetitivo foi inserida nos projetos dos controladores I-FPGMV e FPGPC, alcançando um novo formalismo de projeto e estruturas de malha denominadas RI-FPGMV e R-FPGPC, respectivamente. Finalmente, para tratar perturbações periódicas com incerteza no valor da frequência, foi inserida no projeto do R-FPGPC uma abordagem *self-tuning* para estimar o sinal da perturbação, e conseqüentemente, calcular o período do sinal periódico e um adequado valor de N , propondo-se assim, um projeto e estrutura de malha de controle alternativa denominada AR-FPGPC, para lidar com rastreamento de referências e rejeição perturbações periódicas com incerteza no valor da frequência.

Em seguida, o projeto dos controladores I-FPGMV e RI-FPGMV

na malha repetitiva global foi avaliado em uma simulação prática, processo eletromecânico, com característica não linear no ganho estático. Aspectos de robustez foram incorporados na sintonia dos polinômios de projeto destes controladores, utilizando-se uma otimização multiobjetivo, fornecendo uma análise no domínio da frequência para garantir desempenho e robustez ao sistema de controle. A resposta de malha fechada para o sistema controlado pelos controladores I-FPGMV/RI-FPGMV na malha repetitiva global, se apresentou dentro dos padrões desejados de desempenho e robustez, tanto na regulação da referência quanto na rejeição de perturbação periódica.

Finalmente o projeto AR-FPGPC foi avaliado em dois estudos de caso, simulações numérica e prática. Na simulação numérica, a função de transferência do processo real é diferente do modelo do processo, ou seja, o sistema possui MPM e foi verificado que o AR-FPGPC é capaz de lidar com incertezas no modelo, estimar o período da perturbação e garantir o *offset-free*, rastreando a referência e rejeitando a perturbação periódica mais rapidamente se comparado ao R-GPC clássico. Na simulação prática, observou-se que o AR-FPGPC é eficaz em tratar referências de diferentes naturezas, rejeitar perturbações periódicas com incerteza no valor da frequência e minimizar problemas de ruídos existentes em aplicações práticas.

6 CONTROLADOR F-IMC BASEADO EM UM CONTROLE FEEDFORWARD ADAPTATIVO

6.1 INTRODUÇÃO

A estrutura de controle *feedforward*, para a engenharia de controle, pode ser bastante eficaz para compensar perturbações se o modelo do processo e da perturbação são suficientemente bem conhecidos, uma vez que esta estrutura utiliza o conhecimento da perturbação para agir antecipadamente na ação de controle, antes que o sinal da perturbação afete o erro do sistema (VILANOVA; VISIOLI, 2012).

Este tipo de projeto de controle requer que a perturbação seja conhecida e mensurável, e que o tempo de ação do controlador *feedforward* na saída, seja menor que o tempo que a perturbação leva para afetar a saída do sistema. Estes requisitos limitam o uso deste controlador em aplicações práticas onde, em certas situações, as perturbações são desconhecidas e não mensuráveis, exigindo que a variável controlada reaja bem as perturbações, de modo que o desvio seja minimizado.

Ao longo dos últimos anos, a comunidade de controle tem investigado a ação de controle *feedforward* combinando com outras técnicas de controle clássica e avançada, tais como PID, IMC, MBPC, entre outros, surgindo interessantes trabalhos para lidar com o rastreamento de referência e rejeição de perturbação (VILANOVA; ARRIETA; PONSÁ, 2009; GOODWIN et al., 2011).

O trabalho desenvolvido por Vilanova, Arrieta e Ponsa (2009) apresenta uma generalização da abordagem do controlador IMC para gerar a ação de controle *feedforward*, ou seja, é proposto uma metodologia sistemática de desenvolver um projeto robusto para o controlador *feedforward*, permitindo controlar processos instáveis e lidar com diferentes modelos de perturbação. No entanto, é necessário conhecer e medir o modelo e o sinal da perturbação, respectivamente.

Este capítulo propõe o projeto do controlador F-IMC na malha de realimentação (*feedback*), combinado com uma estrutura de controle *feedforward* adaptativa, com o intuito de tratar perturbações conhecidas/desconhecidas e mensuráveis/não mensuráveis. Uma nova estrutura de malha é proposta, denominada *Adaptive Feedback/Feedforward Filtered IMC* (AFF-FIMC), onde o modelo e sinal da perturbação são estimados utilizando-se o algoritmo RLS, e o controlador *feedforward* é calculado sem o modelo real e o sinal medido da perturbação, mas com o sinal e o modelo estimados.

Os controladores F-IMC na malha *feedback* e F-IMC na malha *feedforward* são desenvolvidos empregando-se o projeto do FPGPC, permitindo assim, que as propriedades do FPGPC sejam herdadas para a estrutura de controle AFF-FIMC, abrindo outras possibilidades de aplicações em processos com diferentes características e perturbações de formas variadas, por exemplo, constantes, periódicas, ruídos.

6.2 CONTROLE *FEEDFORWARD* E IMC-*FORWARD*

Esta seção discute o uso da ação de controle *feedforward* nas estruturas clássicas *feedback* e IMC. Nesta tese, os controladores clássico *feedback* e IMC combinados com a estrutura de controle *feedforward*, são denominados ***Feedforward* clássico** e ***IMC-Forward***, respectivamente. As principais vantagens de projeto de ambos os sistemas de controle, *Feedforward* clássico e *IMC-Forward* para lidar com perturbações mensuráveis, são apresentadas nesta seção. Esta discussão serve como base ao entendimento, na próxima seção, da malha de controle AFF-FIMC proposta nesta tese.

O diagrama de blocos de um controle *Feedforward* clássico (MORARI; ZAFIRIOU, 1989; SEBORG et al., 2011) é mostrado na Figura (63). As funções de transferência correspondentes de $y(k)$ para $r(k)$ e $y(k)$ para $d_o(k)$ são expressas por

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{C_f(q^{-1})G_p(q^{-1})}{1 + C_f(q^{-1})G_p(q^{-1})}r(k) \\ y(k) &= \frac{H(q^{-1}) - C_{ff}(q^{-1})G_p(q^{-1})}{1 + C_f(q^{-1})G_p(q^{-1})}d_o(k) \end{aligned} \quad (6.1)$$

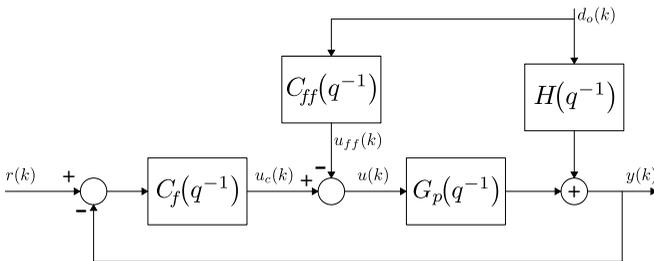


Figura 63 – Diagrama de blocos do controle *Feedforward* clássico.

onde $y(k)$ é a saída do processo, $d_o(k)$ é o sinal medido da perturbação, $u_c(k)$ é o sinal de controle do controlador *feedback*, $u_{ff}(k)$ é o sinal de controle do controlador *feedforward*, $u(k)$ é o sinal de controle aplicado ao processo, $G_p(q^{-1})$ é a função de transferência do processo, $H(q^{-1})$ é a função de transferência que descreve como a perturbação afeta a saída do processo, $C_f(q^{-1})$ e $C_{ff}(q^{-1})$ são as funções de transferência dos controladores *feedback* e *feedforward*, respectivamente.

É importante enfatizar que a ação de controle *feedforward* é sempre utilizada com a ação de controle *feedback*, pois um sistema de controle *feedback* é necessário para garantir rastreamento de referência.

A Figura (64) representa o diagrama de blocos da síntese de controle denominada controle por modelo interno realimentado, mais controle *feedforward* (*Internal Model Control feedback plus feedforward*), definido nesta tese como IMC-*Forward* (MORARI; ZAFIRIOU, 1989; ROFEL; BETLEM, 2004).

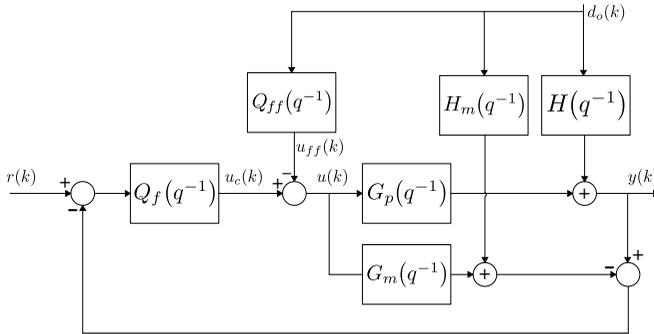


Figura 64 – Diagrama de blocos do controle IMC-*Forward*.

Considerando-se o diagrama de blocos da Figura (64), as correspondentes funções de transferência de malha fechada de $y(k)$ para $r(k)$ e $y(k)$ para $d_o(k)$ são dadas pelas seguintes relações:

$$\begin{aligned}
 y(k) &= \frac{Q_f(q^{-1})G_p(q^{-1})}{1 + Q_f(q^{-1})(G_p(q^{-1}) - G_m(q^{-1}))} r(k), \\
 y(k) &= \frac{H(q^{-1}) - G_p(q^{-1})Q_{ff}(q^{-1}) + N(q^{-1})}{1 + Q_f(q^{-1})(G_p(q^{-1}) - G_m(q^{-1}))} d_o(k), \text{ e} \\
 N(q^{-1}) &= Q_f(q^{-1})(G_p(q^{-1})H_m(q^{-1}) - G_m(q^{-1})H(q^{-1})) \quad (6.2)
 \end{aligned}$$

onde $G_m(q^{-1})$, $H_m(q^{-1})$, $Q_f(q^{-1})$ e $Q_{ff}(q^{-1})$ são as funções de trans-

ferência que representam o modelo do processo, o modelo da dinâmica da perturbação e os controladores *feedback* e *feedforward*, respectivamente.

Em ambos os casos, estruturas de controle *Feedforward* clássica, Figura (63), e *IMC-Forward*, Figura (64), para uma perfeita rejeição de perturbação, as funções de transferência dos controladores *feedforward* são representadas pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned} C_{ff}(q^{-1}) &= \frac{H(q^{-1})}{G_p(q^{-1})} \\ Q_{ff}(q^{-1}) &= \frac{H(q^{-1}) + N(q^{-1})}{G_p(q^{-1})} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Importantes características das estruturas de controle ***Feedforward* clássica** e ***IMC-Forward*** são destacadas:

- i) ambas as estruturas são completamente equivalentes, Equações (6.1) e (6.2), e detalhes adicionais podem ser encontrados no artigo de Vilanova, Arrieta e Ponsa (2009);
- ii) Se $G_m(q^{-1}) = G_p(q^{-1})$ e $H_m(q^{-1}) = H(q^{-1})$, a função de transferência do controlador *IMC-Forward* é igual a função de transferência do controlador *Feedforward* clássico, Equações (6.3);
- iii) o projeto de controle *IMC-Forward* tem dois graus de liberdade extras, que propicia projetar dois controladores independentes, isto é, um controlador que pode ser sintonizado para garantir rastreamento de referência, $Q_f(q^{-1})$, e outro para lidar com rejeição de perturbações, $Q_{ff}(q^{-1})$. Esta liberdade de projeto não é possível na síntese de controle *Feedforward* clássica;
- iv) em ambos os casos, o sinal da perturbação **deve ser medido antecipadamente**, antes que afete a saída do processo;
- v) os controladores *Feedforward* clássico e *IMC-Forward* devem ser realizáveis e estáveis. Se o processo é de fase não mínima, por exemplo, então deve ser fatorado antes que o controlador seja projetado, pois os zeros de malha aberta do processo se tornam os polos do controlador, desta forma, produzindo um controlador instável;
- vi) o controlador *IMC-Forward* é capaz de lidar com incertezas no modelo do processo, Equação (6.3), polinômio $N(q^{-1})$. Esta propriedade não é factível para o controle *Feedforward* clássico;

- vii) se a função de transferência do processo real, $G_p(q^{-1})$, é de ordem elevada, então em ambos os controles, *Feedforward* clássico e *IMC-Forward*, a complexidade dos controladores *feedforward*, $C_{ff}(q^{-1})$ e $Q_{ff}(q^{-1})$, aumenta, tornando-os difíceis de serem implementados em situações práticas;
- viii) em ambos os casos, é necessário ter-se conhecimento da função de transferência do processo real, para que as funções de transferência dos controladores *feedforward* sejam calculadas, Equação (6.3), a menos que a função de transferência do modelo do processo, $G_m(q^{-1})$, seja utilizada como parâmetro de projeto. Contudo, isto não garante uma implementação “ótima” dos controladores, ainda que o modelo do processo esteja bem definido, existirá erros de modelagem.

6.3 CONTROLE F-IMC *FEEDFORWARD* ADAPTATIVO

Os controladores *IMC-Forward* (ROFFEL; BETLEM, 2004) e *Feedforward* clássico (VILANOVA; VISIOLI, 2012) estão baseados no cálculo de uma ação de controle *feedforward* que necessita da função de transferência do processo real, do modelo da perturbação e da medida do sinal da perturbação. É indispensável conhecer o processo real e a natureza da perturbação para que estes controladores sejam projetados.

Esta seção apresenta uma proposta de síntese de controle *feedforward*, onde o cálculo da ação de controle *feedforward* está baseado no projeto do controlador F-IMC, utilizando-se uma abordagem de controle *feedforward* adaptativa, alcançando uma nova e alternativa estrutura de malha de controle denominada *Adaptive Feedback/Feedforward Filtered IMC* (AFF-FIMC). O objetivo desta síntese é lidar com perturbações mensuráveis/não mensuráveis e conhecida/desconhecidas, além de ser dispensável o conhecimento das funções de transferência do processo real, da dinâmica da perturbação e do sinal da perturbação para o projeto do controlador *feedforward*. A Figura (65) mostra o diagrama de blocos da estrutura de malha AFF-FIMC.

De acordo com o diagrama de blocos da Figura (65), as funções de transferência $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e $F_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e o filtro $K_{\alpha}\alpha(q^{-1})$ são funções do projeto do controlador F-IMC apresentado no Capítulo 4, Seção 4.4. A função de transferência estimada e o sinal estimado da perturbação são dados por $H_e(q^{-1})$ e $\tilde{d}_o(k)$, respectivamente.

O objetivo é estimar o sinal da perturbação, $d_o(k)$, e o modelo da função de transferência da perturbação, $H(q^{-1})$, para que a ação

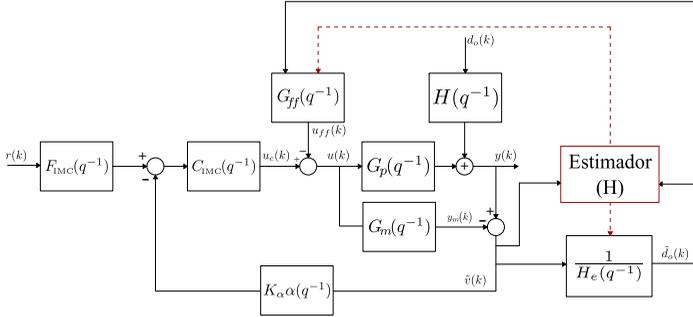


Figura 65 – Diagrama de blocos do controle AFF-FIMC.

de controle *feedforward*, $u_{ff}(k)$, seja calculada baseada no projeto do controlador F-IMC *feedforward*, $G_{ff}(q^{-1})$, onde para este projeto, não é necessário conhecer a real dinâmica da perturbação e da função de transferência do processo. É importante observar que com esta proposta, é possível tratar diferentes tipos de perturbações, não necessitando de sensores adicionais para medir os sinais destas perturbações. Este projeto também é uma das contribuições desta tese.

Pelo diagrama de blocos da Figura (65), é possível escrever as funções de transferência de $y(k)$ para $r(k)$ e $y(k)$ para $d_o(k)$ como

$$y(k) = \frac{C_{\text{IMC}}(q^{-1})G_p(q^{-1})H_e(q^{-1})F_{\text{IMC}}(q^{-1})}{H_e(q^{-1}) + D_1(q^{-1}) + G_{ff}(q^{-1})\Delta_{ff}(q^{-1})}r(k),$$

$$y(k) = \frac{H(q^{-1})(H_e(q^{-1}) - N_1(q^{-1}))}{H_e(q^{-1}) + D_1(q^{-1}) + G_{ff}(q^{-1})\Delta_{ff}(q^{-1})}d_o(k),$$

$$N_1(q^{-1}) = G_m(q^{-1})H_e(q^{-1})C_{\text{IMC}}(q^{-1})K_\alpha\alpha(q^{-1}) + G_m(q^{-1})G_{ff}(q^{-1}),$$

$$D_1(q^{-1}) = H_e(q^{-1})C_{\text{IMC}}(q^{-1})K_\alpha\alpha(q^{-1})\Delta_{ff}(q^{-1}) \quad (6.4)$$

onde $\Delta_{ff}(q^{-1}) = (G(q^{-1}) - G_m(q^{-1}))$. O efeito da perturbação, $d_o(k)$, na variável de saída, $y(k)$, é obtida da Equação (6.4), portanto, o controlador F-IMC *feedforward* “ideal”, que produz uma perfeita rejeição da perturbação é dado por

$$G_{ff}(q^{-1}) = \frac{H_e(q^{-1})(1 - G_m(q^{-1})C_{\text{IMC}}(q^{-1})K_\alpha\alpha(q^{-1}))}{G_m(q^{-1})}. \quad (6.5)$$

Para satisfazer o projeto do controlador F-IMC *feedforward* utilizando a abordagem *self-tuning*, é importante definir uma equação que represente a função de transferência do modelo estimado da perturbação, $H_e(q^{-1})$, ou seja,

$$H_e(q^{-1}) = \frac{\tilde{v}(k)}{\tilde{d}_o(k)} = \frac{q^{-d_h} \hat{B}_H(q^{-1})}{\hat{A}_H(q^{-1})} \quad (6.6)$$

onde

$$\begin{aligned} \hat{B}_H(q^{-1}) &= \hat{b}_{0_h} + \hat{b}_{1_h} q^{-1} + \dots + \hat{b}_{n_b} q^{-n_b}, \\ \hat{A}_H(q^{-1}) &= 1 + \hat{a}_{1_h} q^{-1} + \dots + \hat{a}_{n_a} q^{-n_a}. \end{aligned}$$

Utilizando-se a Equação (6.6) e o diagrama de blocos da Figura (65), então o sinal estimado da perturbação é representado pelo seguinte modelo discreto, empregado no algoritmo de estimação recursivo:

$$\tilde{d}_o(k - d_h) = \frac{\tilde{v}(k) + \hat{a}_{1_h} \tilde{v}(k - 1) - \hat{b}_{1_h} \tilde{d}_o(k - d_h - 1)}{\hat{b}_{0_h}}. \quad (6.7)$$

Para adequar a Equação (6.7) no contexto da implementação do controlador F-IMC mais o controle *feedforward* adaptativo, utilizando-se o algoritmo RLS (HÄGGLUND; ÅSTRÖM, 2000), é necessário reescrever esta equação na forma vetorial, como

$$\hat{D}_o(k - d_h) = v_m^T(k) \theta_e(k - d_h - 1) \quad (6.8)$$

e os vetores de medida e dos parâmetros estimados, na forma geral, são calculados por:

$$\begin{aligned} v_m^T(k) &= [\tilde{d}_o(k - d_h - 1) \quad \dots \quad \tilde{v}(k) \quad \dots] \\ \theta_e^T(k) &= [\hat{b}_{0_h} \quad \dots \quad \hat{a}_{1_h} \quad \dots] \end{aligned} \quad (6.9)$$

Sendo a função de transferência do modelo da dinâmica da perturbação, $H(q^{-1})$, usualmente empregada na indústria e na academia por uma função de transferência de primeira ordem com atraso de transporte (*First-Order Plus Dead-Time* - FOPDT) (GUZMÁN; HÄGGLUND, 2011; VERONESI; VISIOLI, 2014). Portanto, a função de transferência do modelo estimado da perturbação pode ser aproximada como

$$\begin{aligned}
\text{Sem atraso : } H_e(s) &= \frac{B_H(s)}{A_H(s)} \Leftrightarrow H_e(q^{-1}) = \frac{(\hat{b}_{0_n} + \hat{b}_{1_n}q^{-1})}{1 + \hat{a}_{1_n}q^{-1}} \\
\text{Com atraso : } H_e(s) &= e^{-\theta_h s} \frac{B_H(s)}{A_H(s)} \Leftrightarrow H_e(q^{-1}) = \frac{q^{-d_h}(\hat{b}_{0_n} + \hat{b}_{1_n}q^{-1})}{1 + \hat{a}_{1_n}q^{-1}}
\end{aligned} \tag{6.10}$$

É importante enfatizar que a estimativa dos parâmetros é a parte central de uma técnica adaptativa. A taxa de convergência (precisão da estimativa) depende da matriz de covariância e do vetor de parâmetros estimados, $\theta_e(k)$, inicializado juntamente com o algoritmo de adaptação (HÄGGLUND; ÅSTRÖM, 2000; AGUIRRE, 2015).

Pelo diagrama de blocos da Figura (65), é possível analisar a robustez do sistema controlado utilizando-se o índice de robustez M_s . Então, a magnitude do pico de ressonância da função sensibilidade é calculada pela seguinte relação:

$$M_s \triangleq \max_{0 \leq \omega_n < \pi} \left| \frac{H(e^{j\omega_n})(H_e(e^{j\omega_n}) - N_1(e^{j\omega_n}))}{H_e(e^{j\omega_n}) + D_1(e^{j\omega_n}) + G_{ff}(e^{j\omega_n})\Delta_{ff}(e^{j\omega_n})} \right|. \tag{6.11}$$

Algumas questões em relação a estrutura AFF-FIMC são observadas, tais como:

- **Estabilidade**

- i) a estabilidade de malha fechada do sistema de controle é determinada pelas estabilidades dos controladores F-IMC *feedback*, $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e F-IMC *feedforward*, $G_{ff}(q^{-1})$;
- ii) a função de transferência do modelo do processo, $G_m(q^{-1})$, não pode ser integradora ou de fase não mínima, senão o controlador F-IMC *feedforward*, Equação (6.5), torna-se instável;
- iii) a função de transferência do controlador F-IMC *feedforward* não utiliza o processo real, $G_p(q^{-1})$, mas somente o seu modelo, ou seja, o controlador $G_{ff}(q^{-1})$ é projetado utilizando-se o modelo do processo, onde tem-se total controle deste modelo, e as dinâmicas do processo real podem ser de qualquer natureza, instável, estável, integradora, fase mínima/-fase não mínima, entre outras. Isto não é possível nos controladores *Feedforward* clássico e IMC-*Forward*.

- **Desempenho**

- i) os controladores F-IMC *feedback* e F-IMC *feedforward* herdam as propriedades do controlador FPGPC, sendo este fenômeno vantajoso para lidar com estabilidade, incertezas, rastreamento de referência e rejeição de perturbação de diferentes naturezas;
- ii) se $G_m(q^{-1}) = G_p(q^{-1})$, então o rastreamento de referência depende somente de $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e $F_{\text{IMC}}(q^{-1})$. Portanto, é necessário obter-se uma apropriada precisão da estimação.

- **Incertezas**

- i) a estrutura proposta, também trata MPM e perturbações não mensuráveis, que estão sempre presentes em um sistema de controle. Estas incertezas são tratadas pelos parâmetros do filtro, $K_\alpha\alpha(q^{-1})$, Equação (6.4).

- **“Perfeita” rejeição da perturbação**

- i) o controlador F-IMC *feedback* e os parâmetros do filtro, $K_\alpha\alpha(q^{-1})$, influenciam a taxa de decaimento e amplitude da rejeição da perturbação;
- ii) a “perfeita” rejeição da perturbação está diretamente relacionada com a precisão da estimação do modelo da perturbação, $H_e(q^{-1})$. Se $G_m(q^{-1}) \approx G_p(q^{-1})$, precisão do modelo do processo, então $\tilde{v}(k) \approx H(q^{-1})d_o(k)$ e, consequentemente, $\tilde{d}_o(k) \approx d_o(k)$, se $H_e(q^{-1}) \approx H(q^{-1})$ (Figura (65)).

A Tabela (19) apresenta um resumo das principais características da estrutura AFF-FIMC em relação à estabilidade, desempenho, incertezas e rejeição de perturbação.

Tabela 19 – Características da estrutura AFF-FIMC

-	AFF-FIMC
Estabilidade	1. $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e $G_{ff}(q^{-1})$ 2. $G_m(q^{-1}) \neq$ integradora ou de fase não mínima 3. $G_p(q^{-1})$ de qualquer natureza
Desempenho	1. $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e $G_{ff}(q^{-1}) =$ propriedades do FPGPC 2. rastreamento de referência ($C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ e $F_{\text{IMC}}(q^{-1})$)
Incertezas	$K_\alpha \alpha(q^{-1})$
Rejeição de perturbação	1. $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ e $C_{\text{IMC}}(q^{-1})$ 2. “perfeita” rejeição depende da precisão de $H_e(q^{-1})$

6.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este estudo de caso utiliza um processo denominado trocador de calor (*Heat Exchanger*), onde um tanque de armazenamento de líquido fornece o fluido para o trocador de calor e este aquece o fluido até atingir o *setpoint* desejado. O tanque de armazenamento fornece o fluido do processo para um sistema de troca de calor utilizando uma bomba e uma válvula de não retorno. Um processo de 2ª ordem é empregado na simulação numérica, onde as funções de transferência do processo real, modelo e perturbação (KHARE; SINGH, 2010) são representadas por

$$G_p(s) = G_m(s) = \frac{5e^{-\theta_d s}}{90s^2 + 33s + 1} \quad , \quad H(s) = \frac{1}{30s + 1}. \quad (6.12)$$

Os objetivos da simulação numérica são: i) avaliar a estrutura AFF-FIMC proposta; ii) mostrar a habilidade dos controladores F-IMC *feedback* e *feedforward* em rastrear referência em pontos de operação distintos (magnitude 1 e 2); iii) validar a factibilidade da estrutura AFF-FIMC em estimar a dinâmica e o sinal da perturbação e rejeitar perturbações de diferentes natureza (degrau, senoidal, triangular e ruído branco); iv) analisar a influência do atraso de transporte na qualidade da estimação, da rejeição da perturbação e do controle.

O controlador AFF-FIMC e o algoritmo genético são sintonizados com os seguintes valores: $N_y = 12$, $N_u = 2$, $\lambda = 10$, $K_\alpha = 1.9725$,

$\alpha_1 = 0.0011$ e período de amostragem de 1 s. O atraso de transporte é definido como $\theta_{dt} = 0$ e a função de transferência da dinâmica da perturbação é estimada como: $H_e(q^{-1}) = 0.03273/(1 - 0.9652q^{-1})$.

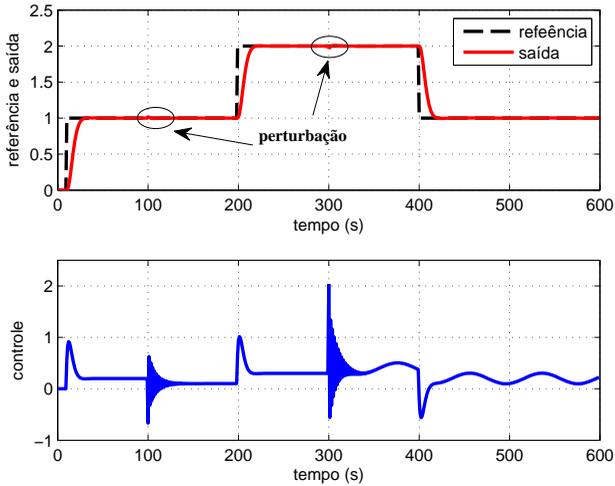
A Figura (66(a)) apresenta os sinais de saída e controle do sistema controlado pela estrutura AFF-FIMC para mudanças de referência em degrau e perturbações na forma degrau e senoidal, inseridas na saída do processo. A perturbação em degrau possui 0.5 de magnitude e é aplicada no instante $t = 100$ s, e a perturbação senoidal possui ± 0.5 de magnitude, período $T_p = 8$ s, aplicada no instante $t = 300$ s.

Observa-se pela Figura (66(a)) que o AFF-FIMC possui desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados e “perfeita” rejeição do sinal da perturbação. O AFF-FIMC é capaz de estabilizar o sistema com pequena variação do sinal de controle ($TVC = 37.16$), e sinal de saída conservativo, com baixo valor da variação do sinal de erro ($IAE_r = 24.25$), atendendo tanto o rastreamento da referência como a rejeição de perturbação.

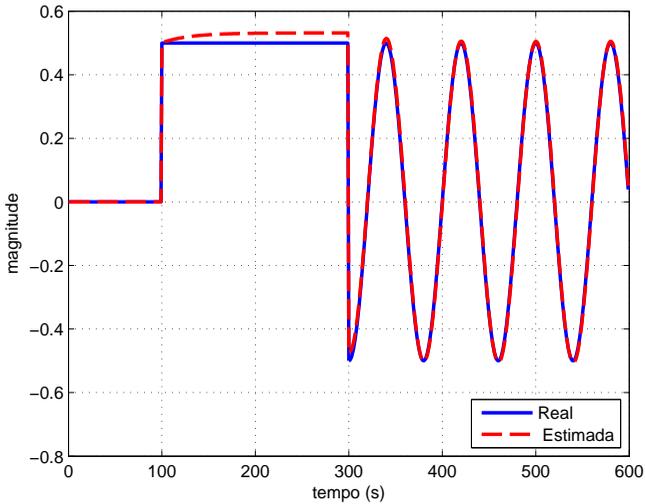
A Figura (66(b)) mostra os sinais real e estimado das perturbações degrau e senoidal. É importante enfatizar que o valor estimado da perturbação é utilizado para calcular a lei de controle do controlador F-IMC *feedforward* ($G_{ff}(q^{-1})$). Portanto, não é necessário conhecer a priori o sinal da perturbação e sua função de transferência, para que a perturbação seja rejeitada, pois tanto o sinal da perturbação quanto a sua dinâmica, são estimados de forma *online*, onde uma “perfeita” rejeição depende diretamente da precisão da estimação.

A Figura (67(a)) mostra os sinais de saída e controle do sistema controlado pelo AFF-FIMC, semelhante ao da Figura (66(a)), porém, com perturbações triangular e ruído branco, aplicadas na saída do processo e com os mesmos valores de magnitude, período e intervalo de tempo da simulação anterior. Verifica-se pelas Figuras (66) e (67) que o AFF-FIMC é capaz de remover perturbações na saída do processo e lidar com referências e perturbações de diferentes natureza.

Utilizando-se o mesmo processo da Equação (6.12), mas com $\theta_{dt} = 2$, pretende-se observar a influência da presença do atraso de transporte na rejeição da perturbação, no rastreamento de referência e na precisão do algoritmo de estimação. A Figura (67(b)) mostra os sinais de saída e controle, onde as perturbações aplicadas ao sistema são as mesmas da Figura (67(a)). Observa-se que o atraso de transporte no processo afeta diretamente a rejeição da perturbação. A Figura (67(b)), onde $\theta_{dt} = 2$ ($IAE_r = 34.22$), mostra que o algoritmo de controle tem maior dificuldade em rejeitar a perturbação se comparado com a simulação onde $\theta_{dt} = 0$ ($IAE_r = 26.56$).



(a) Sinais de saída e controle para o AFF-FIMC.



(b) Sinal estimado da perturbação.

Figura 66 – Resposta do sistema para a malha de controle AFF-FIMC (Perturbações degrau e senoidal) - Processo trocador de calor.

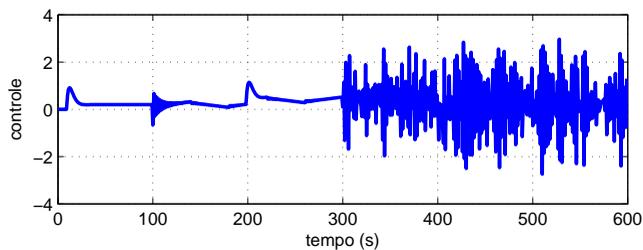
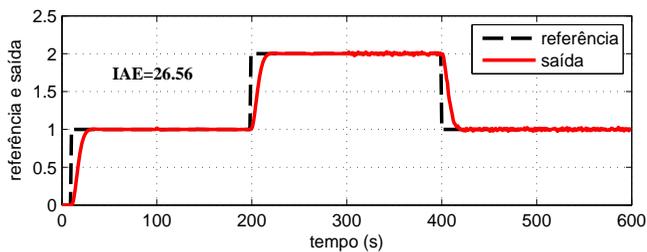
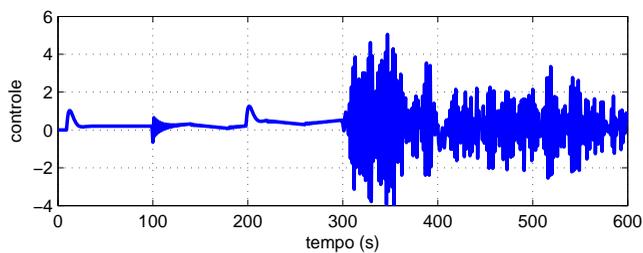
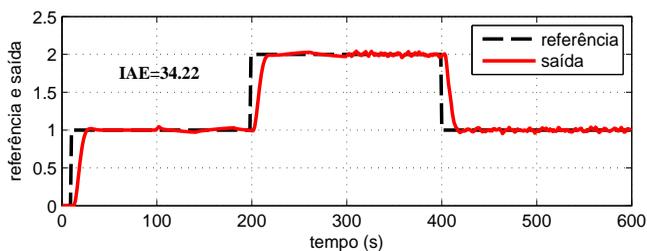
(a) Sinais de saída e controle ($\theta_{dt} = 0$).(b) Sinais de saída e controle ($\theta_{dt} = 2$).

Figura 67 – Resposta do sistema para a malha de controle AFF-FIMC (Perturbações triangular e ruído branco) - Processo trocador de calor.

6.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma proposta de malha de controle utilizando uma ação de controle *feedforward* adaptativa, adicionada ao projeto do controlador F-IMC, para lidar com diferentes tipos de perturbações, conhecidas ou desconhecidas. O propósito é estimar o sinal e o modelo da dinâmica da perturbação, através de um algoritmo de estimação *online*, RLS, para que o controlador F-IMC *feedforward* seja calculado antes da perturbação afetar a saída do processo.

Inicialmente, uma análise comparativa foi realizada entre o projeto de controle *Feedforward* clássico e o IMC-*Forward*, destacando-se vantagens e desvantagens de cada controlador, para balizar o entendimento do projeto AFF-IFIMC e o real propósito da nova estrutura de malha de controle proposta. Ademais, o projeto do controlador F-IMC baseado na estrutura de controle *feedforward* adaptativa foi demonstrado. O objetivo do projeto AFF-FIMC é tratar perturbações mensuráveis e não mensuráveis onde o sinal e modelo da perturbação são estimados utilizando-se o algoritmo RLS. O controlador F-IMC *feedback* é sintonizado através dos parâmetros do filtro $K_\alpha \alpha(q^{-1})$ e com uma apropriada escolha dos parâmetros de projeto do FPGPC (N_y , N_u e λ). O controlador F-IMC *feedforward* é sintonizado empregando-se o sinal e modelo estimado da perturbação, o modelo do processo e a função de transferência do controlador F-IMC *feedback*.

Ademais, uma simulação foi apresentada em um processo trocador de calor, utilizando-se diferentes formas de perturbação (degrau, senoidal, triangular e ruído branco). A malha de controle AFF-FIMC, se mostrou eficaz no tratamento da rejeição de perturbação, alcançando desempenho de malha fechada dentro dos padrões desejados, rastreamento de referência e rejeição de perturbação, mesmo quando o processo apresenta atraso de transporte. Outros processos aplicados a ação de controle *feedforward* (VERONESI; VISIOLI, 2014) foram avaliados, com resultados interessantes.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesta tese foi proposta uma nova síntese para os projetos dos controladores GMV e GPC, inserindo um filtro polinomial e integral na entrada e saída do processo e utilizando ambas, modelo do processo e função custo na forma posicional. Foi apresentado o formalismo matemático, funcionalidades e aplicabilidades destes controladores, bem como a importância do desenvolvimento da pesquisa em alcançar novas alternativas de projeto para controladores preditivos, contribuindo de alguma maneira com a literatura de controle, tanto do ponto de vista teórico como em implementações práticas, para lidar com o *offset*, rejeitar perturbações, garantir rastreamento de referência, estabilidade de malha fechada e robustez.

Para o projeto do controlador GMV clássico, foram desenvolvidos três tipos de controladores: i) o controlador I-FPGMV, onde os parâmetros do controlador foram calculados a partir dos parâmetros do modelo do processo (*model-dependent*); ii) o controlador D-FPGMV, empregando-se a abordagem adaptativa, sendo os parâmetros do controlador calculados diretamente, sem a necessidade do conhecimento dos parâmetros do modelo do processo (*model-free*); iii) o controlador PID hibridizado a partir do controlador I-FPGMV (sintonia “ótima” dos ganhos do controlador PID).

No projeto do GPC, foram propostos projetos aplicados a sistemas SISO e MIMO, denominados FPGPC e MFP-GPC, respectivamente. Ademais, foi implementado um projeto de hibridização entre os controladores FPGPC e PID, fornecendo um controlador PID com as propriedades de um controlador preditivo filtrado. Adicionalmente, uma estrutura de malha de controle alternativa foi demonstrada, combinando o FPGPC com o IMC filtrado, alcançando um controlador F-IMC, sendo interessantes para lidar com MPM, rejeição de perturbação, rastreamento de referência e com processos de variada complexidade. Por fim, um estudo comparativo entre os controladores GPC’s encontrados na literatura e o FPGPC foi apresentado.

Uma estrutura alternativa de malha de controle foi proposta para mitigar problemas de saturação no sinal de controle, podendo ser utilizada com o controlador I-FPGMV ou o FPGPC. O filtro destes controladores atua sobre o tempo em que o controlador fica fora da faixa linear de operação permitida.

Combinando os controladores I-FPGMV e FPGPC com a estratégia de controle repetitivo, foi apresentada uma estrutura de malha

de controle repetitivo global, com dois controladores, um controlador I-FPGMV ou FPGPC na malha direta, para garantir rastreamento de referência e outro controlador RI-FPGMV ou R-FPGPC na malha repetitiva, para lidar com perturbações periódicas. Adicionalmente, empregando-se o FPGPC, foi proposto uma malha de controle repetitiva adaptativa para tratar perturbações periódicas desconhecidas, onde a frequência da perturbação é estimada, para uma configuração *online* do gerador periódico inserido no projeto do controlador.

Explorando ainda o projeto do FPGPC, foi proposta uma estrutura de malha combinando a malha de controle do controlador F-IMC com a ação de controle *feedforward*, fornecendo um projeto denominado AFF-FIMC, projetado para lidar com perturbações conhecidas/desconhecidas e/ou mensuráveis/não mensuráveis, sendo o sinal e a dinâmica da perturbação estimados, para poder calcular a função de transferência do controlador e a lei de controle *feedforward*.

Por fim, uma sintonia dos parâmetros do filtro dos controladores I-FPGMV e FPGPC foi proposta, baseada no SGT, utilizando os conceitos de incertezas aditivas e multiplicativas, para lidar com MPM.

Destaca-se ainda, que os parâmetros do filtro dos controladores propostos nesta tese foram sintonizados utilizando-se otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, sendo a função sensibilidade e o índice IAE_r , as funções de avaliação empregadas no algoritmo de otimização. Desta forma, foi incorporado aos projetos dos controladores, aspectos de desempenho (IAE_r) e robustez (M_s), empregados pela teoria de controle.

7.1 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DA TESE

- Formalismo matemático alternativo aos projetos dos controladores GMV e GPC (I-FPGMV, D-FPGMV, FPGPC), aplicados a sistemas SISO ou MIMO, com filtros de primeira ou segunda ordem, fornecendo 2DOF extra e adicionando interessantes propriedades a estes controladores, podendo melhorar o desempenho de malha fechada e garantir robustez. Contribuindo com a literatura de controle preditivo;
- Sintonia “ótima” dos parâmetros dos filtros dos controladores I-FPGMV e FPGPC, utilizando otimização multiobjetivo baseada em algoritmo genético, incorporando assim aspectos de robustez e desempenho aos polinômios de projeto destes controladores, através da função sensibilidade (M_s) e do índice IAE_r , estabelecendo

um *trade-off* entre desempenho e robustez ao sistema controlado, evitando o exaustivo procedimento tentativa e erro e a ausência de critérios da teoria de controle;

- Hibridização do projeto dos controladores I-FPGMV e FPGPC à síntese do controlador PID, fornecendo controlador PID filtrado com a sintonia “ótima” de seus ganhos, herdando também as propriedades dos controladores preditivos ao controlador PID;
- Projeto do controlador IMC filtrado (F-IMC) a partir do FPGPC, alcançando leis de controle semelhantes e herdando as propriedades do FPGPC para a malha de controle F-IMC. Podendo-se evitar problemas de instabilidade, melhorar o desempenho e robustez de malha fechada, lidar com perturbações e MPM e controlar processos instáveis, de FNM, integradores, entre outros de igual ou superior complexidade;
- Estrutura de malha de controle adaptada a forma polinomial RST, empregando os controladores I-FPGMV ou FPGPC, mitigando problemas de saturação no sinal de controle. O filtro $\alpha(q^{-1})$ interfere na qualidade de desempenho de malha fechada em termos da minimização do sinal de controle no estado de saturação;
- Projetos dos controladores I-FPGMV e FPGPC combinados com a estratégia de controle repetitiva, alcançando uma estrutura de malha de controle repetitiva global, com dois controladores, uma na malha direta, garantindo rastreamento de referência e outro na malha repetitiva, lidando com perturbações periódicas e MPM. A principal contribuição está na combinação dos controladores I-FPGMV e FPGPC com o controle repetitivo, onde os filtros adicionam grau de liberdade para que o rastreamento de referência e a rejeição de perturbação sejam tratados separadamente;
- Projeto do FPGPC combinado com a estratégia de controle repetitiva, empregando-se uma abordagem adaptativa, para uma configuração *online* do gerador de sinais periódicos, tratando-se referências e perturbações periódicas. Neste caso, não é necessário conhecer a priori a frequência da perturbação para que o gerador de sinais periódicos seja configurado, podendo-se através desta estrutura de malha de controle repetitiva adaptativa (AR-FPGPC) lidar com referências/perturbações periódicas de frequências desconhecidas;

- Projeto do controlador F-IMC combinado com a ação de controle *feedforward* adaptativa para tratar perturbações conhecidas/desconhecidas e/ou mensuráveis/não mensuráveis, fornecendo uma estrutura de malha *Feedback/Feedforward* adaptativa filtrada IMC (AFF-FIMC). Nesta estrutura não é necessário ter-se conhecimento a priori da função de transferência da dinâmica da perturbação, e de um sensor para medir o sinal da perturbação, para que a função de transferência e a ação de controle do controlador *feedforward* sejam calculadas, pois tanto o sinal quanto a função de transferência da dinâmica da perturbação são estimados;
- Projeto de sintonia dos parâmetros do filtro dos controladores I-FPGMV e FPGPC e, análise da estabilidade robusta do sistema controlado, frente a MPM, empregando-se o teorema do pequeno ganho. O projeto utiliza os conceitos de incertezas aditivas e multiplicativas, fornecendo uma relação matemática entre estas incertezas e os parâmetros do filtro destes controladores.

7.2 PUBLICAÇÕES

Esta seção apresentada as publicações realizadas durante o doutoramento, relacionadas direta ou indireta ao conteúdo da tese.

7.2.1 Trabalhos com relação direta

1. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Incremental and positional generalized predictive controller for offset-free reference tracking**. XX Congresso Brasileiro de Automática - CBA. Belo Horizonte - MG, 2014.

2. Araújo, R. B.; Silveira, A. S.; Coelho, A. A. R. **Steady-state tracking properties for the generalized minimum variance controller: A review, proportional-integral-derivative tuning, and applications**. I&EC research Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 53, pp. 1470-1477. <http://dx.doi.org/10.1021/ie400900q>, 2014.

3. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Comparative study of four generalized predictive controllers for reference tracking and disturbance attenuation**. Proceeding Series

of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics - DINCON. Natal - RN, v. 1. p. 1-7, 2015.

4. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Hybridization of IMC and PID control structures from filtered positional generalized predictive controller**. Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics - DINCON. Natal - RN, v. 1. p. 1-7, 2015.

5. Araújo, R. B.; Durandal, E. C.; Rosa, G. A.; Coelho, A. A. R. **Adaptive repetitive control design and filtered positional GPC controller for periodic disturbance rejection**. XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA. Vitória - ES, 2016.

6. Araújo, R. B.; Barra Junior, W.; Coelho, A. A. R. **MIMO filtered positional generalized predictive controller design for handling offset**. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. Curitiba - PR, 2016.

7. Araújo, R. B.; Durandal, E. C.; Rosa, G. A.; Coelho, A. A. R. **Repetitive generalized minimum variance controller design for reference tracking and periodic disturbance rejection**. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. Curitiba - PR, 2016.

8. Araújo, R. B.; Coelho, A. A. R. **Hybridization of IMC and PID Controllers Based on Filtered Positional GPC Design**. ISA Transactions, 2016.

Observação: Este artigo foi submetido à revista ISA Transactions em 07 de julho de 2016 e ainda encontra-se em fase de revisão.

9. Araújo, R. B.; Coelho, A. A. R. **Filtered predictive control design using multi-objective optimization based on genetic algorithm for handling offset in chemical processes**. Chemical Engineering Research and Design, v. 117, pp. 265-273. <http://dx.doi.org/10.1016/j.cherd.2016.10.038>, 2017.

7.2.2 Trabalhos com relação indireta

1. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Auto-sintonia conservativa para controle preditivo generalizado adaptativo**. Proceeding Series of the Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics - DINCON. Fortaleza - CE, pp. 1-6, 2013.

2. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Discrete Smith predictor design and performance improvement of PID tuning**. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. Juiz de Fora - MG, 2014.

3. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Suarez, C. A. A.; Coelho, A. A. R. **Métodos de sintonia pseudo preditiva para controle PID com Aplicação em CLPs**. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. Juiz de Fora - MG, 2014.

4. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R.; Normey-Rico, J. E. **An approach for improving student performance in a feedback systems course for process control education**. IFAC WC, Cape Town, 2014.

5. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R. **Projeto assistido por computador no ensino de controle em modelagem de processos FOPDT e na sintonia do controlador PI-IMC**. XLII Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia - COBENGE. Juiz de Fora - MG, 2014.

6. Araújo, R. B.; Jeronymo, D. C.; Coelho, A. A. R.; Gomes, F. J. **PIPIMC: Computational tool for teaching FOPDT model identification and PI-IMC tuning**. IFAC Workshop on Internet Based Control Education - IBCE, Brescia, 2015.

7. Araújo, R. B.; Durandal, E. C.; Rosa, G. A.; Coelho, A. A. R. **Model free adaptive control under gradient method for estimation of energy and pseudo-partial-derivative factors**. XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA. Vitória - ES, 2016.

8. Araújo, R. B.; Durandal, E. C.; Rosa, G. A.; Coelho, A. A. R. **Model free adaptive control under sigmoid function and newton method for estimation of the pseudo-partial-derivative in**

non-linear systems. In: IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON. Curitiba - PR, 2016.

9. Araújo, R. B.; Castro, L. A. M. de; Silva, M. G. da. **Estudo comparativo de controladores PID E GMV aplicados em sistemas não lineares.** XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA. Vitória - ES, 2016.

10. Araújo, R. B.; Durandal, E. C.; Rosa, G. A.; Coelho, A. A. R. **Controlador tipo estrutura variável baseado no variância mínima generalizada.** XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA. Vitória - ES, 2016.

7.3 PERSPECTIVAS DE PESQUISAS FUTURAS

Com o objetivo de estender os resultados apresentados nesta tese, esta seção apresenta alguns temas para pesquisas futuras.

- Implementar os projetos dos controladores I-FPGMV e FPGPC em uma estrutura de controle em cascata ou em uma malha de controle em cascata modificada (VISIOLI, 2006);
- Explorar outras estrutura de malha de controle para o projeto dos controladores I-FPGMV e FPGPC, com o intuito de lidar com o *offset*, rejeitar perturbações e garantir rastreamento de referência e robustez;
- Estender o projeto do controlador I-FPGMV para aplicações em sistemas MIMO e avaliar suas vantagens e aplicabilidade;
- Desenvolver o projeto do controlador I-FPGMV e D-FPGMV com horizonte estendido;
- Implementar uma otimização multiobjetivo considerando o esforço de controle, sendo considerados na otimização os parâmetros $Q(q^{-1})$ e λ dos controladores GMV e GPC, respectivamente;
- Desenvolver o controlador PID repetitivo a partir do projeto dos controladores RI-FPGMV e R-FPGPC;
- Investigar outras abordagens de controle, combinando com os controladores I-FPGMV e FPGPC, como por exemplo, com a estratégia de controle *sliding mode* ou MFAC (*Model Free Adaptive Control*).

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas - técnicas lineares e não lineares a sistemas: teoria e aplicação**. Brazil: UFMG, 2015.

AICHA, F. B.; BOUANI, F.; KSOURI, M. A multivariable multiojective predictive controller. **International Journal Applied Mathematics Computer Science**, p. 35–45, 2013.

AL-DUWAISH, H.; NAEEM, W. Nonlinear model predictive control of Hammerstein and Wiener models using genetic algorithms. **Conference on Control Applications**, p. 465–469, 2001.

ALCÁNTARA, S.; VILANOVA, R.; PEDRET, C. PID control in terms of robustness/performance and servo/regulator trade-offs: a unifying approach to balanced autotuning. **Journal of Process Control**, p. 527–542, 2013.

ALLIDINA, A. Y.; HUGHES, F. M. Self-tuning controller steady-state error. **Electronic Letters**, v. 15, p. 346–347, 1979.

ANDERSON, B. D. O.; BRINSMEAD, T. Additive, multiplicative and inverse multiplicative robust stability: connections with the v-Gap metric. **40th IEEE Conference on Decision and Control**, Orlando, Florida, USA, 2001.

ARAÚJO, R. B.; JERONYMO, D. C.; COELHO, A. A. R. Incremental and positional generalized predictive controller for offset free reference tracking. **Congresso Brasileiro de Automática - CBA**, Belo Horizonte, MG, Brasil, 2014.

ASANO, M.; YAMAMOTO, T. A design of self-tuning predictive PID controllers. **IEICE Transactions Fundamentals**, p. 1779–1783, 2001.

ÅSTRÖM, K. J. **Introduction to stochastic control theory**. London: Academic Press, 1970.

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback systems: an introduction for scientists and engineers**. USA: Hardcover, 2008.

ÅSTRÖM, K. J.; SEGOVIA, V. R.; HÄGGLUND, T. Measurement noise filtering for PID controllers. **Journal of Process Control**, p. 299–313, 2014.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer controlled systems: theory and design**. USA: Prentice Hall, 1984.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive control**. Mineola, New York, USA: Dover Publications, 2008.

AYALA, H. V. H.; COELHO, L. S. A multiobjective genetic algorithm applied to multivariable control optimization. **Symposium Series in Mechatronics**, v. 3, p. 736–745, 2008.

BALAJI, S. et al. Repetitive model predictive control of a reverse flow reactor. **Chemical Engineering Science**, v. 62, p. 2154–2167, 2007.

BANERJEE, P.; SHAH, S. Tuning guidelines for robust generalized predictive control. **Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control**, Tucson, Arizona, USA, p. 3233–3234, 1992.

BANERJEE, P.; SHAH, S. L. The role of signal processing methods in the robust design of predictive control. **Automatica**, v. 31, p. 681–695, 1995.

BELDA, K. On offset free generalized predictive control: offset free reference tracking of step and ramp reference signals. **International Conference on Process Control**, Strbske Pleso, Slovakia, 2013.

BETTI, G.; FARINA, M.; SCATTOLINI, R. An MPC algorithm for offset-free tracking of constant reference signals. **51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)**, p. 5182–5187, 2012.

BOBÁL, V. et al. **Digital self-tuning controllers**. London: Springer-Verlag, 2005.

BORDONS, C.; CUELI, J. R. Predictive controller with estimation of measurable disturbances. application to an olive oil mill. **Journal of process control**, v. 14, p. 305–315, 2004.

BORRELLI, F.; MORARI, M. Offset free model predictive control. **46th IEEE Conference on Decision and Control**, p. 1245–1250, 2007.

BRAATZ, R. D. Internal model control. In W. S. Levine. **The Control Handbook**, p. 215–224, 1996.

BRANKE, J. et al. **Multiobjective optimization: interactive and evolutionary approaches**. London: Springer, 2008.

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model predictive control**. London: Springer-Verlag, 2007.

CAMERON, F.; SEBORG, D. E. A self-tuning controller with a PID structure. **International Journal of Control**, v. 38, p. 401–417, 1983.

CARRASCO, D. S.; GOODWIN, G. C. Feedforward model predictive control. **Annual Reviews in Control**, v. 35, p. 199–206, 2011.

CLARKE, D. W. Advances in model-based predictive control. In D. Clarke, editor. **Advances in model-based predictive control**, Oxford Science, New York, USA, p. 3–21, 1994a.

CLARKE, D. W. Robust adaptive control. In D. Clarke, editor. **Advances in model-based predictive control**, Oxford Science, New York, USA, p. 402–414, 1994b.

CLARKE, D. W. Adaptive predictive control. **Annual Reviews in Control**, p. 83–94, 1996.

CLARKE, D. W.; GAWTHROP, P. J. Self-tuning controller. **Proceedings IEEE**, v. 122, p. 929–934, 1975.

CLARKE, D. W.; GAWTHROP, P. J. Self-tuning control. **Proceedings IEEE**, v. 126, p. 633–640, 1979.

CLARKE, D. W.; HODGSON, A. J. F.; TUFFS, P. S. Offset problem and k-incremental predictors in self-tuning control. **Proceedings IEEE**, v. 130, p. 217–225, 1983.

CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. Generalized predictive control - part I: the basic algorithm. **Automatica**, p. 137–148, 1987a.

CLARKE, D. W.; MOHTADI, C.; TUFFS, P. S. Generalized predictive control - part II: extensions and interpretations. **Automatica**, p. 149–160, 1987b.

COELHO, A. A. R.; AMARAL, W. C.; FAVIER, G. Métodos de ajuste do erro em regime para o controlador auto-ajustável multivariável. **7th Congresso Brasileiro de Automática**, São José dos Campos, SP, Brasil, p. 93–98, 1988.

COELHO, A. A. R.; ARAÚJO, R. B.; SILVEIRA, A. S. Steady-state tracking properties for the generalized minimum variance controller: a review, proportional-integral-derivative tuning, and applications. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, v. 53, p. 1470–1477, 2014.

COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. Brasil: UFSC, 2015.

COSTA-CASTELLÓ, R.; NEBOT, J.; GRINÓ, R. Demonstration of the internal model principle by digital repetitive control of an educational laboratory plant. **IEEE Transactions on Education**, v. 48, p. 73–80, 2005.

CRUZ, D. M. **Estruturas de controle preditivo repetitivo baseadas na formulação GPC**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, Brasil, 2015.

CUTLER, C. R.; RAMAKER, D. L. Dynamic matrix control - a computer control algorithm. **Proceedings of the Joint Automatic Control Conference**, San Francisco, CA, 1980.

DAI, Z. et al. Adaptive PID controller based on generalized predictive control. **Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control**, p. 993–995, 2011.

DARABIAN, M.; JALILVAND, A.; AZARI, M. Power system stability enhancement in the presence of renewable energy resources and HVDC lines based on predictive control strategy. **Electrical Power and Energy Systems**, p. 363–373, 2016.

DAVISON, E. J.; SMITH, H. W. Pole assignment in linear time-invariant multivariable systems with constant disturbances. **Automatica**, v. 7, 1971.

DEKEYSER, R. DIRAC: a direct adaptive controller. **IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control**, Terrassa, Spain, p. 173–178, 2000.

DEKEYSER, R.; CAUWENBERGHE, A. V. A self-tuning predictor as operator guide. **Tutorials presented at the 5th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation**, p. 1249–1256, 1979.

DENG, H.; ORUGANTT, R.; SRINIVASAN, D. Adaptive digital control for UPS inverter applications with compensation of time delay. **Proc. of the Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, v. 1, p. 450–455, 2004.

DIMOGIANOPOULOS, D. G.; HIOS, J. D.; FASSOIDS, S. D. Integral minimum variance-like control for pooled nonlinear representations with application to an aircraft system. **International Journal of Control**, v. 80, p. 721–730, 2007.

DOI, M.; MORI, Y. A study on robust asymptotic tracking property for generalized minimum variance control. **ACC, Anchorage, AL, USA**, p. 1472–1477, 2002.

ESCOBAR, G. et al. A repetitive-based controller for the compensation of 61 ± 1 harmonic components. **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, p. 3397–3402, 2007.

ESSAHAFI, M.; LAFKIH, M. A. Adaptive generalized minimum variance (AGMV) applied to a heating central. **International Journal of Innovation and Applied Studies**, v. 12, p. 698–704, 2015.

EZZARAA, M.; AIT-LAFKIH, M.; RAMZI, M. Adaptive generalized minimum variance of DC motor. **European Journal of Scientific Research**, v. 67, p. 66–74, 2011.

FAANES, A.; SKOGESTAD, S. Feedforward control under the presence of uncertainty. **European Journal of Control**, p. 30–46, 2004.

FAANES, A.; SKOGESTAD, S. Offset-free tracking of model predictive control with model mismatch: experimental results. **Ind. Eng. Chem. Res.**, v. 44, p. 3966–3972, 2005.

FADALI, M. S.; VISIOLI, A. **Digital control engineering: analysis and design**. USA: Elsevier, 2012.

FAVIER, G.; HASSANI, M. Multivariable self-tuning controllers based on generalized minimum variance strategy. **CDC, Orlando, FL, USA**, p. 770–777, 1982.

FLORES, J. V. et al. Repetitive control design for MIMO systems with saturating actuators. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 57, p. 192–198, 2012.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback control of dynamic systems**. USA: Hardcover, 2009.

GANGLOFF, J. et al. Model predictive control for compensation of cyclic organ motions in teleoperated laparoscopic surgery. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 14, p. 235–246, 2006.

GINHOUX, R. et al. Active filtering of physiological motion rejection in robotized surgery using predictive control. **IEEE Transactions on Robotics**, p. 1–13, 2003a.

GINHOUX, R. et al. Model predictive control for tracking of repetitive organ motions during teleoperated laparoscopic interventions. **European Control Conference**, p. 2481–2486, 2003b.

GINHOUX, R. et al. Model predictive control for cancellation of repetitive organ motions in robotized laparoscopic surgery. In N. ayache and H. delingette, editors. **Surgery simulation and soft tissue modeling**, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, p. 353–365, 2003c.

GOODWIN, G. C. et al. Preview and feedforward in model predictive control: conceptual and design issues. **18th IFAC World Congress**, Milano, Italy, p. 5555–5560, 2011.

GRIMBLE, M. J. Integral minimum variance control and benchmarking. **Journal of Process Control**, v. 14, p. 177–191, 2004.

GRIMBLE, M. J. Non-linear generalized minimum variance feedback, feedforward and tracking control. **Automatica**, v. 41, p. 957–969, 2005.

GRIMBLE, M. J.; MAJECKI, P. Nonlinear GMV control for unstable state dependent multivariable models. **CDC**, Cancun, Mexico, p. 4767–4774, 2008.

GUPTA, M.; LEE, J. H. Period-robust repetitive model predictive control. **Journal of Process Control**, p. 545–555, 2006.

GUZMÁN, J. L.; HÄGGLUND, T. Simple tuning rules for feedforward compensators. **Journal of Process Control**, p. 92–102, 2011.

HABER, R.; BARS, R.; SCHMITZ, U. **Predictive control in process engineering: from the basics to the applications**. [S.l.]: Wiley-VCH, 2011.

HÄGGLUND, T.; ÅSTRÖM, K. J. Supervision of adaptive control algorithms. **Automatica**, p. 1171–1180, 2000.

HASSAN, T. K. A repetitive-PI current controller for boost single phase PFC converters. **Energy and Power Engineering**, v. 3, p. 69–78, 2011.

HAST, M.; HÄGGLUND, T. Design of optimal low-order feedforward controllers. **IFAC Conference on Advances in PID Control - PID'12**, Brescia, Italy, 2012.

HERNANDEZ, E.; ARKUN, Y. Control of nonlinear systems using polynomial ARMA models, process systems engineering. **AIChE Journal**, v. 39, p. 446–460, 1993.

HOLKAR, K. S.; WAGHMARE, L. M. An overview of model predictive control. **International Journal of Control and Automation**, v. 3, p. 47–63, 2010.

HORVÁTH, K. et al. New offset-free method for model predictive control of open channels. **Control Engineering Practice**, p. 13–25, 2015.

HUUSOM, J. K. et al. Tuning of methods for offset free MPC based on ARX model representations. **American Control Conference**, Baltimore, MD, USA, p. 2355–2360, 2010a.

HUUSOM, J. K. et al. ARX-model based model predictive control with offset-free tracking. **20th European Symposium on Computer Aided Process Engineering - ESCAPE**, v. 1, 2010b.

HUUSOM, J. K. et al. Adaptive disturbance estimation for offset-free SISO model predictive control. **American Control Conference**, San Francisco, USA, p. 2417–2422, 2011.

HUUSOM, J. K. et al. Tuning SISO offset-free model predictive control based on ARX models. **Journal of Process Control**, v. 22, p. 1997–2007, 2012.

JIMENEZ, D. M. **Robustness aspects of model predictive control**. Tese (Doutorado) — Universitat Autònoma de Barcelona, Barcelona, 2000.

JIPUANG, Z. et al. Disturbance rejection performance of generalized predictive control. **IEEE Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation**, Shanghai, China, v. 1, p. 295–299, 2002.

KATAYAMA, M.; YAMAMOTO, T. Evolutional computation in designing a robust IMC-based PID controller. **IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics**, p. 6120–6124, 2004.

KHANIKI, R.; MENHAJ, M. B.; ELIASI, H. Generalized predictive control of batch polymerization reactor. **International Journal of Engineering and Applied Sciences**, 2007.

KHARE, Y. B.; SINGH, Y. PID control of heat exchanger system. **International Journal of Computer Applications**, p. 22–27, 2010.

KO, H. et al. Generalized minimum variance neuro controller for power system stabilization. In J. Wang et al., editors. **Advances in neural networks - ISNN 2006, Springer-Verlag Berlin Heidelberg**, p. 1338–1347, 2006.

KOIVO, H. N. A multivariable self-tuning controller. **Automatica**, v. 16, p. 351–366, 1980.

KONAKA, A.; COIT, D. W.; SMITH, A. E. Multi-objective optimization using genetic algorithms: a tutorial. **Reliability Engineering and System Safety**, p. 992–1007, 2006.

LANDAU, I. D. The R-S-T digital controller design and applications. **Control Engineering Practice**, p. 155–165, 1998.

LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital control systems: design, identification and implementation**. London: Springer, 2006.

LEE, J. H.; NATARAJAN, S.; LEE, K. S. A model-based predictive control approach to repetitive control of continuous processes with periodic operations. **Journal of Process Control**, p. 195–207, 2001.

LI, Z. A flexible generalized minimum variance controller for MIMO time-varying systems. **International Journal of Control Systems and Robotics**, p. 123–127, 2016.

LI, Z.; EVANS, R. J. Generalised minimum variance control of linear time-varying systems. **IEEE Proceedings - Control Theory and Applications**, v. 149, p. 111–116, 2002.

LIU, Y. C.; LIN, C. Y. Model predictive control with repetitive control for periodic signal tracking and constraint handling of fast sampled-data control systems. **IEEE International Conference on Control Applications**, 2010.

- LU, X.; DONG, H.; FAN, D. Particle swarm optimization applied to generalized predictive control of a solar power plant. **International Journal Control Automation**, v. 9, p. 383–394, 2016.
- MAEDER, U.; BORRELLI, F.; MORARI, M. Linear offset-free model predictive control. **Automatica**, v. 45, p. 2214–2222, 2009.
- MAEDER, U.; MORARI, M. Offset-free reference tracking for predictive controllers. **IEEE Conference on Decision and Control**, Orleans, USA, December, 2008.
- MAEDER, U.; MORARI, M. Offset-free reference tracking with model predictive control. **Automatica**, v. 46, p. 1469–1476, 2010.
- MAGNI, L.; NICOLAO, G.; SCATTOLINI, R. Output feedback and tracking of nonlinear systems with model predictive control. **Automatica**, v. 37, p. 1601–1607, 2001.
- MAGNI, L.; SCATTOLINI, R. Tracking of non-square nonlinear continuous time systems with piecewise constant model predictive control. **Journal of Process Control**, v. 17, p. 631–640, 2007.
- MAHFOUF, M.; LINKENS, D. A.; ABBOD, M. F. Adaptive fuzzy TSK model-based predictive control using a CARIMA model structure. **Chemical Engineering Research and Design**, p. 591–596, 2000.
- MIDDLETON, R. H. **Dealing with actuator saturation**. [S.l.]: The Control Handbook, 1996.
- MOHAMED, S. A.; ZAYED, A. S.; ABOLAEHA, O. A. New feed-forward/feedback generalized minimum variance. **World Academy of Science, Engineering and Technology**, p. 817–820, 2009.
- MOON, S.; COLE, D. G.; CLARK, R. L. Real-time implementation of adaptive feedback and feedforward generalized predictive control algorithm. **Journal of Sound and Vibration**, v. 294, p. 82–96, 2006.
- MORARI, M.; MAEDER, U. Nonlinear offset-free model predictive control. **Automatica**, v. 48, p. 2059–2067, 2012.
- MORARI, M.; ZAFIRIOU, E. **Robust process control**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
- MUNOZ-HERNÁNDEZ, G. A.; JONES, D. MIMO generalized predictive control for a hydroelectric power station. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, p. 921–929, 2006.

MUNOZ-HERNÁNDEZ, S. P. M. G. A.; JONES, D. **Modelling and controlling hydropower plants**. [S.l.]: Springer, London, 2013.

MUSKE, K. R.; BADGWELL, T. Disturbance modeling for offset-free linear model predictive control. **Journal of Process Control**, v. 12, p. 617–632, 2002.

NESHASTERIZ, A. R.; SEDIGH, A. K.; SADJADIAN, H. Generalized predictive control and tuning of industrial processes with second order plus dead time models. **Journal of Process Control**, p. 63–72, 2010.

OTT, L. et al. Physiological motion rejection in flexible endoscopy using visual servoing. **IEEE International Conference on Robotics and Automation**, Pasadena, CA, USA, p. 2928–2933, 2008.

OTT, L. et al. Physiological motion rejection in flexible endoscopy using visual servoing and repetitive control: Improvements on non-periodic reference tracking and non-periodic disturbance rejection. **IEEE International Conference on Robotics and Automation**, Kobe, Japan, p. 4233–4238, 2009.

OUARI, K.; REKIOUA, T.; OUHROUCHE, M. Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer. **ISA Transactions**, p. 76–84, 2014.

PANNOCCHIA, G. Robust offset-free model predictive control. **IFAC 15th Triennial World Congress**, Barcelona, Spain, 2002.

PANNOCCHIA, G.; BEMPORAD, A. Technical notes and correspondence. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 52, p. 1048–1053, 2007.

PANNOCCHIA, G.; RAWLINGS, J. B. The velocity algorithm LQR: a survey. **TWMCC - Texas-Wisconsin Modeling and Control Consortium**, 2001.

PANNOCCHIA, G.; RAWLINGS, J. B. Disturbance models for offset-free model-predictive control. **AIChE Journal**, v. 49, p. 426–437, 2003.

PATETE, A.; FURUTA, K.; TOMIZUKA, M. Self-tuning of repetitive controllers based on generalized minimum variance criterion. **Proceedings of the American Control Conference**, Minneapolis, Minnesota, USA, 2006.

PAWLOWSKIA, A. et al. Improving feedforward disturbance compensation capabilities in generalized predictive control. **Journal of Process Control**, p. 527–539, 2012.

PREITL, Z. et al. Internal model representation for generalized predictive control with constraint handling. **IEEE 4th International Conference on Intelligent Systems Design and Application**, Budapest, Hungary, 2004.

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

RAMOS, G.; COSTA-CASTELLÓ, R.; OLM, J. **Digital repetitive control under varying frequency conditions**. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, (Lecture Notes in Control and Information Sciences), 2013.

RICHALET, J. et al. Model predictive heuristic control applications to industrial processes. **Automatica**, v. 14, p. 413–428, 1978.

RIUL, J.; VALE, F.; MONTENEGRO, P. Controlador adaptativo aplicado em um robô manipulador eletropneumático de três gdl cartesiano. **Nono Simpósio de Mecânica Computacional da Universidade Federal de São João Del-Rei (UFSJ)**, 2010.

ROFFEL, B.; BETLEM, B. H. L. **Advanced practical process control**. Germany: Springer, 2004.

ROSSITER, J.; VALENCIA-PALOMO, G. Feedforward design in MPC. **Proceedings of the European Control Conference**, Budapest, Hungary, 2009.

ROSSITER, J. A. **Model-based predictive control: a practical approach**. [S.l.]: CRC Press LLC, 2004.

SATO, T.; INOUE, A. Improvement of tracking performance in self-tuning PID controller based on generalized predictive control. **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, p. 491–503, 2006.

SCATTOLINI, R. A multivariable self-tuning controller with integral action. **Automatica**, v. 22, p. 619–627, 1986.

SCHUMANN, R. Various multivariable computer control algorithms for parameter-adaptive control systems. **IFAC Symposium on Computer Aided Design of Control Systems**, Zurich, Switzerland, 1979.

SEBORG, D. E. et al. **Process dynamics and control**. USA: Hardcover, 2011.

SHAMSUZZOHA, M.; LEE, M. **IMC filter design for PID controller tuning of time delayed processes, PID controller design approaches - theory, tuning and application to frontier areas**. Rijeka, Croatia: Marialena Vagia-InTech Europe, 2012.

SHAO, Z. Generalized predictive control of nonlinear systems based on genetic algorithm. **International Conference on Mechanical Engineering and Material Science**, p. 651–654, 2012.

SILVEIRA, A. et al. Generalized minimum variance control under long-range prediction horizon setups. **ISA Transactions**, v. 62, p. 325–332, 2016.

SILVEIRA, A. S.; COELHO, A. A. R.; GOMES, F. J. Model-free adaptive PID controllers applied to the benchmark PID'12. **IFAC Symposium on Computer Aided Design of Control Systems**, Brescia, Italy, p. 394–399, 2012b.

SILVEIRA, A. S.; COELHO, A. A. R.; GOMES, F. J. GMV-PID controller design with gradient method for the energy weighting factor in nonlinear plants. **IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12**, Brescia, Italy, v. 1, p. 1–6, 2012c.

SILVEIRA, A. S.; RODRIGUEZ, J. E. N.; COELHO, A. A. R. Robust design of a 2-DOF GMV controller: a direct self-tuning and fuzzy scheduling approach. **ISA Transactions**, v. 51, p. 13–21, 2012a.

SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. **Journal of Process Control**, p. 291–309, 2003.

SKOGESTAD, S.; GRIMHOLT, C. Optimal PI-control and verification of the SIMC tuning rule. **IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12**, Brescia-Italy, 2012.

SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable feedback control: analysis and design**. USA: Wiley, 1996.

TAN, K. C.; LI, Y. Performance based control system design automation via evolutionary computing. **Eng. Appl. Artif. Intell.**, v. 14, p. 473, 2001.

TATJEWSKI, P. Disturbance modeling and state estimation for offset-free predictive control with state-space process models. **International Journal of Applied Mathematics and Computer Science**, v. 24, p. 313–323, 2014.

TUFFS, P. S.; CLARKE, D. W. Self-tuning control of offset: a unified approach. **Proceedings IEEE**, v. 132, p. 100–110, 1985.

UDUEBI, D.; ORDYS, A.; GRIMBLE, M. J. A generalized predictive control benchmark index for mimo systems. **Proceeding of the 2002 IEEE International Conference on Control Applications**, 2002.

UDUEHI, D.; ORDYS, A.; GRIMBLE, M. J. Multivariable PID controller design using online generalised predictive control optimisation. **Control Applications**, v. 1, p. 272–277, 2002.

VERONESI, M.; VISIOLI, A. Automatic tuning of feedforward controllers for disturbance rejection. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, p. 2764–2770, 2014.

VILANOVA, R.; ARRIETA, O.; PONSÁ, P. IMC based feedforward controller framework for disturbance attenuation on uncertain systems. **ISA Transactions**, p. 439–448, 2009.

VILANOVA, R.; VISIOLI, A. **PID Control in the third millennium - lessons learned and new approaches**. London: Springer, 2012.

VISIOLI, A. **Practical PID control**. London: Springer, 2006.

VUPPU, G. K. R. P.; VENKATA, S. M.; KODATI, S. Robust design of PID controller using IMC technique for integrating process based on maximum sensitivity. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, p. 466–470, 2015.

WAKITANI, S.; HANATA, S.; YAMAMOTO, T. Design and application of a direct GMV-based PID controller. **Proceedings of the 2012 International Conference on Advanced Mechatronic Systems**, Tokyo, Japão, p. 541–546, 2012.

WANG, L. et al. Predictive-repetitive control with constraints: from design to implementation. **Journal of Process Control**, p. 956–967, 2016a.

WANG, L.; ROSSITER, J. Disturbance rejection and setpoint tracking of sinusoidal signals using generalized predictive control. **47th IEEE Conference on Decision and Control**, v. 1, p. 4079–4084, 2008.

WANG, X. et al. Design and application of offset-free model predictive control disturbance observation method. **Journal of Control Science and Engineering**, p. 1–8, 2016.

WANG, Y. G.; SHAO, H. H. PID auto-tuner based on sensitivity specification. **Institution of Chemical Engineers Trans IChemE**, v. 78, 2000.

WEN, S. et al. A double-loop structure in the adaptive generalized predictive control algorithm for control of robot end-point contact force. **ISA Transactions**, p. 1603–1608, 2014.

YAMAMOTO, T.; FUJII, K.; KANEDA, M. Self-tuning temperature control of a polymerizing reactor. **International Conference on Control Applications**, Trieste, Italy, p. 1110–1114, 1998.

YAMAMOTO, T.; INOUE, A.; SHAH, S. L. Generalized minimum variance self-tuning pole-assignment controller with a PID structure. **Proceedings IEEE International Conference Control Applications**, Hawaii, USA, v. 2, 1999.

YAMAMOTO, T.; SATO, T.; INOUE, A. Improvement of tracking performance in designing a GPC-based PID controller using a time-varying proportional gain. **Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, p. 438–441, 2006.

YAMAMOTO, Y. Learning control and related problems in infinite-dimensional systems. **Proceedings of the European Control Conference**, p. 191–222, 1993.

YANFEI, Y. et al. Polymerizer temperature cascade control system based on generalized predictive control. **International Conference on Applied Physics and Industrial Engineering**, p. 184–189, 2012.

YANG, J.; ZHENG, W. X. Offset-free nonlinear MPC for mismatched disturbance attenuation with application to a static var compensator. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 61, p. 49–53, 2014.

YDSTIE, B. E.; LIU, L. K. Single and multivariable control with extended prediction horizons. **Proceedings of the Automatic Control Conference**, San Diego, p. 1303–1308, 1984.

YU, Z. et al. Design and performance assessment of setpoint feed-forward controllers to break trade offs in univariate control loops. **19th World Congress The International Federation of Automatic Control Cape Town**, South Africa, 2014.

ZHENG, J. et al. Sensitivity loop shaping for disturbance rejection in hard disk drives. **IEEE International Conference on Control and Automation**, Christchurch, New Zealand, p. 9–11, 2009.

ZHI-CHENG, Z.; ZHI-YUAN, L.; JING-GANG, Z. IMC-PID tuning method based on sensitivity specification for process with time-delay. **Journal of Central South University**, v. 18, 2011.

ZHOU, K.; DOYLE, J. C. **Essentials of robust control**. USA: Prentice Hall, 1999.

ZHOU, K.; DOYLE, J. C.; GLOVER, K. **Robust and optimal control**. USA: Prentice Hall, 1996.

APÊNDICE A – Simulações com filtros de 2ª ordem

A.1 CONTROLADOR I-FPGMV

Esta seção apresenta uma simulação numérica para o modelo de Hammerstein, empregando o controlador I-FPGMV com o filtro de 2ª ordem. O objetivo da simulação é mostrar a factibilidade da utilização de um filtro de 2ª ordem no projeto deste controlador, comparando-se com o controlador I-FPGMV com o filtro de 1ª ordem e observando-se a influência do filtro no desempenho de malha fechada.

No modelo de Hammerstein, a resposta dinâmica não linear varia conforme o ponto de operação, motivando assim a implementação do controlador. Considere o modelo de Hammerstein (KATAYAMA; YAMAMOTO, 2004), de acordo com as seguintes equações:

$$\begin{aligned} y(k) &= 0.6y(k-1) - 0.1y(k-2) + 1.2x(k-1) - 0.1x(k-2) \\ x(k) &= 1.5u(k) - 1.5u^2(k) + 0.5u^3(k) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

A Figura (68) ilustra a curva estática do modelo de Hammerstein, e o desafio é conseguir controlar o sistema em torno de alguns pontos de equilíbrio não lineares.

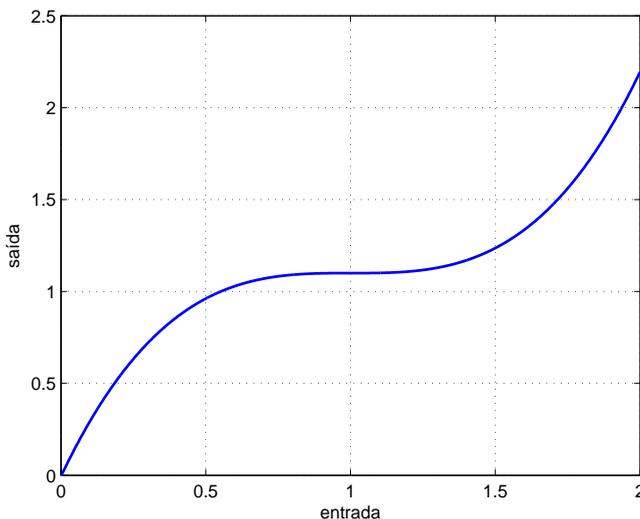


Figura 68 – Característica estática do modelo de Hammerstein.

A Figura (69) mostra os resultados, sinais de controle e saída, dos controladores I-FPGMV, com filtros de 1ª e 2ª ordem, rastreado

a saída do processo em torno dos pontos lineares e não lineares, sendo mantido o rastreamento da referência em toda a região de operação, mesmo na presença de uma perturbação de carga (10% da magnitude do valor de referência), aplicada no instante de tempo 1000 s. Os controladores I-FPGMV e o algoritmo genético são sintonizados com os seguintes valores: $Q(q^{-1}) = 1$, período de amostragem de 1 s, tamanho da população de 60 indivíduos, 100 gerações. Os filtros dos controladores são sintonizados como:

Filtro 1: $K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) = 1.5(1 - 0.8362q^{-1})$

Filtro 2: $K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) = 1.5(1 - 0.8362q^{-1})(1 - 0.1543q^{-1})$

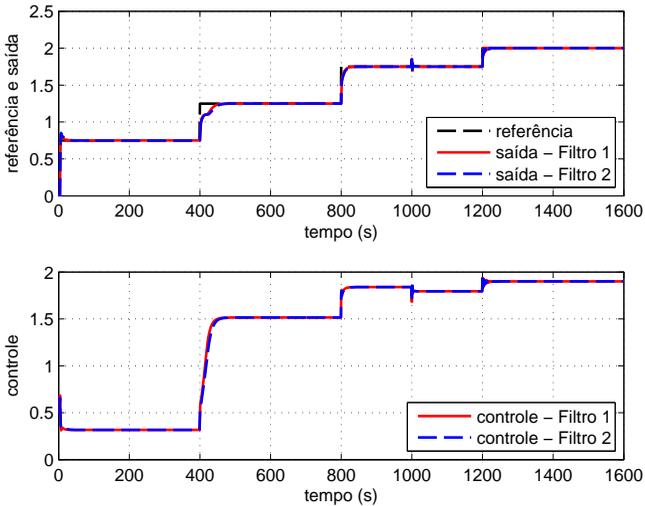


Figura 69 – Resposta da saída do sistema com o controlador I-FPGMV - Modelo de Hammerstein.

Observa-se através dos sinais de saída e controle, que os controladores I-FPGMV com filtros de 1ª ou 2ª ordem não possuem muitas diferenças em termos de desempenho de malha fechada, rastreamento de referência e rejeição de perturbação. Optando-se assim, ao longo de toda a tese, em avaliar simulações numéricas e práticas somente com filtros de 1ª ordem, pois desta forma, tem-se um parâmetro a menos para sintonizar.

A.2 CONTROLADOR FPGPC

Esta seção emprega uma simulação prática no processo Pêndulo Amortecido (PAM), para avaliar o FPGPC com filtros de 1^a e 2^a ordem, fazendo-se uma análise comparativa destes dois filtros. O processo PAM é um aparato de laboratório, desenvolvido no LCA da UFSC, e pode ser utilizado para projeto e análise de algoritmos de controle clássico e avançado. A característica não-linear deste sistema mecânico, com diferentes dinâmicas oscilatórias em ensaios de malha aberta, motiva a implementação do controlador FPGPC. Na Figura (70) observa-se a estrutura física do processo.

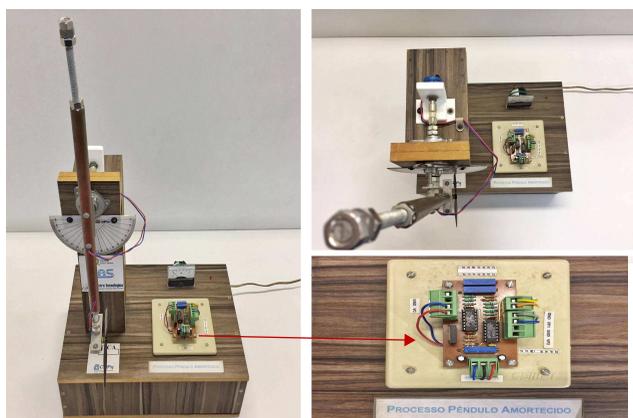


Figura 70 – Processo Pêndulo Amortecido (PAM).

O processo PAM possui uma barra vertical com um potenciômetro para medir a posição angular, e na extremidade da barra existe um motor DC com uma hélice. Quando uma tensão de entrada é aplicada, a posição angular da barra é modificada. O objetivo é controlar a posição da barra para diferentes valores de referências, com o mínimo esforço de controle. A posição angular deste processo é limitada pela entrada do sinal de controle, no qual opera na faixa de **0 a 5 V** com período de amostragem de **0.1 s**.

O modelo linear de segunda ordem no domínio do tempo contínuo para o processo PAM, identificado a partir da resposta ao degrau no ponto de operação de **2.5 V**, é dado pela seguinte função de transferência

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_p \omega_n s + \omega_n^2} = \frac{10.19}{s^2 + 0.8451s + 9.131} \quad (\text{A.2})$$

onde $Y(s)$ e $U(s)$ são a posição em tensão e a tensão de armadura do motor DC, respectivamente. Observa-se no gráfico da Figura (71) a resposta de malha aberta deste processo, e sua característica subamortecida (comportamento oscilatório), com baixo coeficiente de amortecimento, na vizinhança de $\xi_p = 0.14$, e elevado pico de ressonância.

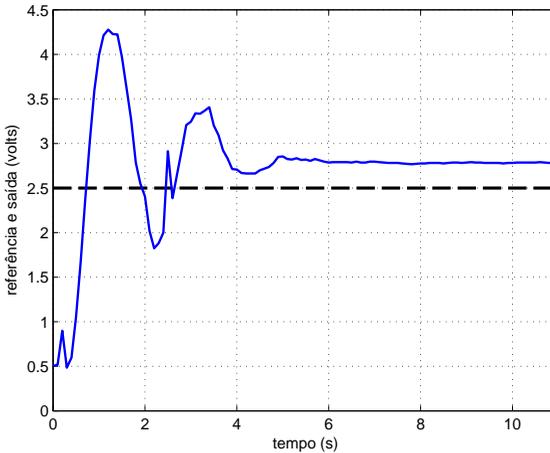


Figura 71 – Resposta de malha aberta do processo PAM.

Na Figura (72) observa-se os sinais de saída e controle do processo PAM, controlado pelo FPGPC com filtros de 1ª e 2ª ordem, em diferentes pontos de operação. Observa-se que o FPGPC é capaz de controlar o sistema com pequena variação no sinal de controle e baixa oscilação na saída, alcançando um adequado rastreamento do sinal de referência. Verifica-se também que não existe uma diferença significativa no desempenho de malha fechada e no esforço de controle, entre a aplicação dos filtros de 1ª e 2ª ordem, isto é, há uma pequena variação nos sinais de saída e controle nas mudanças de referência para o FPGPC com filtro de 1ª ordem, contudo, não estas oscilações não alteram o desempenho global de malha fechada.

Os parâmetros do FPGPC e do algoritmo genético são sintonizados da seguinte forma: $N_y = 6$, $N_u = 1$, $\lambda = 20$, população de **60**

indivíduos, **100** gerações, período de amostragem de **0.1** s e

Filtro 1: $K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) = 1.1241(1 - 0.3536q^{-1})$

Filtro 2: $K_{\alpha}\alpha(q^{-1}) = 1.1581(1 - 0.3126q^{-1})(1 - 0.5397q^{-1})$

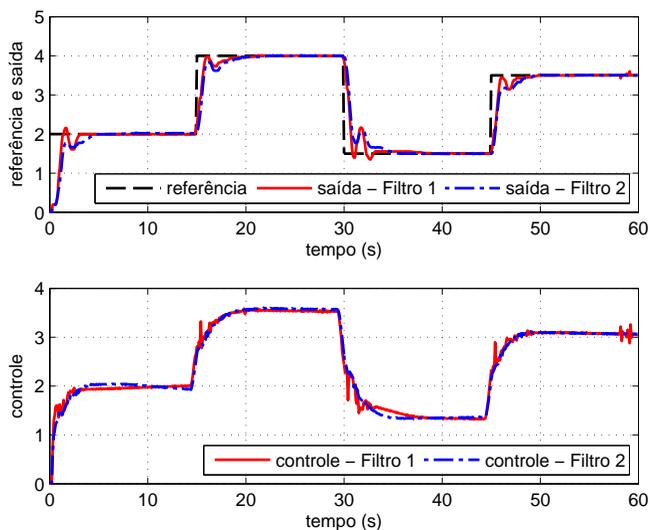


Figura 72 – Resposta da saída do sistema com o FPGPC - Processo PAM.