UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Estratégias de Controle Digital a Parâmetros Fixos e Supervisionados por Lógica Fuzzy Aplicadas na Melhoria do Desempenho de Sistemas Elétricos de Potência: Resultados Simulados e com Experimentação em um Micro Gerador de Energia.

Marcelo Nascimento Moutinho

TD: 03/2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Nascimento Moutinho

Estratégias de Controle Digital a Parâmetros Fixos e Supervisionados por Lógica Fuzzy Aplicadas na Melhoria do Desempenho de Sistemas Elétricos de Potência: Resultados Simulados e com Experimentação em um Micro Gerador de Energia.

TD: 03/2014

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Nascimento Moutinho

Estratégias de Controle Digital a Parâmetros Fixos e Supervisionados por Lógica Fuzzy Aplicadas na Melhoria do Desempenho de Sistemas Elétricos de Potência: Resultados Simulados e com Experimentação em um Micro Gerador de Energia.

TESE SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UFPA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA.

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém - Pará - Brasil
2014

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Moutinho, Marcelo Nascimento, 1981-
Estratégias de controle digital a parâmetros fixos e supervisionados por lógica fuzzy aplicadas na melhoria do desempenho de sistemas elétricos de potência: resultados simulados e com experimentação em um micro gerador de energia. / Marcelo Nascimento Moutinho. - 2014.

Orientador: Carlos Tavares da Costa Júnior;
Coorientador: Walter Barra Junior.
Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belém, 2014.

1. Sistemas de energia elétrica - estabilidade. 2. Sistemas de controle digital. 3. Controladores elétricos. 4. Lógica fuzzy. 5. Sistemas de energia elétrica - testes. I. Título.

CDD 22. ed. 621.31191

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Estratégias de Controle Digital a Parâmetros Fixos e Supervisionados por Lógica Fuzzy Aplicadas na Melhoria do Desempenho de Sistemas Elétricos de Potência: Resultados Simulados e com Experimentação em um Micro Gerador de Energia.

Marcelo Nascimento Moutinho

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA.

APROVADA EM 30/04/2014

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Jr.
(Orientador – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Walter Barra Jr.
(Co- Orientador – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Jorge Roberto Brito de Souza
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)

Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira
(Avaliador Externo – UFC)

Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira
(Avaliador Externo – IFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes
(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

Dedicatória

Aos meus pais e familiares, que me apoiaram durante a minha caminhada e sempre zelam pelo meu bem-estar, dedico a graça alcançada com a realização deste trabalho.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço a Deus pelas vitórias alcançadas em minha vida.

Agradeço aos meus familiares que me incentivaram e apoiaram ao longo da minha trajetória na universidade e me ajudaram nos momentos de dificuldade.

Agradeço ao Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Jr. pela orientação e pelos conhecimentos compartilhados, indispensáveis para o desenvolvimento desta tese.

Agradeço ao Prof. Dr. Walter Barra Jr., ao Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros, ao Prof. Prof. Dr. Jorge Roberto Brito de Souza, ao Prof. Dr. Fabrício Gonzalez Nogueira, ao Prof. Dr. Antonio Augusto Rodrigues Coelho e ao Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira pelas sugestões, correções, ensinamentos e orientações que me ajudaram nos estudos, nas implementações dos testes simulados e na realização dos ensaios experimentais apresentados neste trabalho.

A todos que contribuíram, de forma direta ou indireta, para a elaboração deste trabalho.

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviações e Siglas

AP_MIMO	Técnica de alocação de polos Multivariável.
AP_SISO	A técnica de alocação de polos monovariável.
ARX	Modelo Auto Regressivo com Entradas Externas.
ARX221	Modelo local ARX MIMO de 2ª ordem da RML utilizada no $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.
ARX331	Modelo ARX MIMO de 3ª ordem da RML utilizada no $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.
ARX431	Modelo ARX MIMO de 4ª ordem da RML utilizada no $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.
ARX521	Modelo ARX MIMO de 5ª ordem da RML do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ - dois circuitos ativos.
ARX531	Modelo ARX MIMO de 5ª ordem da RML do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ - um circuito ativo.
CARIMA	*Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*.
CARMA	*Controlled Auto-Regressive Moving Average*.
DMC	*Dynamic Matrix Controller*.
ESP	Estabilizador de Sistemas de Potência.
$ESP_{F\_AP\_MIMO}$	ESP com parâmetros fixos projetado com estratégia Alocação de Polos MIMO.
$ESP_{F\_AP\_SISO}$	ESP com parâmetros fixos projetado com estratégia Alocação de Polos SISO.
$ESP_{F\_GPC\_SISO}$	ESP com parâmetros fixos projetado com estratégia GPC SISO.
$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	ESP com parâmetros fixos projetado com estratégia GPC MIMO.
$ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$	ESP projetado com estratégia Alocação de Polos com modelo do tipo RCL MIMO.
$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	ESP digital projetado com estratégia GPC com modelo não-linear RCL MIMO.
$ESP_{RML\_AP\_MIMO}$	ESP projetado com estratégia Alocação de Polos com modelo do tipo RML MIMO.
$ESP_{RML\_ GPC\_MIMO}$	ESP digital projetado com estratégia GPC com modelo não-linear RML MIMO.
ERMQ	Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados.
ERMQ_MIMO	Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo Multivariável.
ERMQ_SISO	Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo Monovariável.
EPSAC	*Extended Prediction Self Adaptive Control*.
FIR	*Finite Impulsive Response*.
FK	Filtro de Kalman.
GEP(s)	Função de transferência entre a entrada do sistema de excitação e o torque no eixo.
GMV	*Generalized Minimum Variance Controller*.
IIDCP	Interface de Identificação, Controle e Parametrização do RPV.
LACEN	Centro de Tecnologia da Eletrobras-Eletronorte.
LAD_POT	Laboratório de Simulação da Dinâmica de Sistemas de Elétricos de Potência.
LQG	*Linear quadratic gaussian controller*.
MA	Malha Aberta.
MBPC	*Model Based Predictive Controller*.
MF	Malha Fechada.
MIMO	*Multiple-Input Multiple-Output System*.
MoA	Modelo Aumentado.
MPHC	*Model Predictive Heuristic Control*.
MSBI	Sistema máquina síncrona conectada ao barramento infinito.
NARX	*Nonlinear Autoregressive with Exogenous Inputs*
PowerSim_PredC_Id	Simulador de Sistemas de Potência com Técnicas de Controle Preditivo baseado em Modelos Paramétricos.
QDMC	*Quadratic Dynamic Matrix Control*.
RDE	*Riccati Difference Equation.*
RPV	Regulador Preditivo de Velocidade.
RCL	Rede de Controladores Locais.
RML	Rede de Modelos Locais.
RPV_{F_GPCI}	RPV com parâmetros fixos projetado com a técnica GPC incremental .
RPV_{MPC}	RPV com parâmetros fixos projetado com a técnica MPC incremental .
RPV_{LQG}	RPV com parâmetros fixos projetado formulado como um problema LQG .
SEP	Sistema elétrico de potência.
SGER	Sistema de Geração de Escala Reduzida.
SISO	*Single Input Single Output System*.
SMOC	*Shell Multivariable Optimizing Controller*.
SWAD	Sistema Wireless de Aquisição de Dados.
UPC	*Unified Predictive Controller*.

Lista de Equações

Resumo

Este trabalho apresenta os resultados, simulados e com experimentação, obtidos nos estudos relacionados ao projeto e à implementação de estratégias avançadas de controle digital preditivo do tipo *Generalized Predictive Control* e supervisionado por lógica fuzzy, aplicadas ao controle e auxílio na melhoria da estabilidade de sistemas elétricos de potência.

Uma das principais contribuições deste trabalho é de natureza prática já que a avaliação de uma parte das estratégias de controle preditivo propostas será realizada por meio de testes em um sistema de potência real e de escala reduzida. Outras contribuições do trabalho incluem: a) o desenvolvimento e a validação de um simulador computacional de sistemas de potência utilizado para avaliar dinamicamente o comportamento das estruturas de controle propostas quando o sistema de potência estudado é submetido a contingências operacionais comumente observadas durante sua operação; b) a montagem de um protótipo de sistema de potência real e de escala reduzida utilizado nos ensaios de avaliação de uma parte das estratégias de controle preditivo propostas.

O protótipo de sistema de potência, formado por um motor de corrente contínua acoplado a um gerador síncrono de polos salientes conectado a um sistema de potência de escala comercial por uma pequena linha de transmissão, foi montado no Centro de Tecnologia da ELETROBRAS-ELETRONORTE (LACEN), localizado em Belém, Pará. Com os recursos deste protótipo, é possível avaliar e validar estratégias avançadas de controle, monitoração e manutenção preditiva aplicadas às máquinas elétricas rotativas em operação na ELETROBRAS-ELETRONORTE.

Palavras-chave:

- Controle preditivo baseado em modelos;
- Controle preditivo generalizado;
- Lógica fuzzy;
- Controle de Sistemas Elétricos de Potência;
- Estabilizador de Sistemas Elétricos de Potência;

Abstract

This thesis presents the experimental and simulated results obtained in the project and implementation of Generalized Predictive Control, an advanced digital predictive control technique, and fuzzy logic, applied to control and improvement of the stability of electric power systems.

One of the main contributions of this thesis is of pratical nature, since a part of the proposed predictive control strategies were experimentaly avaliated by real avaliation tests. These tests are realized with a small scale real power system. There are other contributions like these: a) the project and validation of a computational power system simulator used to evaluate the behavior of the proposed control structures when operational contingencies, commonly observed in normal operation of the power system, are simulated; b) assembly a prototype of a small scale real electric power system used to evaluate a part of the proposed predictive control techniques.

The assembled power system prototype is formed by two electric machines: a DC motor and a salient-pole synchronous generator. These two machines are mechanicaly coupled and connected to a commercial power system through a small transmission line simulator. The prototype was assembled at the Centro de Tecnologia da ELETROBRAS-ELETRONORTE (LACEN), located in Belém, Pará, Brazil. Using the prototype's features, it is possible to evaluate and validate advanced monitoring and control strategies. After these avaliations, these strategies can be used as predictive maintenance tools for the rotating electrical machines in operation at ELETROBRAS-ELETRONORTE.

Keywords:

- Model Based Predictive Control;
- Generalized Predictive Control;
- Fuzzy Logic;
- Electric Power Systems Control;
- Power System Stabilizers;

Sumário

1. Objetivos Gerais da Tese

1.1 Motivação da Pesquisa

Sob o ponto de vista da engenharia de controle, um Sistema Elétrico de Potência (SEP) pode ser considerado um sistema dinâmico de grande escala com múltiplas-entradas e múltiplas-saídas (MIMO, *Multiple-Input, Multiple-Outputs*) que apresenta relações fortemente não-lineares entre suas variáveis. Em fato, este tipo de sistema é formado por numerosos dispositivos de proteção e de controle com diversas características e velocidades de resposta, o que o torna muito complexo (Sauer, 1998).

Sob o ponto de vista da teoria de sistemas dinâmicos, esta elevada complexidade também é uma característica inerente à concepção estrutural dos sistemas elétricos, já que podem exibir mudanças em seus parâmetros naturalmente ao longo do tempo de utilização e também conforme a sua condição operacional é alterada. Neste segundo caso, existem diversas causas para a ocorrência de variações de parâmetros, tais como (Robak, 2009):

- Variação das condições operacionais das unidades geradoras;
- Variações na estrutura do sistema de potência, tal como mudanças na configuração da rede e no número de unidades geradoras em operação conectadas;
- Incerteza nos parâmetros de elementos do sistema de potência, a qual é geralmente causada por variações nos parâmetros devido a mudanças climáticas, variações no modo de operação do sistema de potência, ou simplesmente erro na estimativa do parâmetro.

Sob o ponto de vista operacional, observa-se que a partir da segunda metade do século XX os procedimentos de interligação entre sistemas de geração localizados distantes uns dos outros foi a alternativa comumente utilizada no mundo para suprir de forma eficiente e segura a demanda de energia elétrica para os grandes centros industriais e urbanos de um país ou bloco de países. Uma consequência direta da interligação de sistemas elétricos foi o surgimento de fenômenos de natureza eletromecânica de baixa frequência que, em pequena ou larga escala, limitam suas margens de estabilidade e dificultam a sua operacionalização.

Os Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESPs) são muito utilizados para atenuar os efeitos destes fenômenos e melhorar o desempenho do sistema elétrico em diversas condições operacionais normais e anormais. Os estudos que tratam do projeto e da implementação de ESPs reportam que uma das principais vantagens destes equipamentos é a melhoria das características dinâmicas dos geradores, proporcionando ao sistema de potência onde estes estão conectados maior robustez contra oscilações eletromecânicas mal amortecidas que podem limitar a capacidade de transmissão de energia e reduzem as margens de estabilidade dinâmica (Kundur, 1994). A função deste equipamento é criar uma componente de torque elétrico em fase com o torque mecânico acelerante do gerador de forma a atenuar as oscilações eletromecânicas, aumentando o amortecimento do modo eletromecânico alvo sem introduzir mudanças significativas nos demais modos (Larsen, 1981). Uma forma de criar esta componente de torque elétrico é compensar parcialmente, e de forma dinâmica, o atraso de fase existente entre a entrada do sistema de excitação do circuito de campo e o sinal de torque elétrico que atua no eixo do gerador (Kundur, 1994). Critérios como segurança, confiabilidade e estabilidade são normalmente utilizados no projeto deste tipo de estrutura de controle.

A maioria dos controladores de um SEP opera diretamente nas unidades de geração e estão localizados nas plantas de produção. No caso dos ESPs, normalmente são utilizados controladores convencionais contínuos, descentralizados, projetados com base em técnicas e modelos matemáticos lineares normalmente obtidos através de técnicas de linearização em torno de um ponto de operação específico. Quando se utilizam estratégias descentralizadas, os sinais de realimentação utilizados nestes controladores são variáveis medidas localmente como, potência, velocidade ou frequência (Kundur, 1994). A implementação deste tipo de estrutura de controle com parâmetros fixos se dá por meio de utilização de técnicas de discretização e emulação em sistemas digitais de elevada confiabilidade como os Controladores Lógicos Programáveis (CLPs). Devido à natureza não-linear dos sistemas de potência, as estratégias de controle a parâmetros fixos têm dificuldade de apresentar um bom desempenho uniforme em todas as condições operacionais. Normalmente, os ESPs implementados com técnicas convencionais têm seus parâmetros sintonizados para uma condição operacional conhecida, satisfazendo adequadamente os critérios de desempenho do projeto naquela condição onde o modelo linear do sistema de potência foi obtido. Quando esta condição é alterada, pode haver perda de desempenho em relação a condição operacional utilizada no projeto.

A operação de um SEP de forma estável e confiável em várias condições operacionais pode ser realizada por meio da utilização de técnicas de controle digital avançadas (Malik, 1993; Barreiros, 1998; Da Costa Jr., 1999; Barra, 2001; Moutinho, 2006, Moutinho, 2007, Moutinho, 2012a). Neste contexto, é inegável a necessidade de um projeto de sistema de controle que contemple: a) múltiplos critérios de desempenho como erro nas variáveis controladas, sobre-sinal, tempo de subida e nível do esforço de controle em várias condições operacionais; b) a avaliação da eficácia de funcionamento deste sistema de controle em uma planta real. Assim, a motivação para o desenvolvimento desta proposta de tese de doutorado é o projeto e a avaliação experimental de estratégias de controle preditivo baseado em modelos (*Model Based Predictive Controller* – MBPC) e fuzzy na melhoria da estabilidade dinâmica de um sistema elétrico de potência real e de escala reduzida.

1.2 *Model Based Predictive Controller* - MBPC

MBPC é um grupo especial de algoritmos de controle que utiliza explicitamente um modelo dinâmico do processo para predição de seu comportamento e, com base nesta predição e na minimização de uma função custo, obtém um sinal de controle com desempenho otimizado. Conforme descrito em Oliveira *et al.* (2007), os algoritmos MBPC podem ser caracterizados em quatro etapas, descritas a seguir:

i) Modelagem do processo. Equações de predição da saída são utilizadas para descrever o comportamento do processo em um horizonte de tempo futuro, denominado horizonte de predição.

ii) Definição de um critério de desempenho. O desempenho do sistema de malha fechada durante o horizonte de predição é especificado através de uma função custo, definida a partir da predição da saída, do sinal de referência e do esforço de controle.

iii) Otimização da função custo. O critério é minimizado em relação ao conjunto de futuros sinais de controle (em um horizonte de tempo denominado horizonte de controle) a serem aplicados no processo.

iv) Utilização do sinal de controle ótimo. Somente o primeiro sinal de controle resultante da otimização do critério é utilizado no processo. No instante de amostragem seguinte, todo o procedimento é repetido (*receding horizon control strategy*).

O principal benefício do paradigma MBPC é a sua capacidade de incluir de forma analítica restrições operacionais e de desempenho relacionadas com os sinais de entrada/saída no mecanismo de otimização da lei de controle (Camacho e Bordons, 2004), uma característica que o diferencia das demais metodologias de controle utilizadas na indústria. Outro aspecto importante dos métodos MBPC é a capacidade de antecipação de eventos futuros contemplados no horizonte de predição finito. Devido a estas características, os MBPC estão amplamente difundidos no meio acadêmico e em diversas aplicações na indústria de processos, principalmente no setor petroquímico (Qin e Badgwell, 2003).

Aplicações de controle preditivo multivariável em automação de processos industriais é um tema que vem sendo abordado em diversos estudos de casos práticos, tais como: refinarias, petrolíferas, petroquímicas, processamento de gás natural e indústria aeroespacial (Coelho, 1991).

Uma das primeiras propostas de aplicação MBPC foi apresentada por Richalet *et al.* em uma conferencia de 1976 (Richalet *et al.*, 1976) que mais tarde foi sumarizada em um artigo de 1978 (Richalet *et al.*, 1978). Denominado inicialmente *Model Predictive Heuristic Control* (MPHC), este algoritmo fazia parte de um software denominado IDCOM. Ele utilizava um modelo linear do tipo resposta impulsiva finita (*Finite Impulsive Response* - FIR), uma função custo quadrática e restrições de entrada e saída manipuladas de forma *ad hoc*. Em 1979 e 1980 Cutler e Ramaker propuseram o *Dynamic Matrix Controller* (DMC), um algoritmo aplicável a sistemas multivariáveis, com restrições também tratadas de forma não sistemática e que utilizava modelos de resposta ao degrau. Estes dois algoritmos fazem parte do que ficou conhecido como a primeira geração de controladores preditivos (Rawlings, 2000; Qui e Badgwell, 2003).

Uma extensão do método DMC que contemplava restrições explicitas nos sinais de entrada, saída e estados utilizando técnicas de programação quadrática para resolver de forma exata o problema de otimização resultante originou o algoritmo *Quadratic Dynamic Matrix Control* (QDMC), proposto por Cutler *et al.* em 1983 e mais tarde em 1986 sintetizado por Garcia e Morshedi. O problema resultante utilizava modelos lineares, função custo quadrática e restrições representadas por desigualdades lineares. O QDMC é considerado a segunda geração de algoritmos MBPC que possibilitaram a inclusão de restrições dentro do problema de otimização de uma forma sistemática.

O avanço mais significativo das estratégias MBPC foi observado entre a segunda metade da década de 1980 e a segunda metade da década de 1990. Em 1985 Keyser e Van Cuawenberghe utilizaram modelos discretos e leis de controle simples calculadas analiticamente e de forma iterativa a cada intervalo de amostragem e propuseram o algoritmo preditivo adaptativo denominado *Extended Prediction Self Adaptive Control* (EPSAC). Em outro artigo de 1988, Keyser *et al.* avaliaram vários tipos de metodologias preditivas implementadas em esquemas de controle adaptativo. No final da década de 1980, engenheiros e pesquisadores da Shell desenvolveram o *Shell Multivariable Optimizing Controller* (SMOC), o primeiro pacote de software a utilizar modelos de espaço de estados para predição (Marquis e Broustail, 1998; Yousfi e Tournier, 1991).

Em relação ao critério utilizado para avaliar a função custo, Campo e Morari apresentaram em 1986 várias formulações utilizando normas 1, 2 e ∞. Em 1992 Soeterboek propõe o *Unified Predictive Controller* (UPC), uma tentativa de unificar, em uma só estrutura, múltiplas representações lineares do modelo de predição. Uma interpretação genérica das técnicas preditivas com modelos de espaço de estados foi apresentada por Lee *et al.* em 1994. Aplicações de técnicas preditivas utilizando o tratamento do modelo com técnicas robustas são descritos em: Zheng e Morari (1993); Kothare *et al.* (1996); e Oliveira *et al.* (2000). A utilização de modelos múltiplos é analisada em Giovanini *et al.* (2006) e Chow *et al.* (1995). Já a estratégia baseada em esquemas do tipo ganhos escalonados é descrita em Zhu *et al.* (1991).

No início do século XXI, aplicações MIMO de MBPC foram propostas em Pannocchia e Rawlings (2001) e Poulser *et al.* (2001). Em 2002, Kouvaritakis *et al.* apresentou um interessante trabalho onde são descritas ferramentas de otimizações diferentes da tradicional programação quadrática.

1.3. *Generalized Predictive Control* - GPC

Em 1987 Clarke *et al.*, tentando unificar os métodos preditivos disponíveis até então, apresentou aquele que é considerado um dos algoritmos MBPC mais popularmente utilizados em aplicações industriais: o Controle Preditivo Generalizado (*Generalized Predictive Controller* - GPC) (Clarke *et al.*, 1987a; Clarke e Zhang, 1987b). A ideia inicial de Clarke foi utilizar um modelo auto-regressivo do tipo *Controlled Auto-Regressive Integreted Moving Average* (CARIMA) de forma a propor um controlador com baixo custo computacional para ser utilizado em aplicações de controle adaptativo. De fato o GPC herdou o modelo CARIMA do Controlador de Variância Mínima Generalizado (GMV, *Generalized Minimum Variance Controller*) proposto anos antes (Clarke e Gawtrop, 1975; Clarke e Gawtrop, 1979), uma tentativa anterior de unificar algoritmos de controle adaptativo. O controlador GMV é baseado no algoritmo de Variância Mínima que foi apresentado, em linhas gerais, no início da década de 1970 por Wittenmark e Åström (1973). Na década de 1990 o controlador GMV passou por alterações em seu projeto original visando melhorar algumas de suas características para solucionar dificuldades encontradas em processos práticos (Coelho, 1991). Outra proposta de unificação de esquemas de controle adaptativo foi feita por Soeterboek *et al.* em 1990.

Durante a década de 1980, o GPC foi proposto em sua versão original que, apesar de conter as bases da metodologia MBPC, tinha algumas limitações. Dois problemas ainda tinham que ser resolvidos: a inclusão de restrições no problema de otimização e a melhoria da estabilidade de malha fechada tornando este algoritmo mais robusto. A importância da inclusão de restrições no GPC foi descrita por Tsang e Clarke em 1988. Em 1992, Kouvaritakis *et al.* e Mosca e Zhang publicaram artigos sobre a estabilidade do GPC. Em 1996, de Nicolao *et al.* apresentaram estratégias de melhoria da robustez com restrições sobre os sinais de saída. Em 1992, Kouvaritakis *et al.* propuseram restrições terminais para melhorar a estabilidade do MBPC.

Em um livro publicado pela primeira vez em 1999 e depois em 2004, Camacho e Borbons sintetizaram a versão multivariável do GPC com modelos de entrada/saída. Uma descrição detalhada do GPC utilizando modelo de espaço de estados pode ser encontrada em Ordys e Clarke (1993) e mais tarde em Salcedo *et al.* (2002). A descrição de uma formulação unificada do GPC e do controlador linear quadratico gaussiano (LQG, *Linear Quadratic Gaussian*) baseada em representações de espaço de estados de modelos ARMAX pode ser encontrada em Blachuta (1996). Uma formulação alternativa do GPC baseada em controle ótimo utilizando modelos de espaço de estados também pode ser encontrada em Bitmead *et al.* (1990). A viabilidade da utilização de modelos de espaço de estados em controladores preditivos foi objeto de estudo em outros trabalhos nas últimas duas décadas (Ricker, 1991; Rawlings e Muske, 1993; Rawlings, 2000; Maciejowski, 2002).

A análise de estabilidade de MBPC com restrições terminais incluídas na função custo como meio de garantia de estabilidade é analisada em (Mayne *et al.*, 2000; Mosca e Zhang, 1992; Clarke e Scattolini, 1991). Outros dois artigos dedicados à análise de estabilidade de controle ótimo e preditivo com restrições são descritos em Havlena e Kraus (1997) e Muske e Rawlings (1993). O GPC pode ser aplicado a uma ampla gama de sistemas, ou seja: a) de fase não-mínima; b) instáveis em malha aberta; c) com polos pouco amortecidos; d) com atraso de transporte desconhecido e variante. Sua robustez se deve principalmente à utilização de um esquema de predição de múltiplos passos e a estratégia de controle com horizonte retrocedente ou deslizante (*receding horizon control strategy*).

1.4. Estratégias de Controle Avançadas aplicadas à SEP

A aplicação de técnicas de controle avançadas no projeto de ESPs continua sendo o foco de pesquisas nos últimos anos. Dentre os inúmeros trabalhos disponíveis na literatura que trata do assunto, destacam-se relatos de estratégias de controle PID Fuzzy (Moutinho *et al.*, 2009; Hiyama *et al.*, 1994), controle adaptativo (Barreiros *et al.*, 1995; Moutinho *et al.*, 2008), controle preditivo (Moutinho *et al.*, 2012a), metodologias de controle robusto (Ramos, 2002; Ferreira, 2005; Hassan *et al.*, 2011), técnicas baseadas em otimização convexa com restrições descritas na forma de Desigualdades Matriciais Lineares (Kuiava et al, 2009), controle ótimo (Fernandez e Ledwich, 2010), e mais recentemente controle baseado em técnicas de otimização evolucionária (Wang *et al.*, 2009; Talaat *et al.*, 2010).

Em relação ao projeto de ESPs utilizando lógica fuzzy, algumas aplicações têm sido apresentadas principalmente a partir da segunda metade da década de 1990 como alternativas viáveis de controle em tempo real de sistemas de potência. Simulações numéricas (Hassan *et al.*, 1991; Hiyama *et al.*, 1994 e 1997; Barreiros *et al.*, 1995; Handschin *et al.*, 1996; Toliyat *et al.*, 1996; Da Costa Jr., 1999; Da Costa Jr. *et al.*, 2005; Barra *et al.*, 2005), testes em sistemas reais (Hassan e Malik, 1993; El-Metwally *et al.*, 1996; Hiyama *et al.*, 1999; Moutinho *et al.*, 2006; Moutinho *et al.*, 2008; Moutinho *et al.*, 2012a) e em simuladores digitais de tempo real (Hiyama, 1996) comprovam a eficiência destas técnicas. A combinação de técnicas de controle fuzzy com controle robusto (Lakshmi e Khan, 1998), adaptativo (Hoang e Tomsovic, 1996; El-Saady *et al.*, 1998; Dash *et al.*, 1998; Lu *et al.*, 2001) e redes neurais (Sharaf e Lie, 1994; Afzalian e Linkens, 2000; Barra, 2001) também é uma alternativa já reportada na literatura.

A utilização do paradigma fuzzy prescinde da existência de modelos matemáticos precisos do sistema a ser controlado, e só requer um modelo qualitativo que descreva em linhas gerais as relações de causa e efeito envolvendo os seus sinais de entrada e saída. Sistemas baseados em regras fuzzy são capazes de lidar com sistemas complexos utilizando um elevado nível de abstração originado de uma base de conhecimentos e experiência. Recentemente foram reportadas aplicações promissoras de utilização de sistemas fuzzy no controle de um protótipo de célula de energia renovável híbrida (Thounthong *et al.*, 2013) utilizando modelos de Takagi-Sugeno (TS), o que demonstra a versatilidade do paradigma fuzzy no controle desse tipo de processo industrial. Em Mendes *et al.* (2010) são reportados resultados obtidos com a utilização de técnicas de controle preditivo (GPC) com modelos de predição discretos fuzzy do tipo TS aplicadas ao controle de nível de líquido em esquema adaptativo. O resultados simulados apresentados evidenciam a viabilidade da utilização de modelos de predição não-lineares do tipo TS em conjunto com técnicas de controle preditivo do tipo GPC. Utilizando simulação numérica, Miranian e Rouzbehi (2013) identificaram o comportamento não-linear de cargas em SEPs com Redes de Modelos Locais (RMLs) e

Rouzbehi *et al*. (2013) propuseram a utilização de uma RML neuro-fuzzy para a identificação e o controle de conversores CC-CC do tipo *buck*.

Em se tratando da metodologia MBPC, algumas aplicações bem sucedidas foram reportadas a partir da segunda metade da década de 1980. O GMV foi utilizado por Fan *et al.* em 1990 e 1989 para o controle de sistemas multimáquinas e por Chandra *et al.* em 1991 para controle de excitação, com resultados experimentais obtidos em uma micromáquina. Uma versão multivariável do GMV aplicada ao controle de tensão e velocidade foi apresentada em Fan *et al.*, (1990). Em 1994, Zachariah propôs a utilização de controle adaptativo auto-ajustável aplicado ao controle de tensão e velocidade de um sistema de energia real e de escala reduzida. A metodologia de projeto da lei de controle foi GPC monovariável e multivariável. A implementação de controle suplementar com ESP para melhoria de estabilidade com o GMV foi apresentada em Lim e Hiyama, (1990) e Gu e Bollinger (1989) para o caso SISO (*Single-Input Single-Output*) e em Pahalawathatha *et al.* (1991a) para o caso MIMO. Em 2012a, Moutinho *et al.* utilizaram um esquema de controle adaptativo auto-ajustável monovariável para o controle de tensão de um gerador síncrono de 10kVA. A maioria das aplicações de técnicas MBPC em SEP reais utiliza modelos lineares em sua formulação.

A despeito de toda a atividade de pesquisa já devotada ao estudo e aplicação de técnicas de controle digital avançadas em sistemas elétricos, a maioria das instalações em operação no mundo prefere utilizar estruturas de controle convencionais com topologias simples do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) ou redes de avanço-atraso. Estes controladores de parâmetros fixos são sintonizados por tentativa e erro ou métodos heurísticos como o Ziegler and Nichols e suas variações.

1.5. Contribuições da Tese

A maioria dos trabalhos sobre aplicação de estratégias de controle avançadas publicados avalia a eficiência das técnicas propostas com base em simulação numérica realizada em computador ou simuladores digitais de tempo real. A implementação real de estruturas de controle projetadas com técnicas MBPC utilizando lógica fuzzy para modelar as características não-lineares do SEP é um tema ainda em processo de maturação e que precisa ser mais investigado e avaliado. Até onde o autor desta proposta pôde pesquisar na literatura científica que trata do assunto, foram encontrados poucos trabalhos experimentais investigando técnicas MBPC em sistemas de potência reais e de escala reduzida (Chandra *et* *al.* em 1991; Zachariah, 1994; Finch *et al.*, 1999; Moon *et al.*, 2003; Shaosheng e Yaonan, 2004; Moutinho, 2007; Naouar *et al.*, 2008; Xu *et al.*, 2009; Moutinho *et al.*, 2012a; Guzinski e Abu-Rub, 2013; Lin, *et al.*, 2014) e em sistemas de potência reais de escala comercial (Camacho e Berenguel, 1997).

De fato, é em ambiente de simulação computacional, que são encontradas a maioria das contribuições descrevendo os resultados obtidos com a utilização de técnicas MBPC em sistemas elétricos de potência, conforme se observa nas últimas três décadas (Gu e Bollinger, 1989; Lim e Hiyama, 1990; Pahalawathatha *et al.*, 1991a; Rovnak e Corlis, 1991; Hogg *et al.*, 1991; Rossiter *et al.*, 1991; Barreiros *et al.*, 1998; Prasad *et al.*, 1998a; Prasad *et al.*, 1998b; Da Costa Jr., 1999; Prasad *et al.*, 2000; Peng *et al.* 2002; Muñoz-Hernández e Jones, 2006; Wu e Malik, 2006; Liu e Chan, 2006; Venkat *et al.*, 2008; Zachariah *et al.*, 2009; Liu *et al.*, 2010; Sguarezi Filho, *et al.*, 2011; Moon e Lee, 2011; Yousuf *et al.*, 2011; Glavic *et al.*, 2011; Mohamed *et al.*, 2011; Hermans *et al.*, 2012; Morattab *et al.*, 2012; Li e Zhou, 2012; Kong *et al.*, 2012; Wu *et al.*, 2013; Roshany-Yamchi *et al.*, 2013; Qi *et al.*, 2013; Moradzadeh *et al.*, 2013; Shiroei *et al.*, 2013; Azad *et al.*, 2013).

Na Tabela 1.1 são apresentadas algumas das características de alguns trabalhos que descrevem aplicações de técnicas MBPC em SEP. Comparando o número de trabalhos com avaliação experimental com o número de trabalhos onde a avaliação da técnica de controle preditivo é realizada de forma simulada verifica-se que estudos experimentais detalhados para a avaliação de desempenho de técnicas MBPC, com modelos de predição lineares e não-lineares, em sistemas elétricos de potência reais e de escala reduzida é uma lacuna que ainda carece de preenchimento e abre perspectivas de projetos e inovações, fato evidenciado no gráfico apresentado na Figura 1.1 onde se compara o número de trabalhos onde a avaliação se dá por meio de simulação computacional e por avaliação em sistema de potência real.

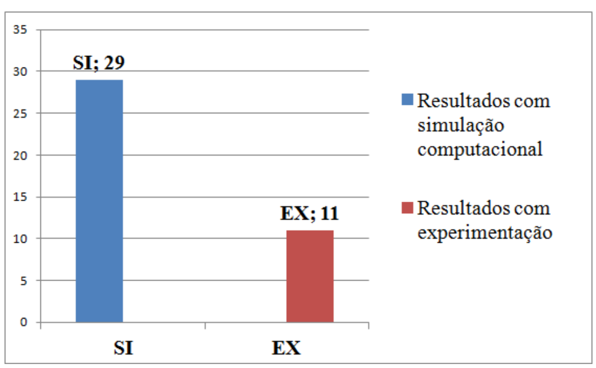


Figura 1.1 – Comparação entre trabalhos com aplicações MBPC em SEP que reportam os resultados da avaliação por simulação computacional e por avaliação experimental em sistema de potência real;

Tabela 1.1: Características de alguns dos trabalhos pesquisados que descrevem aplicações de técnicas MBPC aplicadas em sistemas elétricos de potência (RD – Modelo de Resposta ao Degrau; TT – Turbina Térmica; TF – Turbina Francis; NU – Não utilizado; IA – Técnica de Inteligência Artificial; SI – Avaliação por simulação computacional; EX - Avaliação experimental em sistema de potência real; ES - Modelo de Espaço de Estados; CE - Computação Evolucionária; GA - Algoritmos Genéticos; PSO – *Particle Swarm Optimization*; DFIG - *Doubly Fed Induction Generator*; MSIP - Motor síncrono de imã permanente; PQ – Programação Quadrática; *Predictive Current Control* – PCC; 2L-VSI - *Two Level Voltage-source Inverter;* IOFL - *Input-Output Feedback Linearization*; ExpARX - ARX Exponencial; IncARX - ARX incremental; RML – Rede de Modelos Locais; SM - Sistema Multimáquinas; GG - Grupo gerador; MSBI – Máquina síncrona conectada ao barramento infinito; HVDC – *High-Voltage Direct Current*; FK – Filtro de Kalman).

Autor	**Ano**	**Estratégia MBPC**	**Sistema estudado**	**Modelo de predição**	**IA**	**Avaliação**
Gu e Bollinger	1989	GMV adaptativo auto-ajustável	MSBI	ARX	NU	SI
Fan *et al.*	1990	GMV adaptativo auto-ajustável	SM - IEEE de 10 máquinas	ARMA	NU	SI
Lim e Hiyama	1990	GMV adaptativo auto-ajustável descentralizado	SM	ARX	NU	SI
Pahalawathatha *et al.*	1991a	GMV adaptativo auto-ajustável	MSBI	ARX MIMO	NU	SI
Chandra *et al.*	1991	GMV adaptativo auto-ajustável	GG – 3KVA	ARX	NU	EX
Rossiter *et al.*	1991	GPC MIMO	TT - 600 MW	RD MIMO	NU	SI
Rovnak e Corlis	1991	DMC	TT a óleo	RD MIMO	NU	SI
Hogg e El-Rabaie	1991	GPC adaptativo auto-ajustável	TT a carvão - 200MW	CARIMA MIMO (3x3)	NU	SI
Zachariah	1994	GPC adaptativo auto-ajustável	GG – 3KVA	CARIMA MIMO (2x2)	NU	EX
Camacho e Berenguel	1997	MBPC	Planta Solar	ES	NU	EX
Barreiros *et al.*	1998	GPC adaptativo auto-ajustável	MSBI e SM	CARMA SISO	NU	SI
Prasad *et al.*	1998b	Neural network MBPC	TT a óleo - 200MW	NNARX - Neural net ARX MIMO	NU	SI
Prasad *et al.*	1998a	GPC com restrições	TT a óleo - 200MW	RML - IncARX e CARIMA	NU	SI
Finch *et al.*	1999	GPC adaptativo auto-ajustável	GG – 3KVA	CARIMA	NU	EX
Da Costa Jr.	1999	GPC posicional sem restrições	MSBI	RML com ARX SISO	Lógica Fuzzy	SI
Prasad *et al.*	2000	*Constrained non-linear MPC* (NPMPC)	TT a óleo - 200MW	ES	NU	SI
Peng *et al.*	2002	Constrained Multivariable GPC-(ExpMPC)	TT a carvão - 600MW	ExpARX	NU	SI
Moon *et al.*	2003	MBPC com restrições	Protótipo de *driver* de MSIP - 750W	ES	NU	EX
Shaosheng e Yaonan	2004	MBPC com restrições	GG – 3KVA	ARX	Fuzzy	EX

Tabela 1.1: Continuação

Autor	Ano	Estratégia MBPC	SEP estudado	Modelo de predição	IA	Avaliação
Liu e Chan	2006	GPC neuro-fuzzy não-linear (NFGPC)	TT a vapor - 200MW	RML - Neuro-fuzzy	Neuro-fuzzy	SI
Muñoz-Hernández e Jones	2006	GPC MIMO com restrições	TF - 300MW	CARIMA MIMO	NU	SI
Wu e Malik	2006	GPC MIMO com restrições	SM com 5 turbinas a gás	ES MIMO	NU	SI
Venkat *et al.*	2008	MBPC distribuído	SM com 2 e 4 áreas	ES descentralizado	NU	SI
Naouar *et al.*	2008	PCC	Gerador síncrono de 0.8Kw	ES	NU	EX
Kouro *et al.*	2009	*Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC)	Conversor 2L-VSI	ES	NU	SI
Xu *et al.*	2009	PCC	1.5-kW DFIG	ES	NU	EX
Liu *et al.*	2010	Controle preditivo não-linear	TT a vapor	Neuro-fuzzy com RML e IOFL	Neuro-fuzzy	SI
Mon e Lee	2011	DMC	TT a óleo - 160MW	RD MIMO (3x3)	Fuzzy	SI
Yousuf *et al.*	2011	*Intelligent Predictive Controller* (iMPC)	MSBI	ES	CE, GA e PSO	SI
Glavic *et al.*	2011	*Receding-horizon Multi-step Optimization* (RHMSO)	SM - Nordic32	ES	NU	SI
Mohamed *et al.*,	2011	GPC Descentralizado	SM	ES	NU	SI
Sguarezi Filho, *et al.*	2011	MBPC com restrições	DFIG	ES	NU	SI
Hermans *et al.*	2012	*Decentralised* MPC (DMPC); *Feasible Cooperation Based* MPC (FC-MPC); *Stability Constrained Distributed* MPC (SC-DMPC)	SM com 4 áreas	ES MIMO	NU	SI
Morattab *et al.*	2012	*Model Predictive Coordinated Secondary Voltage Controller* (MPCSVC)	SM - New England (39 barras)	ES	NU	SI
Li e Zhou	2012	*Multi-Model Predictive Control* (MMPC) baseado em DMC	TT a vapor - 600MW	RD	NU	SI
Kong *et al.*	2012	MBPC com restrições resolvido com PQ	DFIG	ES	NU	SI
Moutinho *et al.*	2012a	GPC	GG – 10KVA	CARIMA	NU	EX
Guzinski e Abu-Rub	2013	MBPC com restrições	GG - 5.5-KW	ES	NU	EX
Azad *et al.*	2013	MPC	Retificador HVDC	ES + FK	NU	SI
Lin, *et al.*	2014	*Model-based predictive current control* - MBPCC	Motor Síncrono de imã permanente	ES	NU	EX

Também se observa que, principalmente nas últimas duas décadas, registra-se um considerável número de trabalhos que utilizam modelos de predição do tipo espaço de estados nas estratégias MBPC. Em aproximadamente 40% dos trabalhos analisados, as estratégias de controle preditivo propostas utilizam este tipo de modelo para representar a dinâmica do sistema analisado, conforme se constata no gráfico da Figura 1.2.

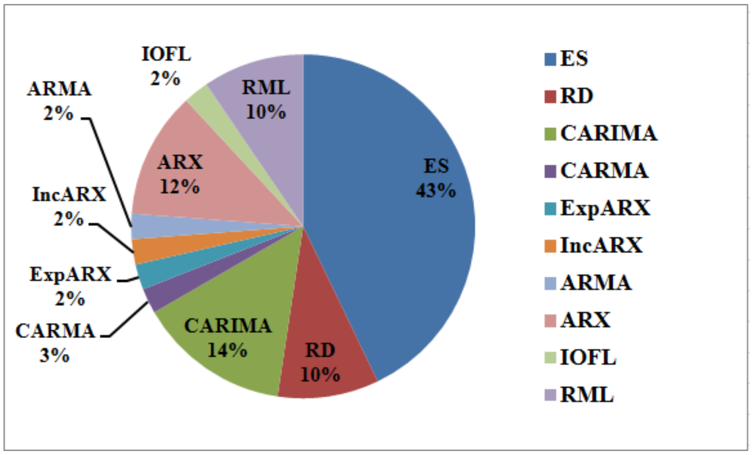


Figura 1.2 – Tipo de modelo matemático utilizado para predição na estratégia MBPC.

Considerando o contexto exposto acima, propõe-se nesta tese a avaliação de estratégias de controle digital baseadas em técnicas MBPC utilizando:

a) Os recursos de simulação disponíveis no ***PowerSim_PredC_Id***, o simulador computacional desenvolvido para avaliar técnicas de identificação e controle digital em sistemas elétricos de potência. Uma breve descrição deste simulador será apresentada no Capítulo 2. Na primeira etapa da avaliação das estratégias propostas, este simulador será utilizado para validar computacionalmente os algoritmos desenvolvidos e ajustar os parâmetros dos projetos das estruturas de controle;

b) Os recursos de um modelo de SEP real e de escala reduzida, disponível no Centro de Tecnologia da ELETROBRAS-ELETRONORTE (LACEN) localizado em Belém, Pará. Conforme descrito no Anexo B, este modelo está montado no Laboratório de Simulação da Dinâmica de Sistemas de Elétricos de Potência (LAD_POT). Com os recursos disponíveis no LAD_POT é possível avaliar e validar estratégias avançadas de controle, monitoração (Moutinho, 2009b; Moutinho, 2011a; Moutinho, 2011d; Moutinho, 2011e) e manutenção preditiva (Moutinho, 2011b; Moutinho, 2011c; Moutinho, 2012b; Moutinho, 2012c; Moutinho, 2012d) aplicadas às máquinas rotativas em operação na ELETROBRAS-ELETRONORTE.

O modelo real de SEP estudado é formado por um motor de corrente contínua acoplado a um gerador síncrono de polos salientes conectado a um sistema de potência de escala comercial por uma pequena linha de transmissão, conforme descrito no Anexo B. Este modelo será denominado Sistema de Geração de Escala Reduzida (SGER). Apesar de simples, o SGER exibe características dinâmicas representativas de sistemas elétricos de grande porte e pode ter alguns de seus parâmetros físicos alterados de forma controlada durante os ensaios. Com estes recursos, é possível avaliar a robustez das estratégias de controle propostas quando ocorrem variações nos parâmetros físicos do sistema como reatâncias das linhas de transmissão e inércia rotacional do gerador, dentre outros. Também é possível avaliar o comportamento dos controladores em diferentes condições operacionais.

Conforme descrito no Anexo B, será considerado que a cadeia de controle do SGER é formada por:

a) Um Regulador de Velocidade (RV);
b) Um Regulador Automático de Tensão (RAT);
c) Um ESP utilizado quando o SGER opera de forma interligada ao sistema comercial de geração de energia;

O RAT e o RV são controladores digitais com estrutura SISO. O projeto da lei de controle suplementar do ESP pode ser realizado de forma SISO, ou seja, sintetizando um sinal estabilizante que é então adicionado à malha de excitação do gerador síncrono ou de forma MIMO, sintetizando dois sinais estabilizantes um aplicado à malha de excitação de gerador e o outro aplicado à malha de regulação de velocidade. Trabalhos anteriores já demonstraram que a utilização de estratégias de controle digital MIMO em sistemas de potência do tipo máquina síncrona conectada ao barramento infinito (Pahalawathatha *et al.*, 1991; Zachariah *et al.*, 2009) e em sistemas multimáquinas (Cheng *et al.*, 1986; Morioka *et al.*, 1994; Wu e Malik, 2006) são viáveis sob o ponto de vista operacional já que, podem ser obtidas melhorias de desempenho e estabilidade quando se consideram estas estratégias.

Para fins de avaliação comparativa de desempenho, as estratégias de controle propostas serão implementadas utilizando dois esquemas de funcionamento:

1) Digital não-adaptativo a parâmetros fixos com modelos lineares do tipo espaço de estados ou função de transferência;
2) Com supervisão Fuzzy e modelo não-linear do tipo RML ou RCL;

O esquema de controle não-adaptativo a parâmetros fixos utiliza duas técnicas de projeto: a) GPC em suas formulações monovariável e multivariável (Camacho e Bordons, 2004); e b) Controle por alocação radial de polos com realimentação da saída em formulação monovariável e multivariável.

O esquema de controle baseado em supervisão fuzzy tem duas formulações:

a) A primeira utiliza uma Rede de Modelos Locais (RML) (Hunt e Johansen, 1997), que é uma estrutura não-linear formada por modelos dinâmicos lineares identificados em vários pontos de operação do sistema. Com base em um conjunto de regras fuzzy, o modelo linear do sistema de potência em uma condição operacional arbitrária é estimado em tempo real usando um sistema fuzzy do tipo Takagi-Sugeno (Wang, 1997), que funciona como um supervisor. Utilizando este modelo estimado, um controlador é então projetado com os métodos GPC ou alocação radial de polos, em suas versões SISO ou MIMO;
b) A segunda utiliza uma Rede de Controladores Locais (RCL), estrutura não-linear formada por controladores projetados com as técnicas GPC ou alocação radial de polos em suas versões SISO ou MIMO e sintonizados em vários pontos de operação do sistema. Com base em um conjunto de regras fuzzy, um controlador linear é sintetizado em uma condição operacional arbitrária utilizando um sistema fuzzy do tipo Takagi-Sugeno que funciona como um supervisor.

As principais contribuições desta tese de doutorado são:

1) Projetar e avaliar, por meio de simulação computacional, estratégias de controle baseadas em lógica fuzzy com modelo não-linear do tipo RML em suas formulações SISO e MIMO com técnica de projeto da lei de controle do tipo alocação radial de polos;
2) Projetar e avaliar, por meio de simulação computacional, estratégias de controle baseadas em lógica fuzzy com modelo não-linear do tipo RCL em suas formulações SISO e MIMO com técnica de projeto da lei de controle do tipo alocação radial de polos;
3) Projetar e avaliar, por meio de simulação computacional, estratégias de controle baseadas em lógica fuzzy com modelo não-linear do tipo RML em suas formulações SISO e MIMO com técnica de projeto da lei de controle do tipo GPC;
4) Projetar e avaliar, por meio de simulação computacional, estratégias de controle baseadas em lógica fuzzy com modelo não-linear do tipo RCL em suas formulações SISO e MIMO com técnica de projeto da lei de controle do tipo GPC;
5) Projetar e avaliar, por simulação computacional e experimentalmente, estratégias de controle de velocidade de um motor CC utilizando técnica de controle preditivo do

tipo: a) GPC incremental; b) *Discrete-time Model Preditive Control* (MPC), conforme descrito em Wang (2009); e c) GPC formulado como um problema do tipo *Linear Quadratic Gaussian* (LQG) (Åström e Wittenmark, 1998), conforme descrito em Bitmead *et al.* (1990).

Na Tabela 1.2 são resumidas as estratégias de controle a serem avaliadas para o caso da formulação SISO. Na Tabela 1.3 são apresentadas as estratégias propostas para o caso MIMO. O desempenho destas estratégias será investigado de duas formas:

a) Por meio de simulações computacionais utilizando um sistema de potência do tipo máquina síncrona conectada ao barramento infinito e um sistema multimáquinas formado por duas áreas de geração;
b) Utilizando os recursos disponíveis no SGER do LAD_POT;

Tabela 1.2: Estratégias de controle SISO propostas. '**C**' representa a estrutura de controle utilizada na avaliação da estratégia: $\mathbf{C} \in [\text{'}RAT\text{'}, \text{'}RPV\text{'}, \text{'}ESP\text{'}]$

ID	SIGLA_Estratégia	Descrição
1	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_AP\_SISO}}$	Digital Fixo por Alocação de Polos SISO.
2	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_GPC\_SISO}}$	Digital Fixo com estratégia GPC SISO.
3	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_LQG\_SISO}}$	Digital Fixo com estratégia GPC SISO formulada como um problema LQG.
4	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_MPC\_SISO}}$	Digital Fixo com estratégia MPC SISO.

Tabela 1.3: Estratégias de controle MIMO propostas.

ID	SIGLA_Estratégia	Descrição
5	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_AP\_MIMO}}$	Digital Fixo por Alocação de Polos MIMO.
6	$\mathbf{C}_{\mathbf{F\_GPC\_MIMO}}$	Digital Fixo com estratégia GPC MIMO.
7	$\mathbf{C}_{\mathbf{RML\_AP\_MIMO}}$	Alocação de Polos com modelo não-linear RML MIMO.
8	$\mathbf{C}_{\mathbf{RCL\_AP\_MIMO}}$	Alocação de Polos com modelo não-linear RCL MIMO.
9	$\mathbf{C}_{\mathbf{RML\_\ GPC\_MIMO}}$	GPC com modelo não-linear RML MIMO.
10	$\mathbf{C}_{\mathbf{RCL\_GPC\_MIMO}}$	GPC com modelo não-linear RCL MIMO.

Conforme descrito na literatura técnica, a avaliação de metodologias de controle digital avançado em SEP é um assunto que já foi explorado em muitos trabalhos. Na abordagem tradicionalmente utilizada, é considerado um modelo matemático conhecido para a máquina síncrona, emulado por meio de simulação computacional. Neste modelo, algumas manipulações algébricas como a transformada de Park e suas variações são utilizadas pra criar *frames* de referência adequados para a modelagem matemática dos fenômenos eletromagnéticos envolvidos no funcionamento do gerador.

Neste contexto, uma das principais contribuições deste trabalho é de natureza prática já que a avaliação de uma parte das estratégias avançadas de controle digital preditivo propostas será realizada por meio de testes em um sistema de potência real e de escala reduzida. O autor também considera que o simulador computacional desenvolvido, o ***PowerSim_PredC_Id***, foi de fundamental importância na primeira etapa deste trabalho, onde a avaliação dessas estratégias foi realizada por meio de simulações computacionais que possibilitaram a validação e os ajustes nos parâmetros dos projetos antes da implementação prática final no SEP real. Com os resultados práticos da investigação proposta espera-se estimular a implantação de técnicas avançadas de controladores que seguem o paradigma MBPC em sistemas elétricos de potência de grande porte.

1.6. Organização da tese

Os capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte forma:

- Capítulo 2 - Apresenta uma parte da teoria de dinâmica e controle de sistemas de potência que trata de problemas de estabilidade eletromecânica. Será descrito também o funcionamento do ***PowerSim_PredC_Id***, o simulador de sistema de potência desenvolvido neste trabalho para avaliar computacionalmente as estratégias de controle propostas;
- Capítulo 3 – Descreve, de forma sucinta, as técnicas de identificação e controle digital utilizadas. A caracterização da RML e da RCL, as duas estruturas não-lineares a serem utilizadas nas estratégias de controle baseadas em lógica fuzzy, também é descrita;
- Capítulo 4 – Apresenta os resultados da avaliação, por meio de simulação computacional, de uma parte das estratégias de controle propostas aplicadas ao projeto de ESPs. O sistema de potência considerado é formado por uma máquina síncrona conectada ao barramento infinito;
- Capítulo 5 – Descreve os resultados da avaliação, por meio de simulação computacional, das estratégias de controle preditivo $C_{F\_GPC\_MIMO}$, $C_{F\_GPC\_SISO}$ e $C_{RCL\_GPC\_MIMO}$ aplicadas ao projeto de ESPs implantados em um sistema de potência multimáquinas com duas áreas de geração;
- Capítulo 6 – Apresenta os resultados da avaliação, por meio de testes em um sistema de potência real, da estratégia de controle preditivo $C_{F\_GPC\_SISO}$. Serão utilizados os recursos do SGER descrito no Anexo B para avaliar experimentalmente o Regulador Preditivo de Velocidade (RPV) proposto;
- Capítulo 7 – Apresenta duas formulações alternativas para o projeto do RPV com modelo de espaço de estados do tipo $C_{F\_LQG\_SISO}$ e $C_{F\_MPC\_SISO}$. Também é apresentada

a formulação do controlador preditivo contemplando as restrições sobre a taxa de variação do sinal de controle;

- Capítulo 8 – Trata das conclusões e perspectivas para trabalhos futuros.

Os anexos da tese estão organizados da seguinte forma:

- Anexo A - Apresenta uma parte da teoria da simulação dinâmica de sistemas de potência e os modelos matemáticos utilizados no ***PowerSim_PredC_Id***;
- Anexo B – Descreve as características do SGER, o sistema de potência real onde uma parte das estratégias de controle propostas serão experimentalmente avaliadas;
- Anexo C - Dados do sistema máquina síncrona – barramento infinito;
- Anexo D - Dados do sistema multimáquinas;
- Anexo E - Dados dos sistemas de controle e turbina;
- Anexo F - Modos dinâmicos da RML MIMO identificada com os recursos do ***PowerSim_PredC_Id*** e utilizada na estratégia de controle $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, descrita no Capítulo 4;
- Anexo G - Modos dinâmicos da RML MIMO identificada com os recursos do ***PowerSim_PredC_Id*** utilizada na estratégia de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$, descrita no Capítulo 4;
- Anexo H - Parâmetros de projeto da RCL utilizada no projeto da estratégia de controle $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;
- Anexo I - Parâmetros de projeto da RCL utilizada no projeto da estratégia de controle $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;
- Anexo J – Coeficientes A_i e B_i do modelo ARX331 MIMO conforme estimativa da RML utilizada no $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ e no $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, descritos no Capítulo 4;
- Anexo K – Coeficientes A_i e B_i do modelo CARMA MIMO 331 estimados pela RML utilizada no $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ e no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, descritos no Capítulo 4;
- Anexo L – Comportamento gráfico dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ e $\tilde{G}_i$ conforme estimativa do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;
- Anexo M – Comportamento gráfico dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), conforme estimativa do $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;
- Anexo N – Comportamento gráfico dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ e $\tilde{G}_i$ conforme estimativa do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;

- Anexo O – Comportamento gráfico dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), conforme estimativa do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, descrito no Capítulo 4;

2. Dinâmica e Controle de Sistemas Elétricos de Potência

2.1 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência

A interligação entre sistemas de geração localizados distantes um dos outros por meio de linhas de transmissão é uma alternativa normalmente utilizada para maximizar a eficiência do parque gerador existente e suprir de forma eficiente e segura a demanda de energia elétrica para os grandes centros industriais e urbanos de um país ou bloco de países. Este procedimento, no entanto, é problemático sob o ponto de vista da operacionalização e controle do SEP, pois aumenta a complexidade e o torna susceptível a perturbações eletromecânicas mal-condicionadas, em pequena ou larga escala, que limitam suas margens de estabilidade.

O estudo de problemas de amortecimento das oscilações de natureza eletromecânica em sistemas elétricos passou a ser definido como estabilidade angular do rotor. Como os distúrbios a que um sistema de potência está sujeito são variados, é comum classificar problemas de estabilidade angular em duas categorias: a) Estabilidade Transitória; b) Estabilidade a pequenas perturbações (Kundur, 1994)

À medida que os sistemas elétricos isolados passaram a se interligar e operar de forma conjunta os problemas de oscilação de baixa frequência passaram a ser mais frequentes. Nas últimas décadas, a inclusão dos Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESP) nos sistemas de excitação das máquinas síncronas de grandes sistemas elétricos de potência tornou-se bastante comum, pois estes estabilizadores possuem a capacidade de aumentar as margens de estabilidade dinâmica e, consequentemente, proporcionar uma operação mais segura e confiável.

O objetivo deste capítulo é apresentar alguns conceitos relacionados ao estudo de problemas de estabilidade em sistemas elétricos de potência interligados. Será descrita a forma convenciona de projeto do Estabilizador de Sistemas de Potência, o equipamento utilizado para aumentar o amortecimento de oscilações de natureza eletromecânica e aumentar a estabilidade do sistema elétrico onde o mesmo é utilizado.

2.2 Estabilizador de Sistemas de Potência

As oscilações eletromecânicas são inevitáveis pois estão relacionadas à natureza física dos sistemas elétricos de potência. Os seus efeitos prejudiciais podem ser minimizados com a utilização de sistemas de controle automático projetados para amortecê-las. Este amortecimento extra pode ser criado com o ESP que, em sua concepção tradicional, tem a finalidade de gerar um sinal estabilizante através da modulação da tensão de excitação dos geradores (DeMello e Concordia, 1969; Larsen e Swann, 1981).

O projeto de um ESP tradicionalmente é realizado com base em modelos linearizados do SEP. A avaliação de desempenho normalmente é realizada por meio de simulações numéricas de modelos não-lineares. Um modelo linear muito utilizado em problemas de estabilidade é denominado modelo de Heffron e Phillips (1952), uma das primeiras representações matemáticas utilizadas para descrever um sistema de potência que é apresentada no artigo clássico de DeMello e Concórdia (1969). O modelo representa um sistema elétrico linearizado formado por um equivalente dinâmico de uma máquina geradora conectada, através de uma linha de transmissão, a um barramento infinito, considerado um sistema de grande porte e representado por uma fonte de tensão e frequência constante, conforme apresentado na Figura 2.1. O conjunto de constantes K_1 a K_6 variam dependendo do ponto de operação. Por se tratar de um modelo linearizado, sua validade é restrita a uma pequena região em torno do ponto de operação para o qual foi calculado (Kundur, 1994).

A função do ESP é introduzir uma componente de torque elétrico que atua diretamente no eixo do gerador de forma a atenuar as oscilações do rotor. Conforme apresentado na Figura 2.2, uma forma de alcançar este objetivo é compensar, de forma parcial, a dinâmica existente entre a entrada do sistema de excitação e a componente de torque elétrico que será introduzida através do controle de excitação. Esta dinâmica é representada pela função de transferência $GEP(s)$. Esta função de transferência depende dos parâmetros da máquina síncrona e seus controladores, assim como do ponto de operação do sistema de potência (Larsen e Swann, 1981).

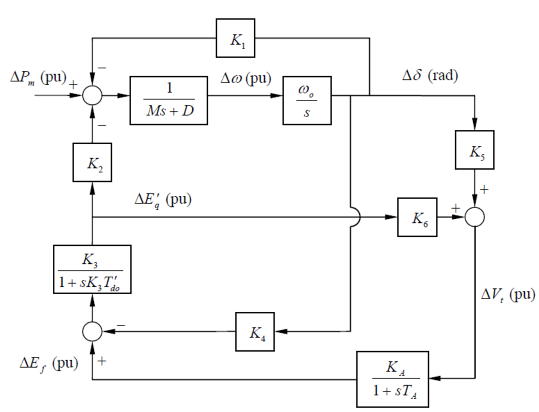


Figura 2.1 - Diagrama de blocos do modelo de Heffron-Phillips.

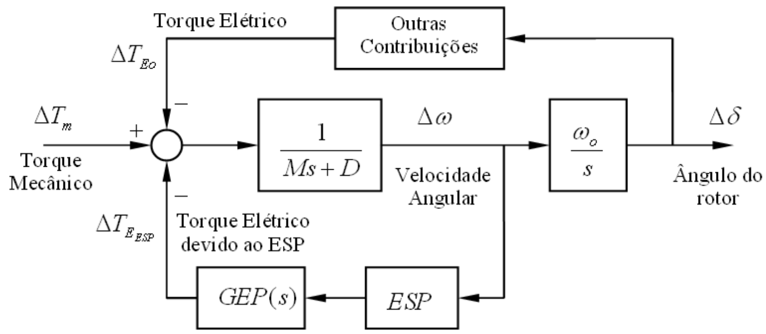


Figura 2.2 - Diagrama de blocos para o ESP utilizando o desvio de velocidade do rotor como sinal de entrada.

Os três sinais que normalmente podem ser utilizados como entrada do ESP são: o desvio de velocidade do eixo rotor, a potência elétrica e o desvio de frequência. Dependendo da aplicação específica, um destes três sinais é considerado mais adequado (Larsen e Swann, 1981; Kundur, 1994).

Quando se utiliza o desvio de velocidade como sinal de entrada, como mostrado na Figura 2.2, a rede *lead-lag* utilizada para implementar o ESP é normalmente formada por dois blocos de 1ª ordem especificados para produzir a compensação de fase desejada para compensar a variação de fase existente entre a entrada da excitatriz e o torque elétrico no eixo do gerador. Neste caso, a função de transferência do ESP pode ser definida como:

$$ESP(s) = \overbrace{K_{ESP}}^{\textbf{Ganho}} \underbrace{\frac{T_w s}{1+T_w s}}_{\text{Filtro } washout} \overbrace{\left(\frac{(1+T_1 s)}{(1+T_2 s)} \frac{(1+T_3 s)}{(1+T_4 s)} \right)}^{\text{Rede } lead\text{-}lag} \underbrace{FPB(s)}_{\text{Filtro passa-baixas}} . \qquad (2.1)$$

Um filtro do tipo *washout* é utilizado para diminuir a influência que variações permanentes de velocidade exercem sobre a tensão terminal. No caso de hidrogeradores, também é recomendada a inclusão de filtros passa-baixas para reduzir o nível de ruído na malha de estabilização e minimizar a interação com modos oscilatórios torsionais. O ganho K_{ESP} determina o valor de amortecimento introduzido no sistema. Este amortecimento extra, idealmente, deve afetar os modos eletromecânicos de oscilação que atuam em todas as condições operacionais. Ocorre que, o ganho de $GEP(s)$ varia significativamente para as diferentes condições de operação do sistema. Por se tratar de um sistema com características não-lineares, nem sempre é possível conseguir um desempenho ótimo em todas as condições operacionais com ESPs projetados com base em modelos linearizados. O diagrama de blocos equivalente para o ESP convencional descrito pela Equação (2.1) é apresentado na Figura 2.3. Em condições transitórias logo após perturbações de grande impacto, a ação estabilizante pode até chegar a deteriorar o desempenho transitório. Para reduzir este efeito, são utilizados limitadores do sinal estabilizador.

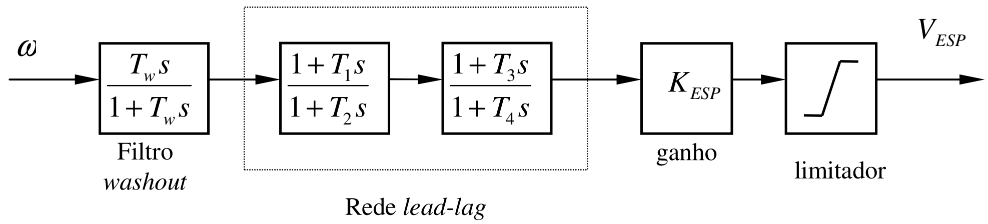


Figura 2.3 - Diagrama de blocos do ESP projetado com redes *lead-lag*.

Nesta tese, para o caso dos ESPs MIMO propostos, serão utilizados o desvio de velocidade e o desvio de potência elétrica ativa como sinais de entrada. Para o caso das estratégias SISO, será utilizado somente o sinal de desvio de potência elétrica ativa como sinal de entrada do ESP. Todos os ESPs convencionais projetados utilizarão o sinal de velocidade como entrada e serão implementados de acordo com a Eq. (2.1).

2.3 Simulação da Dinâmica de Sistemas Elétricos de Potência

A simulação dinâmica de um sistema elétrico de potência pode ser interpretada como um problema algébrico-diferencial de valor inicial expresso genericamente da seguinte forma (Kundur, 1999):

$$\dot{x} = f(x, z) \tag{2.2}$$

$$0 = g(x, z) \tag{2.3}$$

onde:

f é a função vetorial que define as equações diferenciais

g é a função vetorial que define as equações algébricas

x é o vetor das variáveis de estado

z é o vetor de variáveis das equações algébricas

O conjunto de equações diferencias descrito na Eq. (2.2) é associado aos rotores das máquinas síncronas (geradores) e seus controladores, dispositivos FACTS e cargas dinâmicas (motores de indução, etc.).

Já o conjunto de equações algébricas não-lineares da Eq. (2.3) inclui:

- As equações da rede de transmissão

$$\mathbf{I} = \mathbf{YV} \tag{2.4}$$

onde:

$\mathbf{I}$ são as injeções de correntes nas barras

$\mathbf{V}$ são as tensões nas barras

$\mathbf{Y}$ é a matriz de admitâncias

- As equações de conexão de componentes como geradores, motores de indução e compensadores estáticos de reativo à rede de transmissão;
- As equações que descrevem as conexões de cargas, quando estas são representadas por modelos estáticos, à rede de transmissão;

Na Figura 2.4 é apresentado o diagrama de blocos que exemplifica como o sistema de equações 2.2 e 2.3 pode ser utilizado nas simulações da dinâmica de sistemas elétricos de potência. Neste diagrama é descrito, de forma simplificada, as relações entre as equações que descrevem uma única máquina síncrona sem se considerar os efeitos transitórios associados a este equipamento. A descrição das variáveis que aparecem na figura será apresentado no Anexo A.

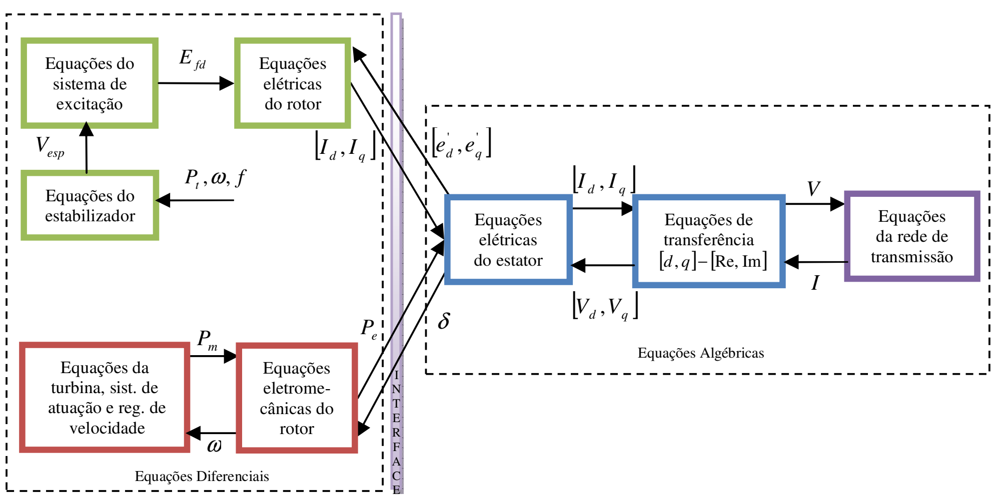


Figura 2.4 – Diagrama de blocos com a estrutura de equações utilizada nas simulações da dinâmica de sistemas elétricos de potência.

2.4 Descrição do Simulador Desenvolvido

A avaliação numérica de uma parte das estratégias de controle propostas neste trabalho foi realizada por meio de simulação computacional. Foi desenvolvido um simulador em linguagem Matlab/Simulink® (Mathworks, 1998) para avaliar dinamicamente o comportamento das estruturas de controle propostas quando o sistema de potência é submetido a contingências operacionais comumente observadas durante sua operação. Nestas simulações, o sistema de potência é representado pelas relações não-lineares apresentadas no Anexo A. Algumas das rotinas utilizadas no simulador desenvolvido nesta tese foram baseadas em trabalhos anteriores de simulação dinâmica de sistemas elétricos de potência (Ferreira *et al.*, 2003).

Na Tabela 2.1 são apresentadas as principais características do ***Simulador de Sistemas de Potência com Técnicas de Controle Preditivo baseado em Modelos Paramétricos*** (***PowerSim_PredC_Id***) que foi desenvolvido. Nas Tabelas 2.2, 2.3 e 2.4 são apresentadas as técnicas de controle, os tipos de faltas, e as técnicas de identificação paramétrica disponíveis no simulador. Maiores detalhes sobre estas técnicas de controle e identificação serão apresentadas no Capítulo 3. O simulador desenvolvido permite a utilização de diversas técnicas de controle digital e de identificação paramétrica recursiva e não-recursiva. Estas funcionalidades são implementadas por meio de *s-functions* (funções que podem ser executadas dentro do ambiente Simulink® para simular o comportamento de sistemas lineares e não-lineares)

Apesar de existirem programas de simulação de sistemas elétricos comerciais amplamente utilizados pelas empresas do setor elétrico nacional nos seus estudos de estabilidade, estes possuem limitações quanto à estrutura dos sistemas de controle utilizados que normalmente só contemplam modelos analógicos tradicionais. Até o momento da elaboração deste trabalho, não foi encontrado disponível comercialmente um simulador com as características apresentadas.

Tabela 2.1 – Características gerais do ***PowerSim_PredC_Id***

ID	Característica	Descrição
1	Linguagem Programação Matlab/Simulink®	Utiliza os recursos de simulação do Matlab. Novos componentes podem ser adicionados utilizando *s-functions*.
2	Simulação de sistemas multimáquinas	Utiliza formulação de análise modal para simular o comportamento de sistemas formados por vários geradores síncronos ligados em rede.
3	Simulação de faltas	O simulador permita a aplicação de faltas ao sistema elétrico para avaliar o comportamento das estruturas de controle utilizadas.
5	Projeto de sistemas de controle preditivo baseado em modelos	Permite desenvolver sistemas de controle com técnica de controle preditivo generalizado (GPC) mono e multivariável utilizando variáveis da malha de tensão e de velocidade.
6	Projeto de sistema de controle utilizando técnica de alocação de polos	Permite desenvolver sistemas de controle com técnica de alocação de polos mono e multivariável utilizando variáveis da malha de tensão e de velocidade. Esta técnica pode ser utilizada para fins de comparação com a técnica de controle preditivo baseada em modelos.
7	Fluxo de carga	A avaliação das condições da rede elétrica bem como dos demais componentes simulados é realizada por meio da análise do fluxo de carga que é determinado antes de cada simulação no ambiente Matlab/Simulink®.
8	Identificador paramétrico	Recursos de identificação paramétrica (recursiva e *off-line*) permitem identificar modelos paramétricos adequados para a aplicação de técnicas de controle baseadas em modelos.
9	Projeto de sistemas de controle adaptativo auto-ajustável indireto	Utilizando as técnicas de controle e identificação recursiva e em lote periódica é possível simular o comportamento de esquemas de controle clássicos do tipo auto-ajustável indireto com base nas estratégias de controle GPC e alocação de polos.
10	Projeto de sistemas de controle não-linear baseado em supervisão fuzzy	Este recurso permite o projeto de sistemas de controle não-linear utilizando técnicas de modelagem do tipo RML para descrever o comportamento não-linear global do SEP. Também é possível desenvolver controladores utilizando estruturas do tipo RCL em esquema análogo ao de ganhos programáveis.
11	Projeto de sistemas de controle contínuo convencional baseado em rede de avanço e atraso	Esta técnica de projeto permite o desenvolvimento de modelos de controladores do tipo avanço-atraso (*lead-lag*), utilizados para fins de comparação com a técnica de controle preditivo baseada em modelos.
12	Diferentes níveis de complexidade para a representação de geradores síncronos	Dois modelos 4 e 5 de Arrilaga (1983) podem ser utilizados para representar de forma simplificada o comportamento não-linear dos geradores síncronos.

Tabela 2.2 – Técnicas de controle disponíveis no ***PowerSim_PredC_Id***

ID	Sigla daTécnica	Descrição
1	LL	Rede de avanço-atraso (*lead-lag*) com ajuste baseado em modelo.
2	GPC_SISO	Controle digital fixo com técnica GPC monovariável.
3	GPC_MIMO	Controle digital fixo com técnica GPC multivariável.
4	AP_SISO	Controle digital fixo por alocação de polos monovariável.
5	AP_MIMO	Controle digital fixo por alocação de polos multivariável.
6	GPC_ADP_SISO	Controle adaptativo auto-ajustável com técnica GPC monovariável.
7	GPC_ADP_MIMO	Controle adaptativo auto-ajustável com técnica GPC multivariável.
8	AP_ADP_SISO	Controle por alocação de polos adaptativo auto-ajustável monovariável.
9	AP_ADP_MIMO	Controle por alocação de polos adaptativo auto-ajustável multivariável.
10	GPC_RCL_SISO	Controle GPC adaptativo com modelo fuzzy do tipo RCL monovariável.
11	GPC_RCL_MIMO	Controle GPC adaptativo com modelo fuzzy do tipo RCL multivariável.
12	GPC_RML_SISO	Controle GPC adaptativo com modelo de predição fuzzy do tipo RML monovariável.
13	GPC_RML_MIMO	Controle GPC adaptativo com modelo de predição fuzzy do tipo RML multivariável.
14	AP_RCL_SISO	Controle por alocação de polos adaptativo com modelo fuzzy do tipo RCL monovariável.
15	AP_RCL_MIMO	Controle por alocação de polos adaptativo com modelo fuzzy do tipo RCL multivariável.
16	AP_RML_SISO	Controle por alocação de polos adaptativo com modelo de predição fuzzy do tipo RML monovariável.
17	AP_RML_MIMO	Controle por alocação de polos adaptativo com modelo de predição fuzzy do tipo RML multivariável.

Tabela 2.3 - Faltas Simuladas no ***PowerSim_PredC_Id***

ID	Tipo
1	Perda de circuito de linha de transmissão dupla.
2	Curto-circuito 3ϕ em barras.
3	Rejeição de carga em barras.
4	Curto-circuito 3ϕ no meio de linha dupla com perda de circuito.
5	Variação do tipo degrau nas malhas de velocidade e de tensão.

Tabela 2.4 – Técnicas de identificação paramétrica disponíveis no ***PowerSim_PredC_Id***

ID	Sigla daTécnica	Descrição
1	ID_MQ_SISO	Estimador de mínimos quadrados monovariável em batelada.
2	ID_MQ_MIMO	Estimador de mínimos quadrados multivariável em batelada.
3	ID_MQR_SISO	Estimador de mínimos quadrados recursivo monovariável .
4	ID_MQR_MIMO	Estimador de mínimos quadrados recursivo multivariável .
5	ID_MQLP_SISO	Estimador de mínimos quadrados monovariável em lote periódico.
6	ID_MQLP_MIMO	Estimador de mínimos quadrados multivariável em lote periódico.

2.5 - Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados alguns dos fundamentos teóricos da teoria de estabilidade eletromecânica de sistemas de potência. Foi descrito o funcionamento do ***PowerSim_PredC_Id***, o simulador de sistemas de potência utilizado para avaliar o desempenho das estratégias de controle propostas nesta tese. No próximo capítulo, serão descritas as técnicas de identificação e controle digital utilizadas para implementar estas estratégias.

3 Teoria de Identificação de Sistemas, Controle Adaptativo e Controle Fuzzy.

3.1 Introdução

Ao longo da sua operação as unidades de geração de um SEP interligado estão normalmente sujeitas a uma série de perturbações tais como: pequenas mudanças no perfil de carga, mudanças bruscas na demanda, alterações nos *taps* de transformadores e eventuais contingências de grande impacto como descargas atmosféricas e curto-circuitos, que podem provocar alterações significativas na estrutura do sistema de transmissão. Controladores tradicionalmente projetados com base em teorias de controle clássicas têm dificuldades em manter o mesmo nível de desempenho em todas as condições operacionais possíveis em um SEP. Por se tratar de um sistema não-linear com parâmetros variáveis ao longo do tempo, é interessante avaliar o comportamento de estratégias de controle digital avançadas em SEP.

A implementação de técnicas de controle digital avançadas normalmente requer a utilização de sistemas microprocessados com capacidade determinística de operação em tempo real. Durante as décadas de 1970 e 1980 o desenvolvimento da eletrônica digital possibilitou o aumento da capacidade de processamento e armazenamento de dados de dispositivos digitais microprocessados e ampliou o horizonte de possibilidades de projeto de sistemas de controle automáticos, tradicionalmente implementados através de sistemas analógicos. Um novo ramo da engenharia de controle, o controle digital foi desenvolvido e rapidamente difundido nos mais variados ambientes industriais (Åström e Wittenmark, 1998).

A identificação de um modelo matemático simplificado do sistema a ser controlado é a primeira etapa do projeto de um controlador digital. O modelo deve ser complexo o suficiente para explicar de forma adequada a dinâmica do processo na faixa de frequência de interesse. Ele também deve ser simples o suficiente para não levar em consideração modos dinâmicos de alta frequência que exigiriam o projeto de um controlador de complexidade elevada capaz de levar o sistema de malha fechada para a instabilidade. A segunda etapa consiste em determinar as especificações de desempenho desejadas. A última etapa do projeto consiste na escolha do tipo de controlador capaz de atender as especificações do projeto.

O objetivo deste capítulo é apresentar as técnicas de identificação paramétrica recursiva e de projeto de controladores digitais utilizadas nesta tese. Os principais esquemas de controle adaptativo também serão descritos. Por fim, serão apresentadas as estruturas matemáticas utilizadas para representar o comportamento não-linear do sistema de potência estudado neste trabalho. Com estas estruturas, conhecidas como Rede de Modelos Locais (RML) e Rede de

Controladores Locais (RCL), um modelo ou um controlador global podem ser formulados para um ponto de operação qualquer por meio de uma interpolação de um conjunto de modelos ou controladores definidos em pontos de operação específicos.

3.2 – Identificação de Sistemas

3.2.1 – Considerações Gerais

Para o projeto dos ESPs digitais propostos neste trabalho um modelo matemático linear simplificado é utilizado para descrever o comportamento da malha de excitação do gerador síncrono. Existem duas formas de obter modelos matemáticos de sistemas reais: através da dedução das leis físicas que regem o comportamento do sistema ou através da análise de dados experimentais de entrada e saída do processo. O primeiro método exige um conhecimento das leis da física do processo e geralmente resulta em modelos mais realistas, porém, muito complicados. O segundo método resulta em modelos simplificados adequados ao objetivo deste trabalho. O método consiste em um conjunto de procedimentos empíricos e é conhecido na literatura como Identificação de Sistemas (Aguirre, 2004).

Considere que o processo em questão é descrito por um modelo linear representado matematicamente pela seguinte estrutura discreta, conhecida na literatura como modelo Auto Regressivo com Entradas Externas (ARX):

$$y(k)+a_1y(k-1)+\ldots+a_{n_a}y(k-n_a)=b_0u(k-d)+b_1u(k-1-d)+\ldots+b_{n_b}u(k-d-n_b) \tag{3.1}$$

onde $y(t)$ e $u(t)$ são, respectivamente, os valores dos sinais de saída e entrada da planta, no instante discreto k, um múltiplo inteiro do intervalo de amostragem T_s e $d \geq 1$ é o atraso de transporte da entrada para a saída representado como um múltiplo inteiro de T_s. Utilizando o operador atraso discreto, q^{-1} (definido da seguinte forma $q^{-1}y(k)=y(k-1)$), a seguinte representação polinomial de (3.1) pode ser obtida:

$$A(q^{-1})y(k)=q^{-d}B(q^{-1})u(k) \tag{3.2}$$

sendo os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ de ordem n_a e n_b, respectivamente, definidos da seguinte forma:

$$A(q^{-1})=1+a_1q^{-1}+a_2q^{-2}+\ldots+a_{n_a}q^{-n_a} \tag{3.3}$$

$$B(q^{-1})=b_0+b_1q^{-1}+b_2q^{-2}+\ldots+b_{n_b}q^{-n_b} \tag{3.4}$$

É interessante adicionar ao modelo características estocásticas que representem da forma mais realista possível a natureza do processo. Isto pode ser realizado considerando que ruídos descorrelacionados corrompem os sinais de saída do modelo, conforme apresentado na Figura 3.1. O seguinte modelo, conhecido como modelo Controlado Auto-Regressivo com Média Móvel (CARMA, *Controlled Auto-Regressive with Moving Average*), pode então ser utilizado:

$$A(q^{-1})\,y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})e(k) \tag{3.5}$$

onde $e(k)$ é uma sequência aleatória de média zero e não correlacionada com $u(k)$ ou $y(k)$, e o polinômio $C(q^{-1})$ é na forma.

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + ... + c_{n_c}q^{-n_c} \tag{3.6}$$

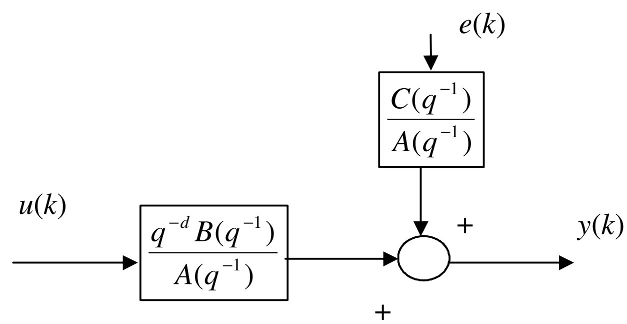


Figure 3.1 – Representação de um processo com uma perturbação estocástica na saída.

Para o caso particular de $C(q^{-1})$=1, a seguinte representação de (3.5) pode ser obtida:

$$y(k) = \phi^T(k)\theta(t) + e(k) \tag{3.7}$$

onde $\phi(k)$ é o vetor de regressores, $\theta(k)$ é o vetor dos parâmetros do modelo e $e(k)$ é um ruído branco gaussiano. Os vetores $\phi(k)$ e $\theta(k)$ são dados, respectivamente:

$$\phi(k) = \left[-\,y(k-1)\ -y(k-2)\ ...-y(k-n_a)\ u(k-d)\ u(k-d-1)\ ...\ u(k-d-n_b)\ \right]^T \tag{3.8}$$

$$\theta(k) = \left[a_1\,a_2\,...a_{n_a}\ b_0\,b_1\,...b_{n_b}\right]^T \tag{3.9}$$

Nesta tese também será utilizada a estrutura conhecida como modelo Controlado Auto-Regressivo Integrado com Média Móvel (CARIMA, *Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*), para representar o modelo do processo a ser controlado:

$$A(q^{-1})\,y(k) = B(q^{-1})u(k-d) + C(q^{-1})\frac{e(k)}{\Delta} \tag{3.10}$$

onde o termo $\Delta = (1 - q^{-1})$ é utilizado para tornar a série estacionária por meio de uma diferenciação. Os polinômios $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$ são definidos nas Eqs. (3.3) (3.4) e (3.6), respectivamente.

O polinômio $C(q^{-1})$ pode ser considerado o componente de uma perturbação externa que afeta a saída $y(k)$ (neste caso precisa ser estimado), ou pode ser interpretado como um observador polinomial para as predições das saídas (neste outro caso, faz parte dos parâmetros do projeto). Em ambas as situações, as regressões da perturbação externa são incluídas como parte do sinal de saída $y(k)$. São definidos o vetor de regressores, $\phi(k)$, e o vetor de parâmetros, $\theta(k)$, do modelo, sem a estimação dos c_i, pelas Eqs. (3.8) e (3.9), respectivamente.

3.2.2 – Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo Monovariável (ERMQ_SISO)

Um dos controladores propostos nesta tese utiliza um esquema análogo ao controle adaptativo do tipo auto-ajustável indireto, composto de duas partes: identificação e cálculo da lei de controle. A primeira parte é responsável pela estimação dos coeficientes de um modelo paramétrico a partir de observações sequenciais dos dados de entrada e saída do processo. Devido a sua robustez e simplicidade computacional o Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados (ERMQ) com fator de esquecimento fixo (Aström e Wittenmark, 1998) é um dos mais populares métodos de estimação recursiva existente. Esta seção apresenta, de forma simplificada, uma possível formulação matemática desta metodologia de identificação.

As estimativas do vetor de parâmetros são obtidas a partir da seguinte sequência de equações algébricas (Åström e Wittenmark, 1998):

$$K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k)}{\beta + \phi(k)^T P(k-1)\phi(k)} \tag{3.11}$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)\left[y(k) - \phi(k)^T \hat{\theta}(k-1)\right] \tag{3.12}$$

$$P(k) = [I + K(k)\phi(k)^T]\frac{P(k-1)}{\beta} \tag{3.13}$$

onde $K(k)$ é o vetor de ganhos que contém a informação da correção dos parâmetros do modelo; **I** é a matriz identidade, $P(k)$ é a matriz de covariância e β é o fator de esquecimento que reduz a influência de dados antigos na atualização de $P(k)$ e permite ao estimador capturar alterações na dinâmica do processo. Problemas numéricos relacionados a atualização de $P(k)$ podem levar esta matriz a deixar de ser positiva definida, degradando as propriedades de convergência do estimador. Melhorias nas propriedades numéricas do estimador podem ser conseguidas fatorando $P(k)$ em um produto de matrizes, atualizadas a cada intervalo de amostragem. A técnica de fatoração, conhecida como fatoração UD (Bierman, 1976) pode ser utilizada para solucionar estes problemas.

3.2.3 – Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo Multivariável (ERMQ_MIMO)

Alguns dos controladores propostos neste trabalho utilizarão modelos matemáticos multivariáveis para representar, de forma aproximada, a dinâmica do SEP controlado. Nesta seção será descrito o esquema de identificação paramétrica recursiva multivariável que pode ser utilizado para identificar estes modelos. Neste contexto, entende-se por identificação a determinação de um modelo aproximado do sistema representando os seus aspectos essenciais de uma maneira adequada e válida para o seu controle. Deve–se assegurar que todos os parâmetros do modelo sejam identificáveis.

A formulação que será aqui apresentada de forma simplificada é uma extensão imediata para o caso multivariável do ERMQ_SISO apresentado na seção anterior. É fato bem conhecido na literatura que o estimador de mínimos quadrados mono e multivariável é um estimador computacionalmente simples e consistente no caso em que a perturbação presente no sistema pode ser considerada como ruído branco. Este algoritmo apresenta valores de estimativas polarizadas no caso em que o processo não pode ser modelado por um ruído branco.

Considere o seguinte sistema de equações a diferenças representativo do sistema a ser identificado

$$\mathbf{A}(q^{-1})\mathbf{y}(k) = q^{-d}\mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k) + \mathbf{v}(k) \tag{3.14}$$

$$\mathbf{v}(k) = \mathbf{H}(q^{-1})\mathbf{e}(k) \tag{3.15}$$

onde $\mathbf{y}(k) \in R^n$ e $\mathbf{u}(k) \in R^m$ representam as componentes determinísticas do vetor de saídas e entradas, respectivamente; $\mathbf{e}(k) \in R^n$ é uma sequência branca de variáveis aleatórias com média nula e matriz de covariância $\mathbf{V}$; $\mathbf{A}(q^{-1})$, $\mathbf{B}(q^{-1})$ e $\mathbf{C}(q^{-1})$ são definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{A}(q^{-1}) = I + A_1 q^{-1} + A_2 q^{-2} + \cdots + A_{n_a} q^{-n_a}$$

$$\mathbf{B}(q^{-1}) = B_0 + B_1 q^{-1} + B_2 q^{-2} + \cdots + B_{n_b} q^{-n_b}$$

$$\mathbf{H}(q^{-1}) = \mathbf{D}^{-1}(q^{-1})\mathbf{C}(q^{-1})$$

$$\mathbf{C}(q^{-1}) = C_0 + C_1 q^{-1} + \cdots + C_{n_c} q^{-n_c}$$

$$\mathbf{D}(q^{-1}) = I + D_1 q^{-1} + \cdots + D_{n_d} q^{-n_d}$$

sendo A_i, B_i, C_i e D_i coeficientes matriciais de dimensão (nxn), (nxm), (nxn) e (nxn), respectivamente.

Os elementos das matrizes do modelo da Eq.(3.14) são os parâmetros desconhecidos que se deseja estimar. Estes elementos podem ser grupados em um vetor utilizando a seguinte regressão linear:

$$\mathbf{y}(k) = -A_1\mathbf{y}(k-1) - \ldots - A_{n_a}\mathbf{y}(k-n_a) + B_0\mathbf{u}(k-d) + \cdots + B_{n_b}\mathbf{u}(k-n_b-d)$$

$$\mathbf{y}(k) = \boldsymbol{\theta}^T \phi(k) + \mathbf{v}(k) \tag{3.16}$$

onde:

$$\boldsymbol{\theta} = \left[A_1, \cdots, A_{n_a}, B_0, \cdots, B_{n_b}\right]^T \in R^{nxp}$$

$$\phi(k) = \left[-\mathbf{y}^T(k-1) \cdots - \mathbf{y}^T(k-n_a)\ \mathbf{u}^T(k-d) \cdots\ \mathbf{u}^T(k-n_b-d)\right]^T \in R^p$$

$$p = (n * n_A + m * n_B)$$

Supondo que o ruído é branco na Eq. (3.14) ($\mathbf{C}(q^{-1}) = \mathbf{D}(q^{-1}) = I_{n\,x\,n}$), o estimador dos parâmetros A_i e B_i é obtido de modo a minimizar a seguinte função de custo quadrática:

$$\mathbf{J} = \sum_{i=1}^{k} \left\| \mathbf{y}(i) - \boldsymbol{\theta}^T \phi(i) \right\| \tag{3.17}$$

Por se tratar de uma função quadrática, a estimativa ótima dos parâmetros desconhecidos obtida após k medidas é dada por:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \left[\sum_{i=1}^{k} \phi(i)\phi(i)^T\right]^{-1} \left[\sum_{i=1}^{k} \phi(i)\mathbf{y}^T(i)\right] \tag{3.18}$$

Utilizando a seguinte identidade matricial e após manipulações matemáticas

$$\left[A + B^T C B\right]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B^T\left[C^{-1} + BA^{-1}B^T\right]^{-1} BA^{-1} \tag{3.19}$$

é possível reescrever a Eq.(3.18) na forma recursiva da seguinte maneira (Ljung, 1999):

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + K(k+1)\left[\mathbf{y}(k+1) - \phi^T(k+1)\hat{\boldsymbol{\theta}}(k)\right] \tag{3.20}$$

$$K(k+1) = \frac{P(k)\phi(k+1)}{\beta + \phi^T(k+1)P(k)\phi(k+1)} \tag{3.21}$$

$$P(k+1) = \frac{P(k) - P(k)\phi(k+1)\left[\beta + \phi^T(k+1)P(k)\phi(k+1)\right]^{-1}\phi^T(k+1)P(k)}{\beta} \tag{3.22}$$

3.3 - Estratégia de controle digital avançada

3.3.1 - Técnica de alocação de polos monovariável (AP_SISO)

Nesta seção será apresentada a técnica de alocação de polos monovariável que será utilizada nesta tese. Esta técnica tem origem na teoria de controle clássico. O objetivo é deslocar os polos de malha fechada do sistema para locais especificados pelo projetista. Este objetivo é alcançado calculando os polinômios da estrutura canônica R-S-T apresentada na Figura 3.2. A principal vantagem da utilização desta técnica se deve ao fato de ela ser aplicável a uma larga classe de problemas e às poucas restrições necessárias para a sua implementação, que pode ser realizada utilizando esquemas de controle adaptativo do tipo auto-ajustável (Allidina e Hughes, 1980; Åström, e Wittenmark, 1995; Åström, e Wittenmark, 1980). Conforme descrito em (Landau e Zito, 2006), a única restrição é quanto à existência de fatores comuns nos polinômios A e B e ao conhecimento de uma estimativa do atraso de transporte d do modelo, que é representado pela Eq. (3.2).

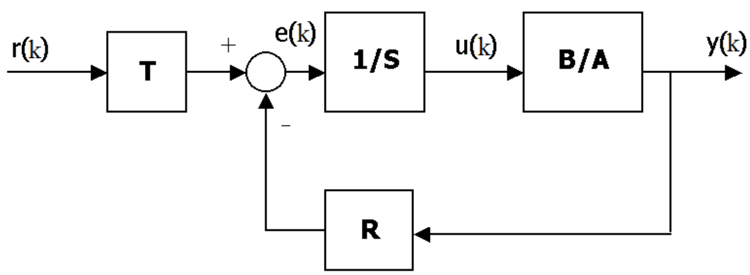


Figura 3.2: Estrutura Canônica R-S-T.

Como neste trabalho o problema da regulação é mais relevante, a dinâmica do polinômio T pode ser considerada como $T(q^{-1}) = R(q^{-1})$. A função de transferência do controlador é dada por:

$$u(k) = \frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})} e(k) \tag{3.23}$$

onde $e(k) = r(k)\text{-}y(k)$ e $r(k)$ é o sinal de referência. Os polinômios $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ são definidos da seguinte forma:

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2} + \ldots + r_{n_r} q^{-n_r} \tag{3.24}$$

$$S(q^{-1}) = 1 + s_1 q^{-1} + \ldots + s_{n_s} q^{-n_s} \tag{3.25}$$

Estes polinômios são obtidos pela resolução da equação de malha fechada do sistema, conhecida como equação Diofantina (Åström e Wittenmark, 1998):

$$A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1}) = P(q^{-1}) \tag{3.26}$$

onde $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $P(q^{-1})$ são conhecidos e a solução da equação fornece R e S. Para eliminar o erro de regime estacionário na resposta do sistema em malha fechada pode ser acrescentado um termo integral ao polinômio S.

A solução da Eq. (3.26) é única para:

$$\begin{aligned} n_p &= \deg P(q^{-1}) \le n_a + n_b - 1 \\ n_s &= \deg S(q^{-1}) = n_b - 1 \\ n_r &= \deg R(q^{-1}) = n_a - 1 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Igualando-se os termos de mesma potência em (3.26), os coeficientes dos polinômios R e S são obtidos a partir da solução do seguinte sistema de equações lineares (Landau e Zito, 2006):

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & & & 0 & b_0 & 0 & & & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & & & b_1 & b_0 & 0 & & \\ . & a_1 & 1 & 0 & & . & b_1 & b_0 & 0 & \\ a_{n_a} & . & a_1 & . & 0 & b_{n_b} & . & b_1 & . & 0 \\ 0 & a_{n_a} & . & . & 1 & 0 & b_{n_b} & . & . & b_0 \\ & 0 & a_{n_a} & . & a_1 & & 0 & b_{n_b} & . & b_1 \\ & & 0 & . & . & & & 0 & . & . \\ 0 & & & 0 & a_{n_a} & 0 & & & 0 & b_{n_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ . \\ s_{n_s} \\ r_o \\ r_1 \\ . \\ r_{n_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 - a_1 \\ . \\ p_{n_a} - a_{n_a} \\ . \\ p_{n_p} \\ 0 \\ . \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

onde $p_1, \ldots, p_{n_p}$ são os coeficientes do polinômio $P(q^{-1})$, especificado pelo projetista, o qual determina o comportamento desejado de malha fechada.

3.3.2 – Técnica de alocação de polos Multivariável (AP_MIMO)

A teoria de controle linear apresenta vários métodos de posicionamento de polos (Kailath, 1980; Landau e Zito, 2006). Sistemas elétricos de potência apresentam restrições que tornam alguns destes métodos pouco atrativos.

Uma das restrições diz respeito à necessidade de realimentação de estados na qual muito destes métodos são baseados. É muito comum o fato de que em sistemas elétricos de potência não há a necessidade de realocar todos os polos, mas apenas os polos associados aos modos eletromecânicos pouco amortecidos (Kundur, 1999). Uma segunda restrição é a necessidade da obtenção da matriz de estados do sistema imposta em muitos métodos. No caso de sistemas de potência, esta matriz pode ser de grande porte e não esparsa.

Considerando estas restrições, a técnica de alocação de polos multivariável (AP_MIMO) escolhida neste trabalho utilizará o esquema de realimentação de saídas, da mesma forma como foi descrito para sistemas SISO, e conforme foi proposto em 1981 por Prager e Wellstead (1981). Assim é possível o uso da técnica sem a necessidade de determinar explicitamente a matriz de estados. O objetivo da técnica AP_MIMO com realimentação de saídas é o projeto de um controlador que assegure o posicionamento de polos de malha fechada em regiões do plano-z determinadas pelo projetista.

Quando aplicada a sistemas MIMO, a técnica de alocação de polos pode lidar com sistemas de fase não-mínima sem nenhuma dificuldade (Prager e Wellstead, 1981). Esta é uma característica comum nas versões mono e multivariável da técnica. É importante lembrar que, em se tratando de sistemas dinâmicos discretos, o comportamento de fase não-mínima é a regra em vez da exceção. A amostragem de um modelo contínuo no tempo, na maioria das vezes, resulta em modelos com zeros localizados no semi-eixo real negativo do plano-z, dentro ou fora do círculo de raio unitário (Wittenmark e Åström, 1984).

A técnica AP_MIMO também é aplicável em sistemas com atrasos de transporte diferentes em cada entrada. Na maioria dos sistemas reais observam-se atrasos de transporte diferentes em cada entrada.

Como desvantagens da técnica AP_MIMO podemos citar a restrição de só ser aplicável a sistemas com igual número de entradas e saídas e a alta sensibilidade do sistema em malha fechada que pode produzir sinais de controle muito intensos dependendo da escolha de posicionamento dos polos feita pelo projetista. Observa-se também a dificuldade de escolher adequadamente a posição dos polos de malha fechada de forma a atingir critérios de desempenho em todas as malhas do sistema principalmente se existem incertezas paramétricas não modeladas.

Assume-se que o processo analisado é controlável, observável e que a sua dinâmica pode ser representada pela seguinte equação de diferenças matricial representativa de um processo estocasticamente perturbado:

$$\left[I + \mathbf{A}(q^{-1})\right]\mathbf{y}(k) = q^{-d}\mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k) + \left[I + \mathbf{C}(q^{-1})\right]\mathbf{e}(k) \tag{3.29}$$

onde as variáveis $y(k)$ e $u(k)$ são vetores de dimensão p representando as variáveis de saída e entrada, respectivamente; $\mathbf{e}(k)$ representa um vetor de ruído do processo de média nula e descorrelacionado com covariância R; $\mathbf{A}(q^{-1})$, $\mathbf{B}(q^{-1})$ e $\mathbf{C}(q^{-1})$ são polinômios matriciais definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{X}(q^{-1}) = X_1 q^{-1} + \cdots + X_{n_x} q^{-n_x} \tag{3.30}$$

onde $X_i,\ i = 1, 2, \cdots, n_x$ são coeficientes matriciais de dimensão pxp e q^{-1} é o operador atraso discreto. O componente do menor atraso de transporte puro, que é um múltiplo inteiro do intervalo de amostragem, é modelado pelo termo q^{-d}. Outros atrasos de transporte, inteiros ou não, são representados no polinômio $\mathbf{B}(q^{-1})$.

Considere a seguinte lei de controle:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{G}(q^{-1})\left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]\mathbf{y}(k) \tag{3.31}$$

onde

$$\mathbf{G}(q^{-1}) = \mathbf{G}_0 q^{-1} + \mathbf{G}_1 q^{-2} + \cdots + \mathbf{G}_{n_g} q^{-n_g} \tag{3.32}$$

Substituindo a Eq.(3.31) na Eq.(3.29):

$$\mathbf{y}(k) = \left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]\left[I + \mathbf{P}(q^{-1})\right]^{-1}\left[I + \mathbf{C}(q^{-1})\right]\mathbf{e}(k) \tag{3.33}$$

onde

$$I + \mathbf{P}(q^{-1}) = \left[I + \mathbf{A}(q^{-1})\right]\left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right] - q^{-d}\mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{G}(q^{-1}) \tag{3.34}$$

Se os coeficiente de $\mathbf{F}(q^{-1})$ e $\mathbf{G}(q^{-1})$ forem escolhidos de tal forma que

$$I + \mathbf{P}(q^{-1}) = \left[I + \mathbf{C}(q^{-1})\right]\left[I + \mathbf{T}(q^{-1})\right] \tag{3.35}$$

Sendo o grau do polinômio matricial $\mathbf{T}(q^{-1})$ governado por

$$\delta(\mathbf{T}(q^{-1})) < n_a + n_b + d - 1 + n_c \tag{3.36}$$

onde $\delta(\mathbf{X})$ representa o grau do polinômio $\mathbf{X}$. Então o sistema de malha fechada se torna:

$$\mathbf{y}(k) = \left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]\left[I + \mathbf{T}(q^{-1})\right]^{-1}\mathbf{e}(k) \tag{3.37}$$

Os polos do sistema representado pela Eq. (3.33) (considerando que não existem fatores comuns entre $I + \mathbf{F}(q^{-1})$ e $I + \mathbf{T}(q^{-1})$) são dados por $\left|I + \mathbf{T}(q^{-1})\right|$, que pode ser livremente especificado pelo projetista.

A solução das Eqs. (3.34) e (3.35) requer a solução do seguinte conjunto de sistemas de equações lineares:

$$
(n_a + n_b + d - 1)p \left\{ \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_1 & \ddots & I & -B_1 & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & A_1 & \vdots & \ddots & -B_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n_a} & \ddots & \vdots & -B_{n_b} & \ddots & \\ 0 & & A_{n_a} & 0 & & -B_{n_b} \end{bmatrix} \right. \begin{bmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_{n_f} \\ G_0 \\ \vdots \\ G_{n_g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ P_{n_p} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_{n_a} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (3.38)
$$

A lei de controle da Eq. (3.31) pode ser implementada de duas formas. A primeira forma considera o fato que

$$
\left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]^{-1} = \left[\det(I + \mathbf{F}(q^{-1}))\right]^{-1} adj(I + \mathbf{F}(q^{-1})) \qquad (3.39)
$$

O sinal de controle pode ser calculado pela seguinte equação resultado da substituição da Eq. (3.39) na Eq. (3.31):

$$
\left\{\det\left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]\right\}\mathbf{u}(k) = \mathbf{G}(q^{-1})\left\{adj\left[I + \mathbf{F}(q^{-1})\right]\right\}\mathbf{y}(k) \qquad (3.40)
$$

A segunda forma de implementação considera a seguinte forma alternativa de representação da Eq. (3.31):

$$
\mathbf{u}(k) = \left[I + \tilde{\mathbf{F}}(q^{-1})\right]^{-1}\tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\mathbf{y}(k) \qquad (3.41)
$$

$$
n_{\tilde{f}} = n_f
$$

$$
n_{\tilde{g}} = n_g
$$

Para que a transformação de $\left[I + \mathbf{F}(q^{-1}), \mathbf{G}(q^{-1})\right]$ para $\left[I + \tilde{\mathbf{F}}(q^{-1}), \tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\right]$ seja possível os seguintes polinômios matriciais devem ser relativamente primos com índices de controlabilidade e observabilidade iguais a n_f e $n_a = n_b = n$

$$
\mathbf{F}^*(q^{-1}) = q^{n_f}(I + \mathbf{F}(q^{-1})) \qquad (3.42)
$$

$$
\mathbf{G}^*(q^{-1}) = q^{n_g}(I + \mathbf{G}(q^{-1})) \qquad (3.43)
$$

Com estas condições satisfeitas, então se assegura que a seguinte matriz, necessária para a transformação, tem rank completo:

$$
(n_f + n_g) \left\{ \begin{bmatrix} G_0^T & 0 & 0 & -I & 0 & 0 \\ G_1^T & \ddots & \vdots & -F_1^T & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & G_0^T & \vdots & \ddots & -I \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & -F_1^T \\ G_{n_g}^T & \ddots & \vdots & -F_{n_f}^T & \ddots & \vdots \\ 0 & & G_{n_g}^T & 0 & & -F_{n_f}^T \end{bmatrix} \right. \qquad (3.44)
$$

Neste caso, a lei de controle da Eq. (3.31) pode ser implementada da seguinte forma (Wolovich, 1974; Borisson, 1979):

$$\mathbf{u}(k) = -\widetilde{\mathbf{F}}(q^{-1})\mathbf{u}(k) + \widetilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\mathbf{y}(k) \tag{3.45}$$

3.3.3 – Controle Preditivo Generalizado Monovariável (GPC_SISO)

Os métodos preditivos de controle baseiam-se na minimização de um critério de desempenho explicitado em função de predições dos valores futuros da saída (fornecidas por um modelo), considerando um cenário conhecido para as futuras ações de controle. A minimização deste critério fornece uma sequência de sinais de controle que devem ser aplicadas ao processo para que a predição do comportamento da saída coincida com o comportamento desejado. Somente o primeiro sinal da sequência é aplicado ao processo e, uma nova sequência é recalculada quando novas medições são realizadas. Esta estratégia é conhecida como controle com horizonte retrocedente (*receding-horizon control*) (Camacho e Bordons, 2004).

O objetivo do controle preditivo é minimizar o seguinte critério:

$$J_{GPCI} = \sum_{i=N_1}^{N_2}\left[y(k+i) - r(k+i)\right]^2 + \lambda\sum_{i=1}^{N_u}\left[\Delta u(k+i-1)\right]^2 \tag{3.46}$$

sujeito a $\Delta u(t+i) = 0,\ i = N_u,\dots,N_2$.

onde $r(k+i)$ é a trajetória desejada para o sinal de saída; N_1, e N_2 são os horizontes de predição inicial e final, respectivamente; N_u é o horizonte de controle; λ é uma constante que pondera a importância da magnitude das futuras ações de controle que age sobre o erro da saída; $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$, e $u(k)$ e $y(k)$ são os sinais de entrada e saída, respectivamente, do modelo do processo, do tipo CARIMA, conforme Eq. (3.10). O polinômio $C(q^{-1})$ pode ser interpretado como o componente de uma perturbação externa que afeta a saída $y(k)$ (neste caso precisa ser estimado), ou pode ser parte dos parâmetros do projeto e interpretado como um observador para as predições das saídas.

A minimização de (3.46) fornece uma sequência de sinais de controle $\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+N_u-1)$, mas somente $\Delta u(k)$ é aplicado no instante k. No instante $k+1$, um novo problema de minimização é resolvido.

A estratégia de controle que minimiza (3.46) com o modelo (3.10) é conhecida como *controle incremental*, haja vista a inerente ação integral de controle proporcionada pelo operador Δ. Outra formulação, conhecida como *controle posicional*, utiliza um modelo CARMA (*Controlled Auto-Regressive Moving Average*), definido da seguinte forma:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-d) + C(q^{-1})e(k) \tag{3.47}$$

e o critério a ser minimizado neste caso é:

$$J_{GPCP} = \sum_{i=N_1}^{N_2} \left[y(k+i) - r(k+i)\right]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{N_u} \left[u(k+i-1)\right]^2 \tag{3.48}$$

– Cálculo da Lei de Controle Monovariavel

Para resolver o problema da minimização de (3.46) é necessário calcular um conjunto de predições futuras da saída $y(k+j)$ para $j = N_1, ..., N_2$, baseado na informação conhecida até o instante discreto k e nos valores futuros dos incrementos do sinal de controle, que serão escolhidos de tal forma a otimizar o critério J_{GPCI}. Para calcular $y(k+j)$ é necessário utilizar, de acordo com a teoria de preditores de modelos estocásticos (Åström e Wittenmark, 1998), a seguinte equação Diofantina:

$$C(q^{-1}) = E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta + q^{-j}F_j(q^{-1}) \tag{3.49}$$

onde $\delta(E_j) = j-1$ e $\delta(X)$ representa o grau do polinômio X. Utilizando (3.10) e suprimindo os argumentos q^{-1}, obtém-se:

$$y(k+j) = \frac{B}{A}u(k-d+j) + E_j e(k+j) + \frac{F_j}{A\Delta}e(k) \tag{3.50}$$

Substituindo $e(k)$ de (3.10) em (3.50) temos

$$y(k+j) = \frac{B}{A}u(k-d+j) + E_j e(k+j) + \frac{F_j}{A\Delta}\left[\frac{\Delta A y(k)}{C} - \frac{B}{C}\Delta u(k-d)\right]$$

que pode ser simplificada para

$$y(k+j) = \frac{B}{A}u(k-d+j)\left[1 - \frac{q^{-j}F_j}{C}\right] + E_j e(k+j) + \frac{F_j}{C}y(k)$$

usando novamente a identidade (3.49) chega-se a

$$y(k+j) = \frac{F_j}{C}y(k) + \frac{E_j B}{C}\Delta u(k-d+j) + E_j e(k+j) \tag{3.51}$$

A partir da última equação é possível determinar a predição de mínima variância de $y(k+j)$ com base nos dados conhecidos até o instante k e nas futuras ações de controle

$$\hat{y}(k+j \mid k) = \frac{F_j}{C}y(k) + \frac{E_j B}{C}\Delta u(k-d+j) \tag{3.52}$$

Para distinguir termos com valores passados e futuros do sinal de controle, uma segunda identidade de Diofantina deve ser utilizada.

$$E_j(q^{-1})B(q^{-1}) = G_j(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-j}\Gamma_j(q^{-1}) \tag{3.53}$$

Substituindo (3.53) em (3.52), a seguinte equação pode ser obtida:

$$\hat{y}(k+j \mid k) = f_j + G_j \Delta u(k-d+j) \tag{3.54}$$

onde

$$f_j = \Gamma_j u^f(k-d) + F_j y^f(k) \tag{3.55}$$

$$u^f(k) = \frac{\Delta u(k)}{C(q^{-1})} \tag{3.56}$$

$$y^f(k) = \frac{y(k)}{C(q^{-1})} \tag{3.57}$$

Na Eq. (3.54) as predições da saída do modelo da Eq. (3.10), $\hat{y}(k+j \mid k)$, são formadas por duas componentes: a primeira, f_j, é conhecida como resposta livre do processo porque supõem nulos os incrementos da ação de controle após o instante $k-d$; a segunda componente, $G_j \Delta u(k-d+j)$, é formada pela resposta as futuras ações de controle.

Considere o vetor **f**, de dimensão N_2-N_1+1, formado pelas predições da resposta livre,

$$\mathbf{f} = \left[f_{N_1},\ f_{N_1+1},\ \ldots, f_{N_2}\right]^T \tag{3.58}$$

sendo f_j as predições de saída do modelo da Eq. (3.10) para j=N_1,...,N_2 dado que $\{u(s-1), y(s); s \le k\}$ supondo-se $\{u(k+j)=0, j \ge 0\}$e $\{e(k+j)=0, j>0\}$. Agora se define o vetor de futuros incrementos de controle $\tilde{\mathbf{u}}$ de dimensão N_ux1,

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \ldots, \Delta u(k+N_u-1)]^T \tag{3.59}$$

e o vetor das predições da saída do processo,

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+N_1 \mid k), \hat{y}(k+N_1+1 \mid k), \ldots, \hat{y}(k+N_2 \mid k)]^T \tag{3.60}$$

Utilizando a equação de predição (3.54), a relação entre a entrada e a saída predita do processo pode ser escrita em notação vetorial como:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} \tag{3.61}$$

A matriz **G** é composta pelos parâmetros da resposta impulsiva do processo $q^{-d}B/\Delta A$,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_{N_1} & g_{N_1-1} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \cdots & \cdots & g_{N_2-N_u} \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & \cdots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix} \tag{3.62}$$

O critério quadrático da Eq. (3.46) pode ser reescrito em notação matricial da seguinte forma:

$$\mathbf{J}_{GPCI} = E\left\{(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r})^T (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r}) + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}}\right\} \tag{3.63}$$

onde $\mathbf{r}$ é um vetor contendo os valores futuros da sequência de sinais de referência

$$\mathbf{r} = \left[r(k+N_1), r(k+N_1+1), ..., r(k+N_2)\right]^T \tag{3.64}$$

A solução de (3.63) é o vetor de comandos dado por

$$\tilde{\mathbf{u}} = \left(\mathbf{G}^T\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{G}^T\left(\mathbf{r} - \mathbf{f}\right) \tag{3.65}$$

A Eq. (3.65) também resolve o problema da minimização do critério quadrático (3.48) sendo que neste caso a matriz **G** possui os coeficientes da resposta ao degrau do processo $q^{-d}B/A$ e o vetor $\tilde{\mathbf{u}}$ é dado por:

$$\tilde{\mathbf{u}} = \left[u(k), u(k+1), ..., u(k+N_u-1)\right]^T \tag{3.66}$$

3.3.4 – Controle Preditivo Generalizado Multivariável (GPC_MIMO)

Uma das vantagens da técnica de controle GPC é que processos multivariáveis podem ser controlados utilizando uma formulação matemática semelhante àquela utilizada no caso monovariável (Shah *et al.*, 1987; De Vries e Verbruggen, 1994). Esta seção apresenta, de forma resumida, como a técnica GPC pode ser implementada em processos com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO).

Considere o modelo CARIMA representativo de um processo de *n* saídas e *m* entradas descrito pela seguinte equação:

$$\mathbf{A}(q^{-1})\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k-d) + \mathbf{C}(q^{-1})\frac{\mathbf{e}(k)}{\Delta} \tag{3.67}$$

onde $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{C}(q^{-1})$ são polinômios matriciais mônicos de dimensão *n*x*n* e $\mathbf{B}(q^{-1})$ é um polinômio matricial de dimensão *n*x*m* definidos da seguinte forma:

$$\mathbf{A}(q^{-1}) = I + A_1q^{-1} + A_2q^{-2} + \cdots + A_{n_a}q^{-n_a}$$

$$\mathbf{B}(q^{-1}) = B_0 + B_1q^{-1} + \cdots + B_{n_b}q^{-n_b}$$

$$\mathbf{C}(q^{-1}) = I + C_1 q^{-1} + C_2 q^{-2} + \cdots + C_{n_c} q^{-n_c}$$

As variáveis $\mathbf{y}(k)$, $\mathbf{u}(k)$ e $\mathbf{e}(k)$ representam o vetor de sinais de saída nx1, o vetor de sinais de entrada (mx1) e o vetor de ruídos (nx1) no tempo discreto k. O vetor de ruídos é suposto como sendo descorrelacionado do sinal de ruído e controle com média nula.

O critério quadrático finito a ser minimizado na versão incremental do algoritmo é o seguinte

$$J_{GPCI}(N_1, N_2, N_3) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \left\| \hat{\mathbf{y}}(k+j) - \boldsymbol{\omega}(k+j) \right\|_R^2 + \sum_{j=1}^{N_3} \left\| \Delta\mathbf{u}(k+j-1) \right\|_Q^2 \tag{3.68}$$

onde $\hat{\mathbf{y}}(k+j \mid k)$ é a estimativa ótima do vetor de saídas j-passos a frente com informação disponível até o instante k; N_1, N_2 e N_3 são os horizontes de predição mínimo, máximo e de controle, respectivamente; $\boldsymbol{\omega}(k+j)$ é a sequência de futuros sinais de referência para o vetor de saídas; e $\overline{R} = diag(R, \cdots, R)$ e $\overline{Q} = diag(Q, \cdots, Q)$ são matrizes de ponderação positivas definidas que afetam a estabilidade de malha fechada.

A formulação mais usual considera $\mathbf{C}(q^{-1}) = I_{nxn}$. A razão para esta aproximação é a falta de precisão da estimativa do polinômio **C** em aplicações práticas onde o ruído presente no modelo é correlacionado, especialmente no caso multivariável (Camacho e Bordons, 2004). É digno de nota que, devido a esta dificuldade, muitas estratégias de controle preditivo consideram este polinômio como sendo um parâmetro de projeto em tais situações. Maiores detalhes sobre a formulação matemática do algoritmo GPC utilizando componentes de ruído correlacionados podem ser encontrados em Camacho e Bordons (2004).

As predições do vetor de saídas podem ser geradas considerando a seguinte equação Diofantina:

$$I = \mathbf{E}_j(q^{-1})\tilde{\mathbf{A}}(q^{-1}) + q^{-j}\mathbf{F}_j(q^{-1}) \tag{3.69}$$

$$\tilde{\mathbf{A}}(q^{-1}) = \mathbf{A}(q^{-1})\Delta \tag{3.70}$$

onde $\mathbf{E}_j(q^{-1})$ e $\mathbf{F}_j(q^{-1})$ são polinômios matriciais cujas ordens são definidas da seguinte forma:

$$\delta(\mathbf{E}_j(q^{-1})) = j - 1$$

$$\delta(\mathbf{F}_j(q^{-1})) = n_a$$

Multiplicando a Eq. (3.67) por $\Delta\mathbf{E}_j(q^{-1})q^j$:

$$\mathbf{E}_j(q^{-1})\tilde{\mathbf{A}}(q^{-1})\mathbf{y}(k+j) = \mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{B}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1) + \mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{e}(k+j) \tag{3.71}$$

Utilizando a Eq. (3.69) e após algumas manipulações é possível obter

$$\mathbf{y}(k+j) = \mathbf{F}_j(q^{-1})\mathbf{y}(k) + \mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{B}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1) + \mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{e}(k+j) \qquad (3.72)$$

Os termos do ruído na Eq. (3.72) estão todos no futuro pois o grau de $\mathbf{E}_j(q^{-1})$ é $j-1$. O valor esperado de $\mathbf{y}(k+j)$ é obtido pelo operador esperança $E[\;]$ considerando que $E[\mathbf{e}(k)] = 0$, ou seja,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+j\,|\,k) = E[\mathbf{y}(k+j)] = \mathbf{F}_j(q^{-1})\mathbf{y}(k) + \mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{B}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1) \qquad (3.73)$$

Para o caso em que o ruído não possui média nula, as predições podem ser obtidas adicionando o vetor $\mathbf{E}_j(q^{-1})E[\mathbf{e}(k)]$ às predições $\hat{\mathbf{y}}(k+j\,|\,k)$ (Camacho e Bordons, 2004).

– Cálculo da Lei de Controle Multivariável

Fatorando o polinômio matricial $\mathbf{E}_j(q^{-1})\mathbf{B}(q^{-1}) = \mathbf{G}_j(q^{-1}) + q^{-j}\mathbf{G}_{jp}(q^{-1})$, com $\delta(\mathbf{G}_j(q^{-1})) < j$, as predições da saída podem ser expressas da seguinte forma:

$$\hat{\mathbf{y}}(k+j\,|\,k) = \mathbf{G}_j(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1) + \mathbf{G}_{jp}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{F}_j(q^{-1})\mathbf{y}(k) \qquad (3.74)$$

Os dois últimos termos do lado direito da Eq. (3.74) dependem de valores passados das variáveis de entrada e de valores passados e do valor presente das variáveis de saída do processo. Estes dois termos correspondem à *resposta livre* do processo obtida considerando-se o sinal de controle constante. O primeiro termo do lado direito da Eq. (3.74) depende somente de valores futuros e presente do sinal de controle e pode ser interpretado como sendo a *resposta forçada* do processo, ou seja, a resposta obtida quando as condições iniciais são nulas:

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{u}(k-j) = 0; \\ \mathbf{y}(k-j) = 0; \end{cases} \quad \text{Para } j = 0,1,\cdots$$

A Eq. (3.74) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\hat{\mathbf{y}}(k+j\,|\,k) = \mathbf{G}_j(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j-1) + \mathbf{f}_j \qquad (3.75)$$

$$\mathbf{f}_j = \mathbf{G}_{jp}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{F}_j(q^{-1})\mathbf{y}(k) \qquad (3.76)$$

O vetor $\mathbf{f}_j$ é a *resposta livre* do processo representado pela Eq. (3.67). Considere agora um conjunto de *N* predições *j*-passos a frente:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k) &= \mathbf{G}_1(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k) + \mathbf{f}_1 \\ \hat{\mathbf{y}}(k+2 \mid k) &= \mathbf{G}_2(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{f}_2 \\ &\vdots \\ \hat{\mathbf{y}}(k+N \mid k) &= \mathbf{G}_N(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+N-1) + \mathbf{f}_N \end{aligned} \tag{3.77}$$

Devido às propriedades recursivas do polinômio matricial $\mathbf{E}_j$, o conjunto de predições da Eq. (3.77) pode ser representado da seguinte forma (Camacho e Bordons, 2004):

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k+2 \mid k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}(k+j \mid k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{y}}(k+N \mid k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ G_1 & G_0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ G_{j-1} & G_{j-2} & \cdots & G_0 & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1} & G_{N-2} & \cdots & \cdots & \cdots & G_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{u}(k) \\ \Delta\mathbf{u}(k+1) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{u}(k+j-1) \\ \vdots \\ \Delta\mathbf{u}(k+N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 \\ \mathbf{f}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{f}_j \\ \vdots \\ \mathbf{f}_N \end{bmatrix} \tag{3.78}$$

onde $\mathbf{G}_j(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{j-1} G_i q^{-i}$. As predições podem ser expressas na forma condensada:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \tag{3.79}$$

A primeira coluna da matriz $\mathbf{G}$, ou a primeira coluna das matrizes G_0, G_1, G_{N-1}, é formada pela sequência de valores esperados do vetor de sinais de saída $\left[\hat{\mathbf{y}}(k+1)^T, \hat{\mathbf{y}}(k+2)^T, \cdots, \hat{\mathbf{y}}(k+N)^T\right]^T$ quando um degrau unitário é aplicado à primeira entrada do modelo representado pela Eq. (3.67) no instante *k*:

$$\Delta\mathbf{u}(k) = [1, 0, \cdots, 0]^T, \Delta\mathbf{u}(k+1) = 0, \cdots, \Delta\mathbf{u}(k+N-1) = 0 \tag{3.80}$$

A coluna *j* de $\mathbf{G}$ pode ser encontrada de forma similar aplicando um degrau unitário na entrada *j*. A regra de formação de G_m é a seguinte:

$$(G_m)_{i,j} = y_{i,j}(k+m+1) \tag{3.81}$$

onde $(G_m)_{i,j}$ é o elemento (i, j) da matriz G_m e $y_{i,j}(k+m+1)$ representa o comportamento da saída *i* do sistema em resposta ao degrau unitário aplicado à entrada *j* no instante *k*.

A resposta livre pode ser calculada recursivamente pela seguinte equação:

$$\mathbf{f}_{j+1} = q\left[I - \tilde{\mathbf{A}}(q^{-1})\right]\mathbf{f}_j + \mathbf{B}(q^{-1})\Delta\mathbf{u}(k+j) \tag{3.82}$$

sendo $f_0 = \mathbf{y}(k)$ e $\Delta\mathbf{u}(k+j) = 0$ para $j \geq 0$

Considerando que o sinal de controle se manterá constante após os primeiros N_3 sinais de controle, as predições do sinal de saída envolvidas no custo da Eq. (3.68) são:

$$\mathbf{y}_{N_{12}} = \left[\hat{\mathbf{y}}(k+N_1 \mid k)^T \cdots \hat{\mathbf{y}}(k+N_2 \mid k)^T\right] \tag{3.83}$$

Utilizando a formulação matricial temos:

$$\mathbf{y}_{N_{12}} = \mathbf{G}_{N_{123}} \mathbf{u}_{N_3} + \mathbf{f}_{N_{12}} \tag{3.84}$$

$$\mathbf{u}_{N_3} = \left[\Delta\mathbf{u}(k)^T \cdots \Delta\mathbf{u}(k + N_3 - 1)^T \right]^T \tag{3.85}$$

$$\mathbf{f}_{N_{12}} = \left[\mathbf{f}_{N_1}^T \cdots \mathbf{f}_{N_2}^T \right]^T \tag{3.86}$$

e a matriz $\mathbf{G}_{N_{123}}$ tem a seguinte formatação:

$$\mathbf{G}_{N_{123}} = \begin{bmatrix} G_{N_1-1} & G_{N_1-2} & \cdots & G_{N_1-N_3} \\ G_{N_1} & G_{N_1-1} & \cdots & G_{N_1+1-N_3} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G_{N_2-1} & G_{N_2-2} & \cdots & G_{N_2-N_3} \end{bmatrix} \tag{3.87}$$

A Eq. (3.68) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$J_{GPCI}(N_1, N_2, N_3) = \left(\mathbf{G}_{N_{123}} \mathbf{u}_{N_3} + \mathbf{f}_{N_{12}} - \mathbf{w} \right)^T \overline{R} \left(\mathbf{G}_{N_{123}} \mathbf{u}_{N_3} + \mathbf{f}_{N_{12}} - \mathbf{w} \right) + \mathbf{u}_{N_3}^T \overline{Q} \mathbf{u}_{N_3} \tag{3.88}$$

$$\overline{R} = diag\left(R, \cdots, R \right)$$

$$\overline{Q} = diag\left(Q, \cdots, Q \right)$$

A minimização da Eq. (3.68) fornece a sequência de sinais de controle $\Delta\mathbf{u}(k), \Delta\mathbf{u}(k+1), ..., \Delta\mathbf{u}(k + N_3 - 1)$ que, quando não são consideradas as restrições, pode ser expressa pela solução ótima:

$$\mathbf{u}_{N_3} = \left(\mathbf{G}_{N_{123}}^T \overline{R} \mathbf{G}_{N_{123}} + \overline{Q} \right)^{-1} \mathbf{G}_{N_{123}}^T \overline{R} \left(\mathbf{w} - \mathbf{f}_{N_{12}} \right) \tag{3.89}$$

Somente $\Delta\mathbf{u}(k)$ é aplicado no instante *k*. No instante $(k+1)$ um novo problema de minimização é resolvido e novamente somente o primeiro elemento do vetor de sinais de controle é aplicado ao sistema.

Somente as *m* primeiras linhas da matriz $\left(\mathbf{G}_{N_{123}}^T \overline{R} \mathbf{G}_{N_{123}} + \overline{Q} \right)^{-1} \mathbf{G}_{N_{123}}^T \overline{R}$ precisam ser calculadas em cada intervalo de tempo discreto *k*. Portanto, a lei de controle pode ser expressa pelo produto de um ganho linear matricial **K** pelo erro entre as predição do sinal de referência e as predições da resposta livre do modelo da Eq. (3.67):

$$\Delta\mathbf{u}(k) = \mathbf{K}\left(\mathbf{w} - \mathbf{f} \right)$$

A estratégia de controle que minimiza (3.68) com o modelo (3.67) é conhecida como *controle incremental*, haja vista a inerente ação integral de controle proporcionada pelo operador Δ. De forma análoga ao que foi apresentado no caso monovariável, a formulação conhecida como *controle posicional* utiliza um modelo CARMA multivariável, dado por:

$$\mathbf{A}(q^{-1})\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k-d) + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{e}(k) \tag{3.90}$$

E, neste caso, o critério quadrático a ser minimizado é:

$$J_{GPCP}(N_1, N_2, N_3) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \left\| \hat{\mathbf{y}}(k+j) - \boldsymbol{\omega}(k+j) \right\|_R^2 + \sum_{j=1}^{N_3} \left\| \mathbf{u}(k+j-1) \right\|_Q^2 \qquad (3.91)$$

3.3.5 - Parâmetros de projeto do controlador GPC

A predição e os horizontes de controle dos critérios (3.91), (3.68), (3.48) e (3.46) aumentam a complexidade do algoritmo GPC o suficiente para permitir uma ação de controle eficiente em vários tipos de sistemas dinâmicos. Os critérios em si dependem da escolha de apenas quatro parâmetros de projeto principais: N_1, N_2, N_u e λ. Se o atraso de transporte do processo d é conhecido, este é o valor escolhido para o horizonte inicial de predição da saída N_1, já que, teoricamente, seria inútil penalizar as saídas que não são afetadas pela ação de controle no instante k (Barreiros *et al.*, 1998). Na prática, o algoritmo funcionará se o atraso real do sistema estiver incluído no intervalo entre N_1 e N_2. Usualmente, para o caso em que o atraso é desconhecido, N_1 é escolhido como a menor estimativa do mesmo.

O horizonte de predição N_2 deve exceder a ordem do polinômio B do modelo do processo. Um valor maior de N_2, aproximadamente igual ao número de intervalos de amostragens contidos no tempo de subida do processo, é desejado e recomendado (Clarke *et al.*, 1987a). Por outro lado, a penalidade por tal escolha é o aumento considerável da complexidade numérica da solução do problema.

O horizonte de controle N_u ou N_3 limita o intervalo de tempo em que o sinal de comando tem um valor finito e evita que ele atinja um valor ilimitado. O trabalho original sobre GPC (Clarke *et al.*, 1987a), sugere a escolha N_u=1 para processos simples (aqueles estáveis em malha aberta de fase mínima ou não) e o aumento de N_u conforme a complexidade do processo aumente. O trabalho também propõe a escolha de N_u igual ao número de polos mal amortecidos do processo. A escolha de valores pequenos para este parâmetro é vantajosa sob o ponto de vista computacional pois a dimensão da matriz a ser invertida nas Eqs. (3.89) e (3.65) é proporcional a N_u.

A escolha λ=0 é sugerida originalmente em (Clarke *et al.*, 1987a). Sob o ponto de vista numérico, no entanto, a escolha de um valor de pequena magnitude para λ é aconselhável.

No caso geral em que os coeficientes do polinômio $C(q^{-1})$ não são zero, a resposta livre do processo é influenciada pela dinâmica deste polinômio. Quando não são estimados, estes coeficientes podem ser escolhidos como parâmetros de projeto do controlador. Em relação ao processo de estimação, este polinômio pode funcionar como um filtro passa-baixa que reduz o efeito de dinâmicas não modeladas em altas frequências sobre o estimador, aumentando sua robustez. Em relação ao controlador, o polinômio $C(q^{-1})$ pode ser considerado como sendo um polinômio observador capaz de melhorar a capacidade de rejeição a ruídos do sistema de malha fechada, sem alterações significativas sobre a característica de regulação do controlador.

Em relação aos distúrbios, o polinômio $C(q^{-1})$ também pode ser interpretado como um pré-filtro já que ele atenua as componentes do erro de predição causadas por erros na modelagem, o que é uma situação comum quando se consideram altas frequências (Camacho e Bordons, 2004). Na prática, um polinômio de primeira ordem do tipo $C(q^{-1}) = 1 - c_1 q^{-1}$ é normalmente escolhido. O valor de c_1 deve ser compatível com a faixa de frequências a serem observadas no experimento. A relação entre c_1 e ω, a frequência de corte do filtro com função de transferência igual a $1/C$, amostrada com intervalo t_s, é a seguinte:

$$c_1 = \mathrm{e}^{-\omega t_s}$$

Por exemplo, $c_1 = 0.8$ permite que o filtro com função de transferência igual a $1/C$ tenha uma frequência de corte de, aproximadamente, 1.8Hz para uma amostragem de 20ms, que é apropriada para a observação de alguns tipos de fenômenos eletromecânicos em sistemas de potência, como por exemplo, modos locais de oscilação que geralmente estão situados na faixa de 0.7 a 2.0 Hz (Da Costa Jr., 1999; Barreiros *et al.*, 1998).

3.4 – Controladores Adaptativos

Um controlador deve possuir a capacidade de modificar seu comportamento em resposta a alterações na dinâmica do processo e do tipo de distúrbio ao qual este é submetido. Quando esta capacidade é provida por um mecanismo de ajuste paramétrico, caracterizado por um comportamento não-linear, o controlador é definido como um controlador adaptativo. Um controlador adaptativo é, portanto, uma classe de sistemas não-lineares variantes no tempo com uma estrutura especial (Åström e Wittenmark, 1995) que, se bem projetado, pode ser capaz de lidar com as alterações da dinâmica do processo e corrigir erros de engenharia como falhas de componentes e incertezas matemáticas nos modelos utilizados, aumentando a robustez do sistema de controle. A disponibilidade de sistemas digitais com elevada capacidade de cálculo e uma base teórica bem fundamentada permitiu uma grande expansão da utilização do controle adaptativo em atividades industriais diversas, onde controladores fixos mostraram-se incapazes de lidar com sistemas variantes no tempo, comuns nestes ambientes.

Os tipos mais comuns de controladores adaptativos utilizados são: controle adaptativo a ganhos programáveis; controle adaptativo por modelo de referência e controle adaptativo auto-ajustável. Os detalhes estruturais desses três controladores serão descritos a seguir.

3.4.1 - Controle a Ganhos Programáveis

Quando existe uma correlação entre variáveis mensuráveis do processo e o comportamento dinâmico do mesmo é possível determinar diretamente os parâmetros de controle em função destas variáveis. Este tipo de controle adaptativo é conhecido como Ganhos Programáveis. O diagrama de blocos de um sistema com controle a ganhos programáveis é mostrado na Figura 3.3. Existem duas malhas no sistema: uma malha interna formada pelo controlador e o processo e uma malha externa que ajusta os parâmetros do controlador em função da condição operacional do processo.

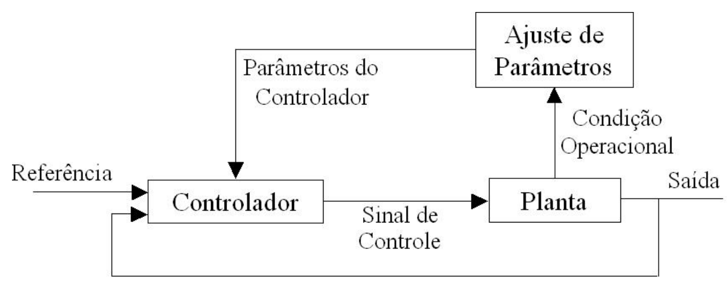


Figura 3.3: Diagrama de blocos de um Controlador Adaptativo a Ganhos Programáveis.

A principal vantagem deste tipo de controlador é a rápida capacidade de alteração dos parâmetros de controle em resposta a alterações no ponto de funcionamento do sistema. No entanto, alterações muito rápidas dos parâmetros do controlador podem excitar modos dinâmicos de alta frequência e levar o sistema a instabilidade. Além disso, como o projeto dos controladores é realizado off-line, alterações imprevisíveis na dinâmica do processo podem deteriorar o desempenho do sistema. O custo de implementação do projeto é proporcional ao número de pontos de operação, o que pode ser um problema quando o sistema possui uma faixa operacional muito grande.

3.4.2 - Controle por Modelo de Referência

No controle adaptativo por modelo de referência, as especificações do projeto são fornecidas por um modelo de referência que indica o desempenho desejado para a saída de malha fechada. Como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.4, existem duas malhas neste tipo de controlador: uma malha interna formada pelo processo e um controlador com parâmetros ajustáveis e uma malha externa que ajusta os parâmetros do controlador de forma a minimizar o erro entre a saída do modelo e a saída real do sistema. O principal desafio desta estratégia de controle é determinar o mecanismo de ajuste de forma a atender os critérios de estabilidade. O mecanismo de ajuste originalmente utilizado é conhecido como regra MIT (*Massachusetts Institute of Technology*, onde a regra foi desenvolvida). Este mecanismo determina como os parâmetros do controlador influenciam o erro de saída e utiliza esta informação para modifica-los.

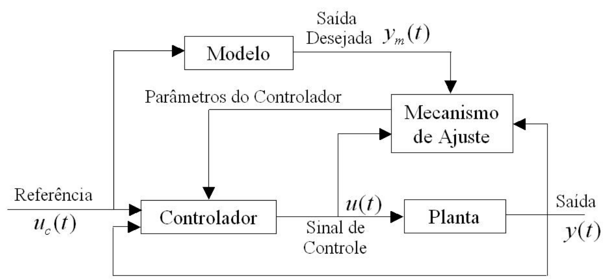


Figura 3.4: Diagrama de blocos de um Controlador Adaptativo por Modelo de Referência.

3.4.3 - Controle Auto-Ajustável

No controle adaptativo do tipo auto-ajustável, uma técnica de estimação é empregada para obter, em tempo real, os parâmetros do modelo do processo controlado e, utilizando esta informação, uma lei de controle é formulada a partir de um método de projeto adequado. A estrutura do controlador adaptativo auto-ajustável é mostrada na Figura 3.5. Existem duas malhas no sistema: a malha interna, formada por um controlador e o processo, e a malha externa, formada por um estimador recursivo e o método de síntese do controlador. A ideia é automatizar os procedimentos de modelagem do processo e projeto do controlador, realizados a cada intervalo de amostragem (Åström e Wittenmark, 1998). No controlador auto-ajustável as incertezas associadas aos parâmetros estimados são desconsideradas, ou seja, estes parâmetros são utilizados como se fossem iguais aos parâmetros reais do processo, princípio prático conhecido como "*certainty equivalence principle*" (Åström e Wittenmark, 1995). Em muitos esquemas de estimação é possível determinar a qualidade das estimativas. Estas incertezas podem ser utilizadas no projeto do controlador. Se as incertezas são grandes, por exemplo, um método mais conservativo é utilizado para preservar a estabilidade e robustez do sistema.

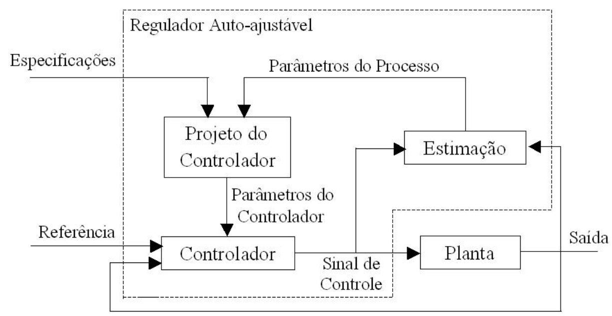


Figura 3.5: Diagrama de blocos de um Controlador Adaptativo Auto-Ajustável.

Neste trabalho, será utilizado um esquema de controle análogo ao controle auto-ajustável com um supervisor fuzzy substituindo a identificação em tempo real, conforme será descrito na próxima seção.

3.5 – Rede de Modelos Locais – RML

3.5.1 – Considerações Gerais

O esquema de controle adaptativo auto-ajustável apresentado na Seção 3.4.3 utiliza um modelo linear discreto do sistema controlado obtido em tempo real por meio de um método de identificação recursivo, como por exemplo o ERMQ apresentado na seção 3.2.2. Com base neste modelo identificado, é formulada a lei de controle utilizando um método adequado como o alocação de polos apresentado na Seção 3.3, por exemplo.

Conforme descrito na Seção 1.1, um SEP, além de exibir relações não-lineares entre suas variáveis, também apresenta variações consideráveis em seus parâmetros conforme a condição operacional é alterada. Portanto, não é possível representar globalmente a dinâmica de um SEP por meio de um modelo linear com parâmetros fixos. No esquema de controle adaptativo auto-ajustável o modelo linear estimado é uma representação local que tem validade na região em torno da condição operacional na qual foi identificado. Se a condição operacional é alterada de forma significativa o modelo linear nem sempre é capaz de representar de forma adequada a nova dinâmica observada. Uma consequência direta deste fato, quando se considera a estratégia de controle, é a degradação de desempenho na nova condição operacional o que exige a identificação de um novo modelo linear.

Uma representação global que considere as não-linearidades do sistema elétrico pode ser obtida por meio de aproximadores não-lineares universais que são funções matemáticas capazes de representar, com um grau arbitrário de precisão, funções não-lineares. Neste trabalho, será utilizado um sistema fuzzy para esta finalidade de aproximador. Os detalhes da implementação deste sistema fuzzy serão o objeto de estudo das próximas seções.

A estrutura matemática a ser utilizada para representar as relações não-lineares presentes no processo a ser controlado é conhecida como Rede de Modelos Locais (RML) (Hunt e Johansen, 1997). Trata-se de uma estrutura não-linear formada por modelos dinâmicos lineares identificados em vários pontos de operação. Com base em um conjunto de regras fuzzy, um modelo linearizado do sistema de potência em uma condição operacional arbitrária é estimado em tempo real usando um conjunto de regras de inferência fuzzy do tipo SE-ENTÃO. Usando este modelo estimado, um controlador é então projetado com um algoritmo adequado.

Nesta seção será apresentada a modelagem de uma RML e como é realizado o seu projeto. Será descrito o sistema de inferência fuzzy utilizado para definir um modelo linear em um ponto de operação qualquer por meio de uma interpolação dos modelos da RML.

3.5.2 – Modelagem da Rede de Modelos Locais (RML)

Considere um sistema não-linear discreto representado por:

$$y(k) = f\left[y(k-1), y(k-2),..., y(k-n_a), u(k-d),...,u(k-d-n_b)\right] + e(k) \qquad (3.92)$$

sendo $f(.)$ é uma função não-linear do Vetor de Informação ψ, definido por:

$$\psi(k-1) = \begin{bmatrix} -y(k-1) & \cdots & -y(k-n_a) & u(k-d) & \cdots & u(k-d-n_b) \end{bmatrix}^T \qquad (3.93)$$

onde os inteiros n_a e n_b representam o número de regressores dos sinais discretos da saída, $y(k)$, e da entrada, $u(k)$, respectivamente; d é o número inteiro de períodos de amostragem, T_s, contidos no atraso de transporte da entrada para a saída; $e(k)$ é um sinal aleatório que supostamente corrompe o sinal de saída do modelo. Esse modelo é conhecido como Não-linear Auto-regressivo com Entradas Exógenas (*Nonlinear Autoregressive with Exogenous Inputs*, NARX).

Considera-se a existência de um conjunto mensurável de variáveis que caracterizam as condições de operação do sistema da Eq. (3.92) a cada instante. Utilizando estas variáveis, podem ser definidos M pontos de operação fixos, representados pelo vetor:

$$\psi_l(k-1) = \left[-y_l(k-1) \quad \cdots \quad -y_l(k-n_a) \quad u_l(k-d) \quad \cdots \quad u_l(k-d-n_b)\right]^T \tag{3.94}$$

onde l = 1,2, ... M. Estes M pontos de operação formam um conjunto Φ_l. Em cada um destes pontos de operação um Modelo Local (ML) é definido para caracterizar o comportamento aproximadamente linear da dinâmica do sistema:

$$A_l(q^{-1})y(k) = q^{-d}B_l(q^{-1})u(k) + e(k) \tag{3.95}$$

onde os polinômios $A_l(q^{-1})$ e $B_l(q^{-1})$ são definidos da seguinte forma:

$$A_l(q^{-1}) = 1 + a_1^{(l)}q^{-1} + a_2^{(l)}q^{-2} + \ldots + a_{n_a}^{(l)}q^{-n_a} \tag{3.96}$$

$$B_l(q^{-1}) = b_0^{(l)} + b_1^{(l)}q^{-1} + b_2^{(l)}q^{-2} + \ldots + b_{n_b}^{(l)}q^{-n_b} \tag{3.97}$$

A Eq. (3.95) pode ser escrita na seguinte forma regressiva:

$$y(k) = \psi^T(k-1)\theta_l + e(k) \tag{3.98}$$

onde θ_l é o vetor dos parâmetros do l-ésimo modelo local , representado da seguinte forma:

$$\theta_l = \left[a_1^{(l)} \quad \cdots \quad a_{n_a}^{(l)} \quad b_0^{(l)} \quad \cdots \quad b_{n_b}^{(l)}\right]^T \tag{3.99}$$

O conjunto de relações lineares da Eq. (3.95), descritas para l = 1, 2,..., M caracteriza uma RML, uma estrutura matemática que pode representar globalmente e de forma aproximada o sistema descrito na Eq. (3.92) nos M pontos de operação onde os modelos da Eq. (3.98) foram obtidos, e também nas regiões próximas a estes pontos. Nestas regiões, um modelo pode ser sintetizado a partir de uma interpolação linear de modelos da RML localizados próximos ao ponto em questão. Esta interpolação pode ser realizada utilizando-se aproximadores não-lineares universais. Neste trabalho, será utilizado um sistema fuzzy para esta finalidade de aproximador. Os detalhes da implementação deste sistema fuzzy serão o objeto de estudo da próxima seção.

3.5.3 – Supervisão fuzzy sobre uma RML

Os coeficientes dos polinômios A e B de uma representação linearizada da Eq. (3.92) em um ponto de funcionamento diferente daqueles utilizados na RML serão obtidos a partir das regras de um sistema fuzzy do tipo Takagi-Sugeno (Wang, 1997). Esta unidade lógica é baseada em um conjunto de regras de inferência definidas da seguinte forma:

$$Regra^{(l)}\text{: } \textbf{\textit{SE}} < V_1 \ \acute{e} \ V_{1,i}^l > \text{E} < V_2 \ \acute{e} \ V_{2,j}^l > \text{E ... E} < V_k \ \acute{e} \ V_{k,p}^l >$$

$$\textbf{\textit{ENTÃO}} \ \ y_l(k) = -A_l^*(q^{-1})y_l(k) + q^{-d}B_l(q^{-1})u(k) \tag{3.100}$$

onde: $A_l^*(q^{-1}) = A_l^*(q^{-1}) - 1$; l = 1, 2, ... , M; i = 1, 2, ... , n_1; j = 1, 2, ... , n_2; e p = 1, 2, ..., n_k. Os termos, V_1, V_2, ..., V_k são variáveis linguísticas fuzzy que formam o *Vetor Ponto de Operação* $\tilde{\varphi}(k)$. O domínio destas variáveis é uniformemente particionado em $n_i = n_1, n_2, ..., n_k$ conjuntos fuzzy (por exemplo, as partições de V_i são: $V_{i,1}$, $V_{i,2}$, ..., $V_{i,ni}$).

Em um dado instante de tempo discreto k, cada variável linguística V_i terá um valor de pertinência $\mu_{V_{i,j}}[V_i\ (k)]$ associado ao conjunto fuzzy j (j = 1,2, ..., n_i). Por simplicidade matemática, as funções de pertinência utilizadas para representar estes conjuntos são do tipo triangular e trapezoidal, sendo que as trapezoidais foram utilizadas apenas nos dois conjuntos extremos, conforme apresentado na Figura 3.6. Verifica-se que, para cada variável fuzzy, no máximo dois e no mínimo um conjunto fuzzy terão valores de pertinência diferentes de zero e a soma destes valores será sempre igual a um.

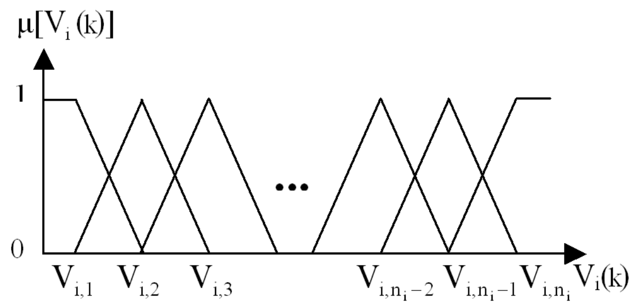


Figura 3.6: Funções de pertinência dos n_i conjuntos fuzzy associados à variável Linguística $V_i(k)$.

De acordo com a teoria de sistemas fuzzy (Wang, 1997), o sinal de saída $\hat{y}(k)$ do sistema fuzzy definido pelas regras da Eq. (3.100) é obtido por meio da média ponderada das saídas individuais dos modelos locais da RML, ou seja, (Da Costa Jr., 1999):

$$\hat{y}(k) = \frac{\sum_{l=1}^{M} \omega_l y_l(k)}{\sum_{l=1}^{M} \omega_l} \tag{3.101}$$

Os pesos de ponderação ω_l, denominados *Funções de Validação dos Modelos*, são calculados em função das variáveis do vetor $\tilde{\varphi}(k)$ da seguinte forma:

$$\omega_l = \mu_{V_{1,i}^l}(V_1(k)) \times \mu_{V_{2,j}^l}(V_2(k)) \times \cdots \times \mu_{V_{k,p}^l}(V_k(k)) \tag{3.102}$$

Portanto, para cada um dos *M* ponto de operação está associado um peso de ponderação ω_l, semidefinido positivo, para determinar a validade de um controlador local para um ponto específico de operação ϕ. O número de funções de validação é *M*. Estas funções apresentam valores próximos da unidade para pontos de operação $\phi \in \Phi_l$ e valores nulos para pontos $\phi \notin \Phi_l$, tal que (Da Costa Jr., 1999):

$$\sum_{l=1}^{M} \omega_l(\tilde{\phi}) = 1 \tag{3.103}$$

De acordo com a Eq. (3.101), a saída da RML é função dos valores dos parâmetros dos modelos locais, $\theta_l(k)$, e dos valores assumidos pelas funções de validação ω_l que são relacionados ao vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(k)$. Portanto, os parâmetros da RML podem ajustar-se de acordo com as mudanças nas condições operacionais do sistema da Eq. (3.92). No entanto, o desempenho da RML está fortemente associado ao desempenho individual dos modelos locais e também ao nível de particionamento da faixa operacional. Uma escolha equivocada do número de partições *M* pode resultar em uma RML muito complexa ou com baixa capacidade de generalização. Está fora do escopo deste trabalho descrever um método que determine precisamente o valor de *M* de forma a projetar uma RML com precisão previamente definida. Neste trabalho esta escolha será realizada empiricamente, sendo que o desempenho do modelo resultante é avaliado experimentalmente ou por simulação numérica.

3.6 – Rede de Controladores Locais – RCL

3.6.1 – Considerações Gerais

Como uma consequência direta da RML, que concerne a relação entre o modelo do sistema controlado e a estrutura de controle, existe uma estrutura de controle não-linear conhecida como uma *Rede de Controladores Locais* (RCL) (Hunt e Johansen, 1997). Esta estrutura consiste em uma combinação de um número finito de controladores lineares individuais, cada um sendo válido (com melhor desempenho) localmente, de acordo com o ponto de funcionamento. Então, para um ponto de funcionamento qualquer, o sinal de controle resultante será sempre uma interpolação não-linear dos sinais de controle que os compensadores individuais locais relativos aos pontos de funcionamento mais próximos produziriam.

Nas próximas seções serão descritos: a) o projeto de um controlador local; b) a construção de uma RCL; c) a maneira como a lógica fuzzy pode ser utilizada para supervisionar a RCL e formular um controlador linear em um ponto de operação genérico.

3.6.2 – Projeto de um Controlador Local

O projeto de um controlador local começa com a escolha de uma técnica de controle digital adequada para o problema analisado. Nesta seção, será considerada a técnica de alocação de polos monovariável descrita na Seção 3.3.1. Uma vez definido o modelo local de acordo com a Eq. (3.95) e, considerando apenas o problema da regulação, a lei de controle local é definida de acordo com a Eq. (3.23) com $T(q^{-1}) = R(q^{-1})$ e $r(k)=0$:

$$u(k) = -\frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})}\,y(k) \tag{3.104}$$

onde $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ são os polinômios com a estrutura descrita nas Eqs. (3.24) e (3.25), respectivamente. Eles são determinados a partir da solução da Eq. (3.26). Para cada controlador local deve ser especificado o polinômio $P(q^{-1})$, o qual determina o comportamento desejado em malha fechada.

3.6.3 – Modelagem da Rede de Controladores Locais (RCL)

De maneira análoga ao que foi feito na construção da RML, será considerado um número finito M de regimes de operação que formam um conjunto Φ_l, com l = 1, ..., M, e, para cada regime, o sistema a ser controlado é caracterizado pelo modelo linear local, de acordo com a Eq. (3.95). Para cada modelo local (A_l, B_l) existe um controlador local correspondente, tendo a estrutura definida pela Eq. (3.104).

$$u_l(k) = -\frac{R_l(q^{-1})}{S_l(q^{-1})}\,y(k) \tag{3.105}$$

Os parâmetros do controlador local (R_l, S_l) são obtidos pela solução da seguinte equação:

$$A_l(q^{-1})R_l(q^{-1}) + q^{-d}B_l(q^{-1})S_l(q^{-1}) = P_{l,D}(q^{-1}) \tag{3.106}$$

Os coeficientes dos polinômios R e S de uma representação linearizada da Eq. (3.105) em um ponto de funcionamento diferente daqueles utilizados na RCL serão obtidos a partir das regras de um sistema fuzzy do tipo Takagi-Sugeno (Wang, 1997). Esta unidade lógica é baseada em um conjunto de regras de inferência definidas da seguinte forma:

$$Regra^{(l)}\text{: } \boldsymbol{SE} < V_1 \text{ é } V_{1,i}^{l} > \text{E} < V_2 \text{ é } V_{2,j}^{l} > \text{E} \ldots \text{E} < V_k \text{ é } V_{k,p}^{l} >$$

$$\boldsymbol{ENTÃO}\ u_l(k) = -S_l^*(q^{-1})u_l(k) - R_l(q^{-1})y(k) \tag{3.107}$$

onde: $S_l^*(q^{-1}) = S_l^*(q^{-1}) - 1$; $l = 1,2, \ldots, M$; $i = 1,2, \ldots, n_1$; $j = 1,2, \ldots, n_2$; e $p = 1,2, \ldots, n_k$. Os termos, V_1, V_2, ..., V_k são variáveis linguísticas fuzzy que formam o *Vetor Ponto de Operação* $\tilde{\varphi}(k)$. O domínio destas variáveis é uniformemente particionado em $n_i = n_1, n_2, \ldots, n_k$ conjuntos fuzzy (por exemplo, as partições de V_i são: $V_{i,1}$, $V_{i,2}$, ..., $V_{i,ni}$). De forma análoga ao que foi descrito para a RML, as funções de pertinência utilizadas para representar estes conjuntos são do tipo triangular e trapezoidal, sendo que as trapezoidais foram utilizadas apenas nos dois conjuntos extremos, conforme apresentado na Figura 3.6.

De acordo com a teoria de sistemas fuzzy (Wang, 1997), o sinal de saída $\hat{u}(k)$ do sistema fuzzy definido pelas regras da Eq. (3.107) é obtido por meio da média ponderada das saídas individuais dos controladores locais da RCL, ou seja, (Da Costa Jr., 1999):

$$\hat{u}(k) = \frac{\sum_{l=1}^{M} \rho_l u_l(k)}{\sum_{l=1}^{M} \rho_l} \tag{3.108}$$

Os pesos de ponderação ρ_l, denominados *Funções de Validação dos Controladores*, são calculados em função das variáveis do vetor $\tilde{\varphi}(k)$ da seguinte forma:

$$\rho_l = \mu_{V_{1,i}^l}(V_1(k)) \times \mu_{V_{2,j}^l}(V_2(k)) \times \cdots \times \mu_{V_{k,p}^l}(V_k(k)) \tag{3.109}$$

Portanto, para cada um dos M ponto de operação está associado um peso de ponderação ρ_l, semidefinido positivo, para determinar a validade de um controlador local para um ponto específico de operação ϕ. O número de funções de validação é M. Estas funções apresentam valores próximos da unidade para pontos de operação $\phi \in \Phi_l$ e valores nulos para pontos $\phi \notin \Phi_l$, tal que (Da Costa Jr., 1999):

$$\sum_{l=1}^{M} \rho_l(\tilde{\phi}) = 1 \tag{3.110}$$

3.7 – Conclusão

Neste capítulo, foi caracterizado o delineamento teórico das técnicas de controle e identificação utilizadas para implementar os controladores digitais propostos neste trabalho. Nos próximos capítulos serão apresentados os resultados obtidos na avaliação de desempenho das estratégias de controle propostas nesta tese.

4 – Simulações 1: Sistema MSBI

4.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados da avaliação de desempenho de uma parte das estratégias de controle apresentadas nas Tabelas 1.1 e 1.2 aplicadas ao projeto de ESPs. As estratégias avaliadas são as seguintes:

1. $ESP_{F\_AP\_SISO}$ - ESP digital fixo com lei de controle do tipo alocação de polos SISO;
2. $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ - ESP digital fixo com estratégia GPC SISO;
3. $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ - ESP digital Fixo por Alocação de Polos MIMO;
4. $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ - ESP digital Fixo com estratégia GPC MIMO;
5. $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ - ESP com modelo RML MIMO e controle por alocação de polos;
6. $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ - ESP com modelo RCL MIMO e controle por alocação de polos;
7. $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ - ESP com modelo RML MIMO e controle GPC;
8. $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ - ESP com modelo RCL MIMO e controle GPC;

Para fins de avaliação comparativa de desempenho, serão implementados controladores com estrutura MIMO e SISO. Em relação ao esquema de funcionamento dos controladores, serão utilizados dois tipos:

- Digital não-adaptativo a parâmetros fixos;
- Fuzzy com modelo não-linear do tipo RML ou RCL, conforme apresentado nas Seções 3.5 e 3.6;

Duas técnicas de projeto de controladores digitais serão utilizadas:

- Alocação de polos com realimentação da saída, conforme descrito na Seções 3.3.1 para o caso SISO e na Seção 3.3.2 para o caso MIMO;
- GPC com estratégia posicional, conforme descrito na Seção 3.3.3 para o caso SISO e na Seção 3.3.4 para o caso MIMO;

O sistema de potência utilizado nas simulações é o sistema máquina síncrona conectada ao barramento infinito (referenciado pela sigla MSBI), conforme descrito no Anexo A. A dinâmica do gerador, que é representada pelo modelo 5 de Arrilaga (1983), é descrito na Seção A.1 e A.2. O sistema de excitação utilizado é apresentado na Seção A.3 (Figura A.1). As dinâmicas de simulação da turbina, do sistema de atuação hidráulico e do sistema de controle de velocidade são apresentadas na Seção A.4 (Figuras A.2 e A.3, respectivamente). Todos os parâmetros utilizados na simulação são apresentados no Anexo C. Na Figura 4.1, é apresentado o diagrama de blocos simplificado descrevendo o sistema de potência e as estruturas de controle estudadas neste capítulo.

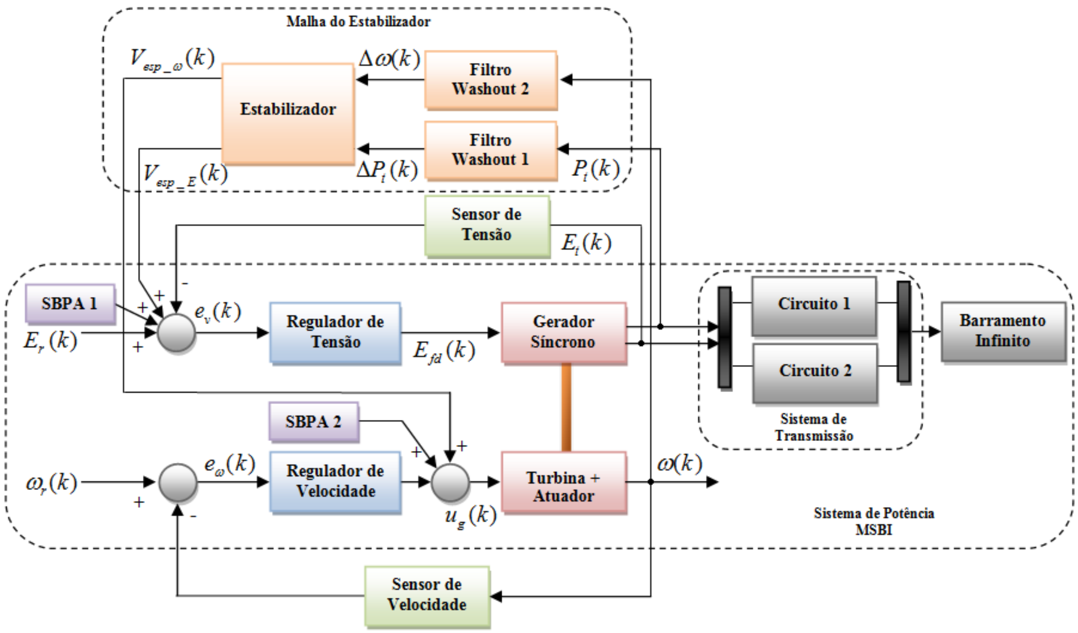


Figura 4.1 – Diagrama em blocos do sistema de potência máquina síncrona conectada ao barramento infinito com as estruturas de controle utilizadas.

Verifica-se no diagrama da Figura 4.1 que na malha de estabilização são utilizados dois sinais de realimentação: $P_t(k)$ e $\omega(k)$. Após o processamento destes sinais por uma cadeia de filtros passa altas são obtidos os sinais $\Delta P_t(k)$ e $\Delta\omega(k)$. Por se tratar de uma estratégia de controle suplementar, esta filtragem é necessária para evitar que níveis constantes nos sinais realimentados interfiram no funcionamento das malhas de regulação de velocidade e de tensão. A formulação da lei de controle estabilizante multivariável resulta na criação dos sinais $V_{esp\_\omega}(k)$ e $V_{esp\_E}(k)$ que são injetados na malha de regulação de velocidade da turbina (somado ao sinal u_g na Figura A.3) e de excitação do gerador síncrono (somado ao sinal E_r na Figura A.1), respectivamente. Para o caso em que a lei de controle estabilizante é monovariável, será utilizado somente o sinal $P_t(k)$ na realimentação. Neste caso, somente o sinal $V_{esp\_E}(k)$ é injetado na malha de excitação do gerador. Os projetos dos controladores serão descritos em forma de tutorial com demonstração numérica dos resultados obtidos em cada etapa. Se for necessária uma etapa de identificação paramétrica serão apresentados os resultados obtidos com a utilização de algoritmos não-recursivos equivalentes aos descritos no Capítulo 3 na Seção 3.2.2 (ERMQ_SISO) e na Seção 3.2.3 (ERMQ_MIMO). Todas as rotinas utilizadas nas simulações fazem parte do ***PowerSim_PredC_Id***.

O restante deste capítulo está organizado da seguinte forma:

- **Seção 4.2 –** Apresenta os resultados da identificação dos parâmetros dos modelos matemáticos utilizados no projeto dos controladores a parâmetros fixos. Dois procedimentos de identificação são apresentados: um para o modelo SISO e outro para o modelo MIMO;
- **Seção 4.3** - Apresentação dos projetos das estratégias de controle digital fixo com estrutura SISO ($ESP_{F\_AP\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_SISO}$);
- **Seção 4.4**- Apresentação dos projetos das estratégias de controle digital fixo com estrutura MIMO ($ESP_{F\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$);
- **Seção 4.5** - Apresentação dos projetos das estratégias de controle fuzzy com técnica de alocação de polos e GPC com modelo não-linear RML com estrutura MIMO ($ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$);
- **Seção 4.6** - Apresentação dos projetos das estratégias de controle fuzzy com técnica de alocação de polos e GPC com modelo não-linear RCL com estrutura MIMO ($ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$);
- **Seção 4.7** - Apresentação dos resultados da avaliação comparativa de desempenho por meio de testes e simulações de modelos não-lineares do sistema de potência estudado;
- **Seção 4.8** - Conclusões do capítulo;

4.2 - Identificação dos parâmetros dos modelos do sistema de potência

A primeira etapa do projeto dos 8 controladores propostos neste capítulo é a identificação de um modelo matemático do processo a ser controlado. Esta seção descreve os detalhes dos procedimentos de identificação realizados para estimar os parâmetros dos modelos matemáticos simplificados da malha de excitação e de velocidade do sistema MSBI. De um modo geral estes procedimentos podem ser divididos em quatro etapas:

- Aquisição dos dados de entrada e saída do processo;
- Escolha da estrutura matemática do modelo do sistema;
- Estimação dos parâmetros do modelo;
- Validação do modelo;

Nesta seção serão descritos os resultados obtidos em cada uma das 4 etapas dos procedimentos de identificação paramétrica dos modelos SISO e MIMO representativos do sistema de potência estudado.

4.2.1 – Identificação não-recursiva do modelo SISO

4.2.1.1 – Aquisição dos dados de entrada e saída do processo – SISO

A primeira etapa do procedimento de identificação consiste na aquisição dos dados de entrada e saída do processo quando submetido a valores de entrada apropriados. Neste estudo, uma classe especial de sinal conhecido como Sequência Binária Pseudo Aleatória (SBPA) foi utilizada como sinal de entrada (Aguirre, 2000). As principais especificações de projeto de uma SBPA são o tempo entre bits T_b, o número de células n do registrador utilizado para gerar a sequência e a amplitude do sinal (AMP_{SBPA}). O comprimento da SBPA é definido da seguinte forma $L = \mathrm{T_b} * (2^{\mathrm{n}} - 1)$. Na Figura 4.2 é apresentado o resultado de um dos ensaios de identificação realizados para estimar os parâmetros de um dos modelos locais. O ponto de operação considerado é o seguinte:

$$\tilde{\varphi}(0) = [P_t \;\; Q_t \;\; LT] = [0{,}9 \;\; 0{,}3 \;\; 2]$$

ou seja, neste condição de operação temos $P_t = 0{,}9$, $Q_t = 0{,}3$ e dois circuitos de transmissão ativos. A SBPA foi aplicada à entrada $V_{esp\_E}(k)$ do sistema de excitação somando-se ao sinal $E_r(k)$, conforme apresentado no diagrama da Figura 4.1. Foram utilizadas quatro SBPAs idênticas totalizando 25s de teste, aproximadamente. As demais condições em que foi realizado o teste e os parâmetros de projeto da SBPA são apresentadas na Tabela 4.1.

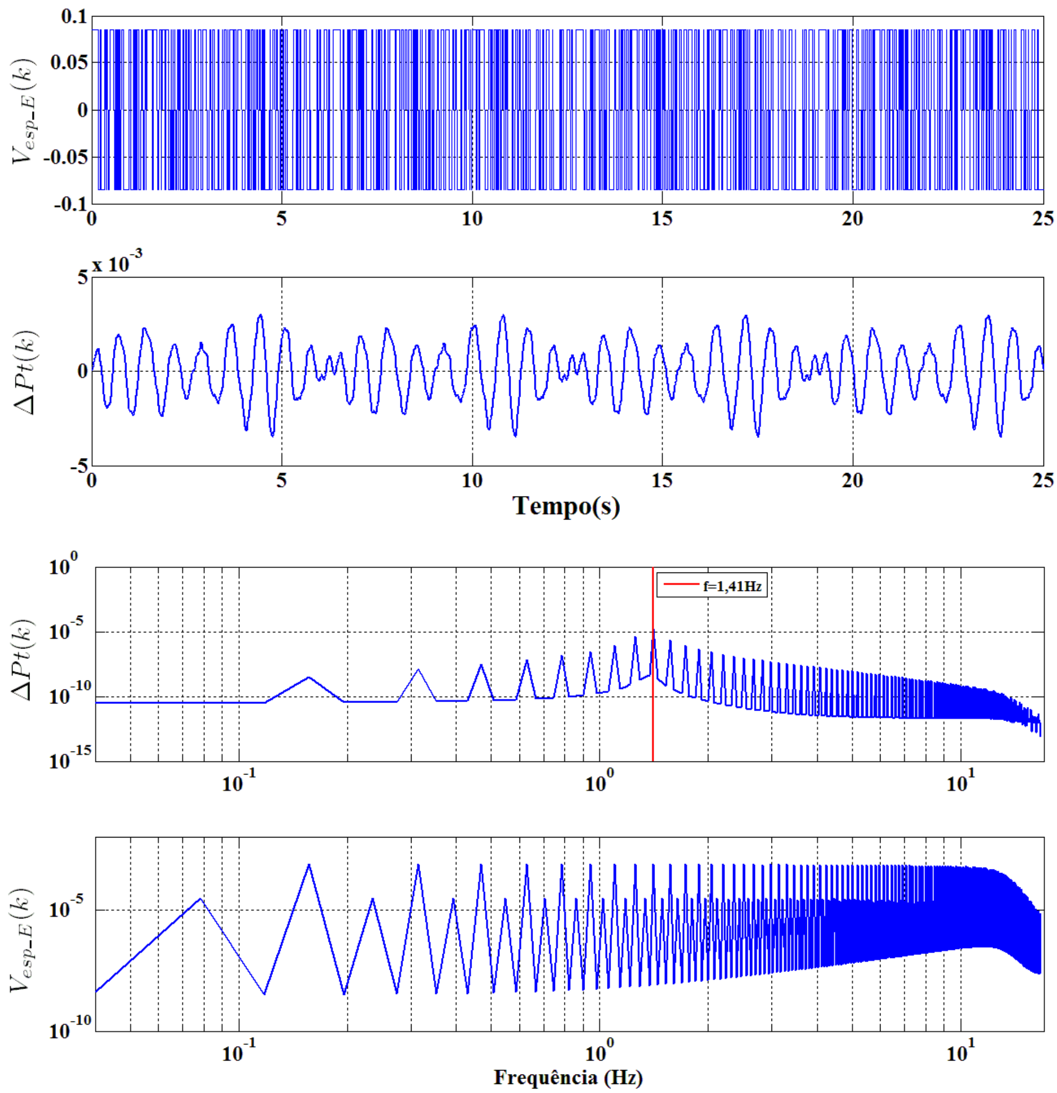


Figura 4.2 – Procedimento de Identificação de um modelo SISO representativo do sistema MSBI no ponto de operação $\tilde{\varphi}(0)$ – Etapa 1.

Tabela 4.1: Condições iniciais da simulação utilizada para a identificação do modelo SISO e parâmetros de projeto da SBPA.

Condições Iniciais		**Parâmetros da SBPA 1**	
Condição	**Valor**	**Parâmetro**	**Valor**
$P_t(0)$	0,9 pu	T_b	25ms
$Q_t(0)$	0,3 pu	N	8
LT	2	L	6,375s
$E_{fd}(0)$	2,1295 pu	AMP_{SBPA}	0,04* $E_{fd}(0)$
$V_t(0)$	1,3282∠29,6° pu	$f_{min\ SBPA}$	0,1568 Hz
		$f_{max\ SBPA}$	17,60 Hz

4.2.1.2 - Escolha da estrutura do modelo – SISO

Para o caso das estratégias SISO, o modelo que será considerado neste trabalho é do tipo ARX, conforme apresentado na Eq. (3.2). Na malha de excitação foi escolhido um intervalo de amostragem de T_s = 30ms. A escolha dos valores de n_a, n_b e d foi realizada analisando a relação de custo e benefício entre a complexidade estrutural do modelo e a sua capacidade de interpretar corretamente uma parte da informação dinâmica presente na massa de dados do ensaio de identificação. Para simplificar esta análise, somente modelos com d = 1 serão considerados. A análise da função que descreve a evolução do custo quadrático do erro de predição para diferentes modelos indicou que para n_a = 3 e n_b = 2 é obtido um modelo com boa capacidade de aproximação. Portanto, a dinâmica da malha de excitação do sistema de potência estudado será representada pelo seguinte modelo:

$$\frac{\Delta P_t(k)}{V_{esp\_E}(k)} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-1}(\sum_{i=0}^{2} b_i q^{-i})}{(1+\sum_{i=1}^{3} a_i q^{-i})} \tag{4.1}$$

onde $V_{esp\_E}(k)$ é o sinal aplicado na entrada do sistema de excitação do gerador e $\Delta P_t(k)$ é o desvio de potência elétrica ativa, ambos amostrados a uma taxa de T_s=30ms. Neste trabalho, o sinal $\Delta P_t(k)$ é formulado da seguinte forma:

$$\Delta P_t(k) = H_r(q^{-1}) P_t(k) \tag{4.2}$$

onde $H_r(q^{-1})$ é obtido pela discretização do seguinte filtro contínuo do tipo passa-altas utilizando o método Bilinear ou de Tustin:

$$H_r(s) = \frac{sT_{PA}}{1+sT_{PA}} \tag{4.3}$$

sendo que a constante de tempo utilizada foi de T_{PA} = 5s.

4.2.1.3 - Estimação dos parâmetros do modelo – SISO

Os dados de entrada e saída do teste de identificação foram divididos em quatro partes iguais cada uma correspondente a uma SBPA completa: a primeira foi desprezada; a segunda foi utilizada na estimação dos parâmetros dos modelos e a terceira parte foi utilizada para a validação do modelo. O método utilizado foi o mínimos quadrados não-recursivo equivalente ao ERMQ_SISO apresentado na Seção 3.2.2. Na Tabela 4.2 são apresentados os valores dos parâmetros identificados.

Tabela 4.2 - Parâmetros do modelo de 3ª ordem SISO na condição operacional $\tilde{\varphi}(0)$.

Coeficientes	a_1	a_2	a_3
Valor	-2,27996	1,688380	-0,36683
Coeficientes	b_0	b_1	b_2
Valor	1,866178x10^{-3}	-1,9420019x10^{-3}	-0,1371148x10^{-3}

O espectro do sinal de saída apresentado na Figura 4.2 indica a existência de um modo dinâmico pouco amortecido localizado na frequência de 1,41Hz, aproximadamente. No modelo identificado este modo de oscilação mal condicionado é representado por um par de polos complexos localizados próximo ao círculo de raio unitário do plano-*z*, conforme pode ser observado no diagrama de polos e zeros apresentado na Figura 4.3.

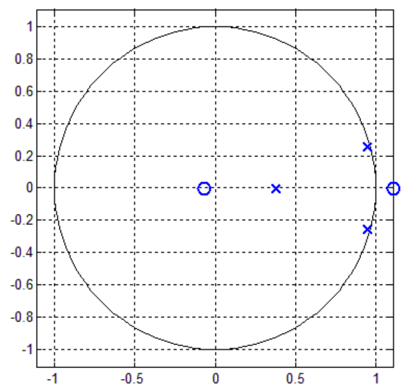
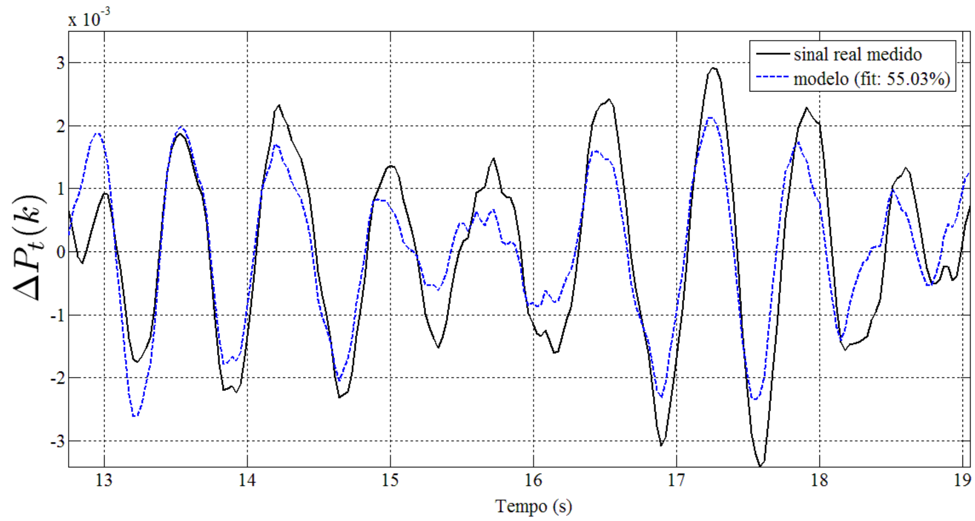


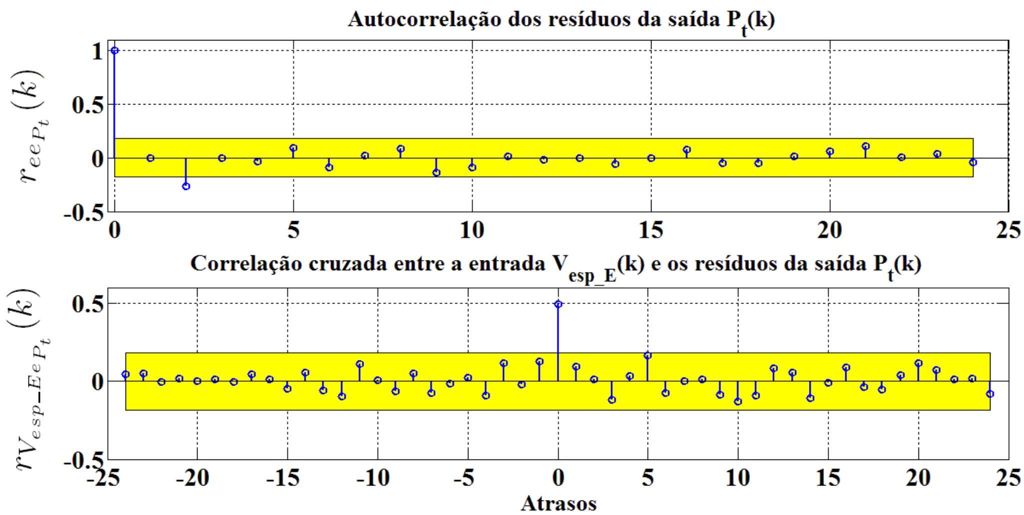
Figura 4.3 - Diagrama de polos e zeros do modelo SISO de 3ª ordem na condição $\tilde{\varphi}(0)$.

4.2.1.4 - Validação do modelo – SISO

A validação do modelo foi realizada por meio da comparação entre a saída estimada e a saída real medida durante o ensaio, conforme pode ser observado na Figura 4.4.a utilizando a terceira parte dos dados de identificação. O comportamento do modelo identificado é próximo ao comportamento do sistema real, como pode ser observado pela parcial superposição das curvas. As funções de autocorrelação dos resíduos $e(k)$ (calculados pela Eq. (3.7)) do sinal de saída $P_t(k)$, $r_{ee_{P_t}}(k)$, e a correlação cruzada entre os resíduos do sinal de saída e o sinal de entrada, $r_{V_{esp\_E}e_{P_t}}(k)$, são apresentadas na Figura 4.4.b. A região de 99% de confiança encontra-se destacada. O perfil da função de autocorrelação dos resíduos é aproximadamente um impulso na origem, indicando que este sinal é independente e que as estimativas são pouco polarizadas. A função de correlação cruzada mostra que, para fins práticos, o sinal de entrada está razoavelmente descorrelacionado dos resíduos, indicando que o modelo obtido conseguiu extrair a informação essencial da dinâmica contida no conjunto de dados do teste.



(a)



(b)

Figura 4.4 - Validação do modelo SISO de 3ª ordem no ponto de operação $\tilde{\varphi}(0)$ a) Comparação no domínio do tempo; b) Função de Autocorrelação e Função de correlação cruzada.

Os autovalores do modo eletromecânico dominante do sistema MSBI, calculados numericamente a partir da linearização do sistema no ponto de operação $\tilde{\varphi}(0)$ utilizando a função *linmod*() do Matlab®, são os seguintes:

$$s_{\tilde{\varphi}(0)} = -0{,}403740 \pm j8{,}66635$$

Na Tabela 4.3, é apresentada a comparação entre os polos do modelo SISO da Eq. (4.1) identificado, as características do seu modo oscilatório dominante e o modo oscilatório representado pelos autovalores $s_{\tilde{\varphi}(0)}$.

Tabela 4.3 – Comparação entre o modelo SISO de 3ª ordem e o modelo linearizado em $\tilde{\varphi}(0)$.

	Modelo SISO (Plano-z)	Modelo Linearizado (Plano-s)
Polos	$0{,}95048 \pm j0{,}253969$	$-0{,}403740 \pm j8{,}66635$
Coeficiente de Amortecimento	0,0623166	0,046536
Frequência Natural (Hz)	1,3878762	1,3822864

Para o modelo discreto da Eq. (4.1), os polos e zeros são números complexos definidos no plano-z enquanto que para o modelo linearizado, os autovalores são números complexos representados no plano-s. As comparações do coeficiente de amortecimento e da frequência natural, apresentadas na Tabela 4.3, referem-se ao equivalente contínuo dos polos discretos. A correlação entre o coeficiente de amortecimento ξ e a frequência natural f_n equivalentes no plano-s do polo λ do modelo discreto com intervalo de amostragem T_s é a seguinte (Franklin *et al.*, 1998):

$$f_n = \frac{|\ln(\lambda)|}{2\pi T_s}$$

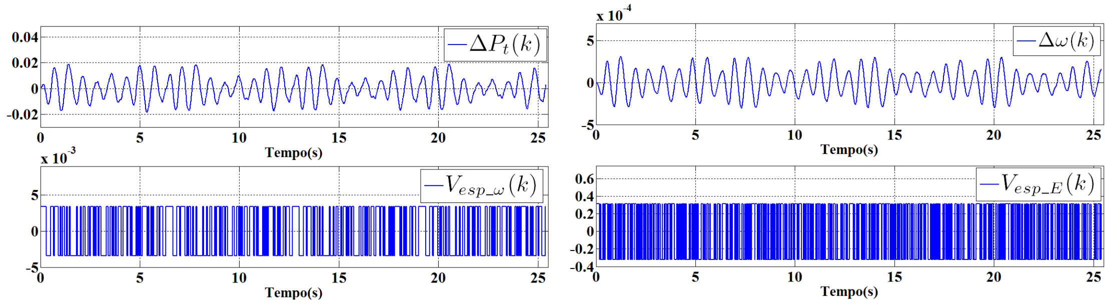
$$\xi = -\cos(\angle \ln(\lambda)),\ \xi < 1$$

Verifica-se pela análise da tabela que o modelo SISO conseguiu representar de forma aproximada a frequência e o amortecimento do modo eletromecânico mal condicionado presente no sistema de potência.

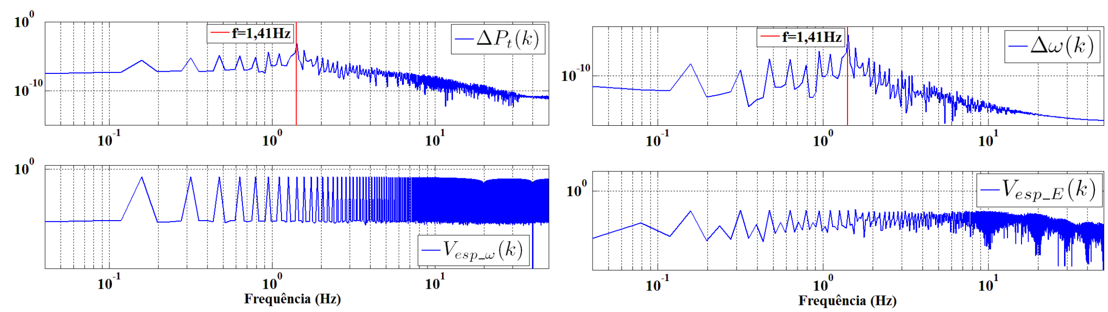
4.2.2 – Identificação não-recursiva do modelo MIMO

4.2.2.1 – Aquisição dos dados de entrada e saída do processo – MIMO

O resultado obtido na primeira etapa do procedimento de identificação do modelo MIMO do sistema MSBI é apresentado na Figura 4.5. Neste estudo, dois sinais de perturbação do tipo SBPA foram utilizados para identificar este modelo. Um sinal foi aplicado à entrada $V_{esp\_E}(k)$ do sistema de excitação somando-se ao sinal $E_r(k)$, conforme apresentado no diagrama da Figura 4.1. A segunda perturbação foi aplicada na entrada $V_{esp\_\omega}(k)$ do sinal sistema de regulação de velocidade, somando-se ao sinal $u_g(k)$ na entrada do sistema de atuação hidráulica. Foram utilizadas quatro SBPAs idênticas em cada entrada totalizando 25s de teste, aproximadamente. As condições em que foi realizado o teste e os parâmetros de projeto das SBPAs são apresentadas na Tabela 4.4.



(a)



(b)

Figura 4.5 – Procedimento de identificação de um modelo MIMO representativo do sistema MSBI na condição de operação $\tilde{\varphi}(0)$ – Etapa 1: a) Domínio do tempo; b) Espectro de frequências.

Tabela 4.4: Condições iniciais da simulação utilizada para identificação do modelo linear MIMO do sistema MSBI e parâmetros de projeto das SBPAs.

Condições Iniciais		Parâmetros das SBPAs			
		SBPA 1 - Malha do RAT		SBPA 2 - Malha do RV	
Condição	**Valor**	**Parâmetro**	**Valor**	**Parâmetro**	**Valor**
$P_t(0)$	0,9 pu	AMP_{SBPA}	0,15* $E_{fd}(0)$	AMP_{SBPA}	0,004* $u_g(0)$
$Q_t(0)$	0,3 pu	$fmin_{\text{ SBPA}}$	0,1568 Hz	$fmin_{\text{ SBPA}}$	0,15748 Hz
LT	2	$fmax_{\text{SBPA}}$	17,60 Hz	$fmax_{\text{SBPA}}$	8,8 Hz
$E_{fd}(0)$	2,1295 pu	N	8	n	7
$u_g(0)$	0.8534	T_b	25ms	T_b	50ms
$V_t(0)$	1,3282∠29,66º pu				

4.2.2.2 - Escolha da estrutura do modelo – MIMO

Para o caso das estratégias MIMO, o modelo que será considerado neste trabalho é do tipo ARX, obtido a partir da Eq. (3.29) sem considerar $\mathbf{C}(q^{-1})$. O intervalo de amostragem escolhido foi T_s = 30ms. A análise da função que descreve a evolução do custo quadrático do erro de predição para diferentes modelos indicou que para n_a = 3, n_b = 3 e d = 0 é obtido um modelo MIMO com boa capacidade de aproximação. Portanto, a dinâmica da malha de excitação e de regulação de velocidade será representada pelo seguinte modelo:

$$
\begin{gathered}
\left[I+\mathbf{A}(q^{-1})\right]\mathbf{y}(k)=q^{0}\mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k)\\
\mathbf{u}(k)=\left[V_{esp\_\omega}(k)\;V_{esp\_E}(k)\right]^{T}\\
\mathbf{y}(k)=\left[\Delta P_{t}(k)\;\Delta\omega(k)\right]^{T}\\
\mathbf{A}(q^{-1})=\sum_{i=1}^{3}A_{i}q^{-i}\\
\mathbf{B}(q^{-1})=\sum_{i=1}^{3}B_{i}q^{-i}
\end{gathered}
\qquad (4.4)
$$

onde os termos A_i e B_i são coeficientes matriciais de dimensão $\Re^{2x2}$; $V_{esp\_\omega}(k)$ é o sinal aplicado na entrada da unidade de atuação hidráulica somado ao sinal $u_g(k)$; $\Delta P_t(k)$ é o desvio de potência elétrica ativa, obtido por meio da Eq. (4.2); e $\Delta\omega(k)$ é o desvio de velocidade. Neste trabalho o sinal $\Delta\omega(k)$ é formulado da seguinte forma:

$$\Delta\omega(k)=H_{r}(q^{-1})\omega(k) \qquad (4.5)$$

onde $H_r(q^{-1})$ é obtido pela discretização do filtro contínuo do tipo passa-altas da Eq. (4.3) utilizando o método Bilinear ou de Tustin e constante de tempo T_{PA} = 5s:

4.2.2.3 - Estimação dos parâmetros do modelo – MIMO

Os dados de entrada e saída de cada ensaio foram divididos em quatro partes iguais cada uma correspondente a uma SBPA completa: a primeira foi desprezada; a segunda foi utilizada na estimação dos parâmetros dos modelos e a terceira parte foi utilizada para a validação do modelo. O método de estimação utilizado foi o de mínimos quadrados não-recursivo. Na Tabela 4.5 são apresentados os valores dos parâmetros identificados.

Tabela 4.5 - Parâmetros de modelo ARX MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.4) na condição $\tilde{\varphi}(0)$.

Coeficientes	A_1	A_2	A_3
Valor	$\begin{bmatrix}1{,}8534 & -20{,}3408\\ 0{,}0025 & -2{,}7428\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1{,}1205 & 21{,}2340\\ -0{,}0045 & 2{,}5293\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}-0{,}2518 & -6{,}3294\\ 0{,}0019 & -0{,}7820\end{bmatrix}$
Coeficientes	$B_1 \times 10^3$	$B_2 \times 10^3$	$B_3 \times 10^3$
Valor	$\begin{bmatrix}-0{,}1592 & 1{,}9716\\ -0{,}6790 & -0{,}0049\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}-4{,}4385 & -1{,}0161\\ 0{,}0678 & 0{,}0021\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}0{,}8683 & 0{,}1444\\ 0{,}6153 & 0{,}0017\end{bmatrix}$

Os espectros dos sinais de saída apresentados na Figura 4.5b indicam a existência de um modo dinâmico pouco amortecido localizado, aproximadamente, na frequência de 1,41Hz. No modelo identificado este modo de oscilação mal condicionado é representado por um par de polos complexo localizado próximo ao círculo de raio unitário do plano-z, conforme pode ser observado no diagrama de polos e zeros apresentado na Figura 4.6. Verifica-se que as funções de transferência $\Delta P_t(k)/V_{esp\_E}(k)$, $\Delta\omega(k)/V_{esp\_E}(k)$, $\Delta P_t(k)/V_{esp\_\omega}(k)$ e $\Delta\omega(k)/V_{esp\_\omega}(k)$ são de fase não-mínima, conforme pode ser comprovado pela localização dos polos e zeros do modelo apresentada na Tabela 4.6.

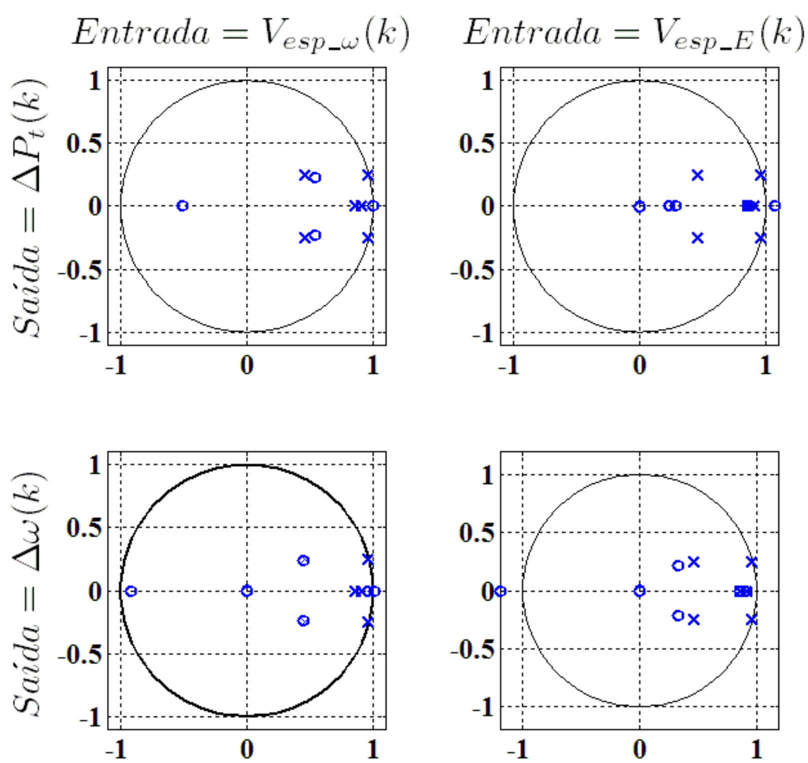


Figura 4.6 - Diagrama de polos e zeros do modelo MIMO de 3º ordem no ponto $\tilde{\varphi}(0)$.

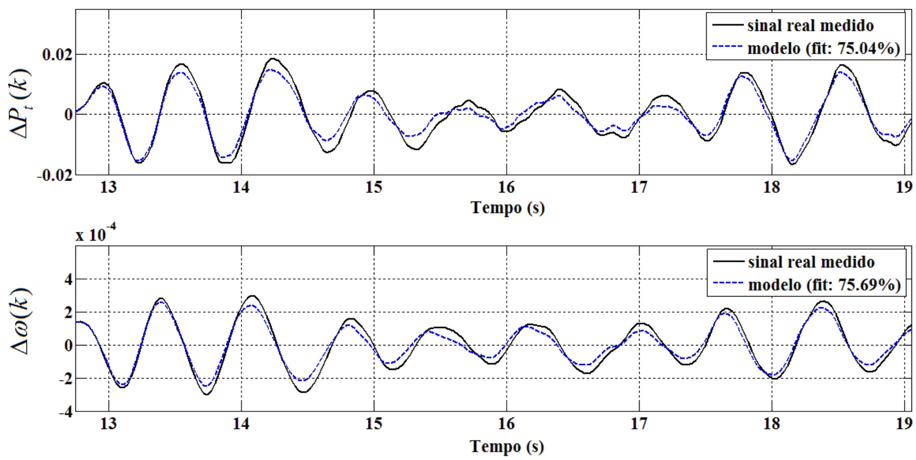
Tabela 4.6 – Localização dos polos e zeros do modelo ARX MIMO utilizado no $ESP_{F\_AP\_MIMO}$.

Função de Transferência	Zeros	Polos
$\Delta P_t(k)/V_{esp\_\omega}(k)$	-113,4719;-0,5117;1,0008; 0,5441 $\pm$ 0,2268i	0,9541 $\pm$ 0,2527i; 0,9105; 0,8602; 0,4586 $\pm$ 0,2534i
$\Delta\omega(k)/V_{esp\_\omega}(k)$	-0,9118; 1,0103; 0,9550;0,4501 $\pm$ 0,2442i	
$\Delta P_t(k)/V_{esp\_E}(k)$	1,0699; 0,8748; 0,8543;0,2801; 0,2302	
$\Delta\omega(k)/V_{esp\_E}(k)$	-1,1907; 0,9152; 0,8607;0,3319 $\pm$ 0,2161i	

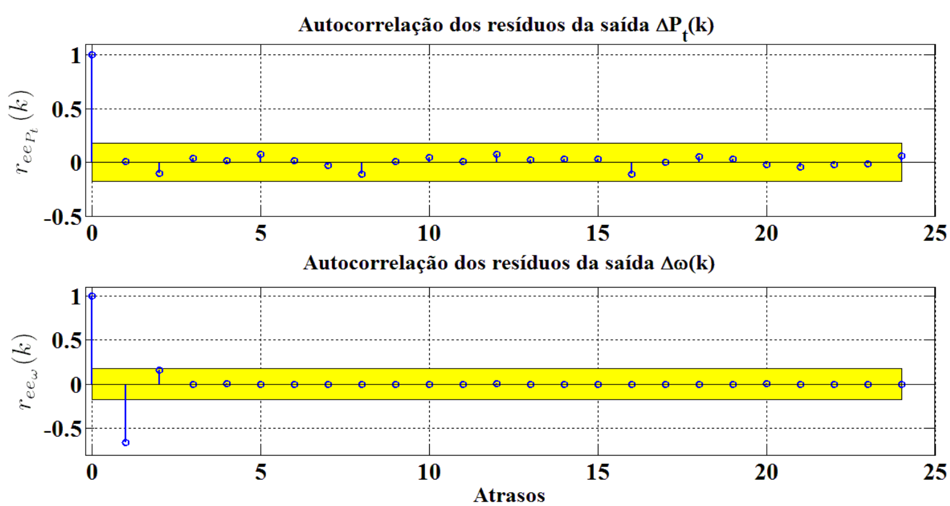
4.2.2.4 - Validação do modelo – MIMO

A validação do modelo foi realizada por meio da comparação entre a saída estimada e a saída real medida durante o ensaio, conforme pode ser observado na Figura 4.7.a. As funções de autocorrelação dos resíduos $\mathbf{e}(k)$ dos sinais de saída (calculados a partir da Eq. (3.14) com

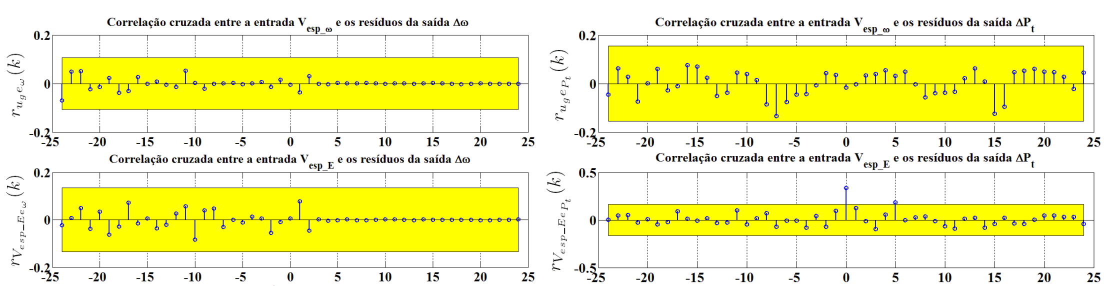
$\mathbf{v}(k) = \mathbf{e}(k)$) e a correlação cruzada entre os resíduos das saídas e os sinais de entrada são apresentadas na Figura 4.7.b.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.7 - Validação do modelo MIMO de 3ª ordem no ponto de operação $\tilde{\varphi}(0)$ a) Comparação no domínio do tempo; b) Função de Autocorrelação e c) Funções correlação cruzada.

O perfil da função de autocorrelação dos resíduos das saídas é aproximadamente um impulso na origem, indicando que este sinal é independente e que as estimativas são pouco polarizadas. A função de correlação cruzada mostra que, para fins práticos, o sinal de entrada está razoavelmente descorrelacionado dos resíduos das saídas, indicando que o modelo obtido conseguiu extrair a informação essencial da dinâmica contida no conjunto de dados do ensaio.

Conforme foi descrito na Seção 4.2.1.4, os autovalores do modo eletromecânico dominante do sistema MSBI, calculados numericamente a partir da linearização do sistema no ponto de operação $\tilde{\varphi}(0)$, são dados por $s_{\tilde{\varphi}(0)}$. Na Tabela 4.7, é apresentada a comparação entre os polos dominantes do modelo ARX MIMO da Eq. (4.4) identificado e o modo oscilatório dominante representado por $s_{\tilde{\varphi}(0)}$. O modelo identificado conseguiu representar de forma aproximada a frequência e o amortecimento do modo eletromecânico mal condicionado presente no sistema de potência.

Tabela 4.7 – Comparação entre o modelo ARX MIMO de 3ª ordem utilizado na estratégia $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ e o modelo linearizado na condição $\tilde{\varphi}(0)$.

	Modelo MIMO (Plano-z)	**Modelo Linearizado (Plano-s)**
Polo Dominante	$0{,}9541 \pm j0{,}2527$	$-0{,}403740 \pm j8{,}66635$
Coeficiente de Amortecimento	0,0505535	0,046536
Frequência Natural (Hz)	1,3757221	1,3822864

4.3 - Projetos dos controladores digitais fixos SISO ($ESP_{F\_AP\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_SISO}$)

Para efeito de comparação, todos os testes realizados para medir o desempenho dos controladores fuzzy não-lineares MIMO também serão aplicados a duas estratégias de controle linear SISO não-adaptativo: o $ESP_{F\_AP\_SISO}$ e o $ESP_{F\_GPC\_SISO}$. Os detalhes do projeto destas duas estratégias serão apresentados nesta seção.

4.3.1 - Projeto do controlador $ESP_{F\_AP\_SISO}$

A estratégia de controle $ESP_{F\_AP\_SISO}$ utiliza o modelo de 3ª ordem da Eq. (4.1), estimado pelo procedimento não-recursivo descrito na Seção 4.2.1, para sintetizar uma lei de controle estabilizante. Conforme descrito na Seção 3.3.1, a seguinte estrutura de controle, conhecida como forma canônica R-S-T, será utilizada (Landau, 2006):

$$S(q^{-1})V_{esp\_E}(k) = T(q^{-1})r(k) - R(q^{-1})\Delta P_t(k) \qquad (4.6)$$

onde $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ são polinômios de ordem apropriada e $r(k)$ é a trajetória desejada para o sinal de saída $\Delta P_t(k)$. Neste trabalho, somente o problema de regulação será considerado e por isso $T(q^{-1}) = S(q^{-1})$. A trajetória desejada é $r(k) = 0$, já que os desvios de potência devem ser nulos. Portanto, a estrutura final de controle do $\mathrm{ESP}_{\mathrm{F\_AP\_SISO}}$ é a seguinte:

$$\mathrm{ESP}_{\mathrm{F\_AP\_SISO}}(q^{-1}) = \frac{V_{esp\_E}(k)}{\Delta P_t(k)} = -\frac{R(q^{-1})}{S(q^{-1})} \tag{4.7}$$

Conforme descrito no diagrama de blocos da Figura 4.1, o sinal de controle suplementar $V_{esp\_E}(k)$ é somado à referência do sistema de regulação de tensão do gerador síncrono. Para determinar a ordem e os coeficientes dos polinômios $S(q^{-1})$ e $R(q^{-1})$ será utilizada a técnica de alocação de polos com realimentação da saída na sua formulação SISO. Conforme foi descrito na Seção 3.3.1, esta técnica consiste em resolver o seguinte sistema de equações lineares:

$$A(q^{-1})S(q^{-1}) + q^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1}) = P(q^{-1}) \tag{4.8}$$

onde $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são polinômios conhecidos a partir do modelo da Eq.(4.1). O polinômio $P(q^{-1})$ determina o comportamento desejado em malha fechada e deve ser especificado pelo projetista. Neste trabalho é definido da seguinte forma:

$$P(q^{-1}) = P_d(q^{-1})A_o(q^{-1}) \tag{4.9}$$

onde

$$A_o(q^{-1}) = (1 - a_o q^{-1})^2 \tag{4.10}$$

$$P_d(q^{-1}) = P_{CMC}(q^{-1})P_{INST}(q^{-1})P_{EST}(q^{-1}) \tag{4.11}$$

onde

- O polinômio $A_o(q^{-1})$ é um observador polinomial que especifica os polos auxiliares do sistema (Åström e Wittenmark, 1998). Sua função é filtrar sinais de alta frequência, suavizando as variações do sinal de controle e melhorando a robustez do sistema;
- O polinômio $P_{INST}(q^{-1})$ engloba o conjunto de polos estáveis equivalentes aos polos instáveis em malha aberta. Esta equivalência é obtida trocando o sinal da parte real do polo em malha aberta;
- O polinômio $P_{CMC}(q^{-1})$ engloba o conjunto de polos estáveis em malha aberta que apresentam coeficiente de amortecimento menor que o mínimo tolerado pelo projetista $\xi_{\min}$ e, portanto devem ser amortecidos. A regra de formação deste polinômio é a seguinte:

$$P_{CMC}(q^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_{CMC}} \alpha^i a_i q^{-i} \qquad (4.12)$$

sendo n_{CMC} o número de polos que satisfazem a seguinte condição:

$$\xi < \xi_{\min} \qquad (4.13)$$

- Os termos a_i, i=1,... n_{CMC}, representam os coeficientes do polinômio $A(q^{-1})$ do modelo da Eq.(4.1) que engloba os polos que satisfazem a Eq. (4.13); O termo α é utilizado para modificar o amortecimento relativo ξ do modo menos amortecido da planta para um valor desejado ξ_d sem alterar substancialmente a frequência natural ω_n deste modo. Esta modificação é realizada deslocando radialmente os polos do polinômio $P_{CMC}(q^{-1})$ em direção ao centro do círculo unitário no plano-z. O fator de contração radial (0<α<1) é expresso pela seguinte equação:

$$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi)\omega_n T_S} \qquad (4.14)$$

- O polinômio $P_{EST}(q^{-1})$ engloba o conjunto de polos estáveis em malha aberta e que não precisam ser amortecidos em malha fechada. Estes polos são deslocados radialmente em direção ao centro do círculo de raio unitário pelo fator α;

Resolvendo a Eq. (4.8) é possível encontrar a seguinte solução para os coeficientes dos polinômios $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ do controlador:

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2} \qquad (4.15)$$

$$S(q^{-1}) = 1 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2} \qquad (4.16)$$

Os parâmetros de projeto do $ESP_{F\_AP\_SISO}$ são:

- O fator de contração radial α;
- O coeficiente a_o;
- Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ estimados de forma não-recursiva.

Na Tabela 4.8 são apresentados os detalhes do projeto do $ESP_{F\_AP\_SISO}$.

Tabela 4.8 – Detalhes do projeto do $ESP_{F\_AP\_SISO}$.

Parâmetro	Valor
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(0)$
Modelo	Eq. (4.1)
T_s	30ms
a_o	0,2
α	0,960982209442704
ξ_{min}	0,25
ξ_d	0,21
ξ	0,062316633948795
$\omega_n(rad/s)$	8,720283560592526
$A_o(q^{-1})$	$1 - 0,4\, q^{-1} + 0,04\, q^{-2}$
$P_{CMC}(q^{-1})$	$1 - 1,9009\, q^{-1} + 0,9679\, q^{-2}$
$P_{INST}(q^{-1})$	1
$P_{EST}(q^{-1})$	$1\text{-}0,3642q^{-1}$
$P_d(q^{-1})$	$1\ \text{-}2,1908q^{-1} + 1,55895\, q^{-2}\ \text{-}0,32547\, q^{-3}$
$S(q^{-1})$	$1\text{-}0,3148q^{-1} + 0,03836q^{-2}$
$R(q^{-1})$	$2,0406 + 18,7407q^{-1}\ \text{-}7,6660q^{-2}$

4.3.2 - Projeto do controlador $ESP_{F\_GPC\_SISO}$

Seguindo o procedimento definido na Seção 3.3.3 (Controle Preditivo Generalizado Monovariável - GPC_SISO), a cada intervalo de amostragem o sinal de controle da estratégia de controle com horizonte retrocedente (*receding-horizon control*) $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ tem a seguinte forma:

$$u(k) = V_{esp\_E}(k) = K(\mathbf{r} - \mathbf{f}) \tag{4.17}$$

onde:

- $\mathbf{r}$ é o vetor de referências desejadas para os sinais de saída do modelo da Eq. (4.1);
- $\mathbf{f}$ é um vetor que contem as predições da resposta livre do modelo da Eq. (4.1), que pode ser calculada recursivamente pela seguinte equação:

$$\mathbf{f}_{j+1} = q\left(1 - \mathbf{A}\left(q^{-1}\right)\right)\mathbf{f}_j + \mathbf{B}\left(q^{-1}\right)u(k+j) \tag{4.18}$$

sendo $f_0 = y(k)$ e $u(k+j) = 0$ para $j \geq 0$

- K é um vetor de ganhos numericamente igual a primeira linha da matriz:

$$\left(\mathbf{G}^T\mathbf{G} + \lambda\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{G}^T \tag{4.19}$$

sendo:

- λ uma constante que pondera a importância relativa do erro da saída sobre o sinal de controle durante a minimização do critério da Eq. (3.48). Será utilizada a formulação posicional do GPC já que: a) para o caso da lei de controle do ESP, o valor desejado em regime para o sinal de controle é nulo, $\mathbf{r} = [0 \quad \ldots \quad 0]$, por definição da ação suplementar deste dispositivo; b) somente o problema da regulação será considerado;

- $\mathbf{G}$ é a matriz formada pelos coeficientes da resposta ao degrau do modelo da Eq. (4.1), conforme descrito na Eq. (3.62), repetida a seguir

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_{N_1} & g_{N_1-1} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \cdots & \cdots & g_{N_2-N_u} \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & \cdots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix} \qquad (3.62)$$

onde $N_1, N_2\ e\ N_u$ são os horizontes de inicial, final e de controle, respectivamente.

Os parâmetros necessários para implementar o algoritmo do $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_SISO}}$ são:

- N_1, N_2, N_u e λ;
- Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ do modelo SISO da Eq. (4.1) estimados de forma não-recursiva;

Conforme descrito no diagrama de blocos da Figura 4.1, o sinal de controle suplementar $V_{esp\_E}(k)$, obtido pela solução da Eq. (4.17), é somado à referência do sistema de regulação de tensão do gerador síncrono. Na Tabela 4.9, são apresentados os detalhes do projeto do $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_SISO}}$. Os parâmetros de projeto deste controlador foram escolhidos de forma não-sistematizada por meio de um teste que consistiu na aplicação de uma perturbação do tipo degrau na entrada do sistema de excitação. Por tentativa e erro, foi realizado o ajuste dos parâmetros até se obter um bom nível de amortecimento para as oscilação de potência durante este teste.

Tabela 4.9 – Detalhes do projeto do $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_SISO}}$.

Parâmetro	**Valor**
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(0)$
Modelo	Eq. (4.1)
T_s	30ms
λ	$4{,}0 \times 10^{-4}$
N_1	1
N_2	9
N_u	1
$\mathbf{G}$	10^{-3} [1,8661 2,3128 1,9852 1,3058 0,4739 -0,3958 -1,2238 -1,9479 -2,5203]^T
K	[4,3755 5,4227 4,6546 3,0618 1,1113 -0,9281 -2,8694 -4,5673 -5,9092]

Na Figura 4.8, é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento da estrutura de controle $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_SISO}}$.

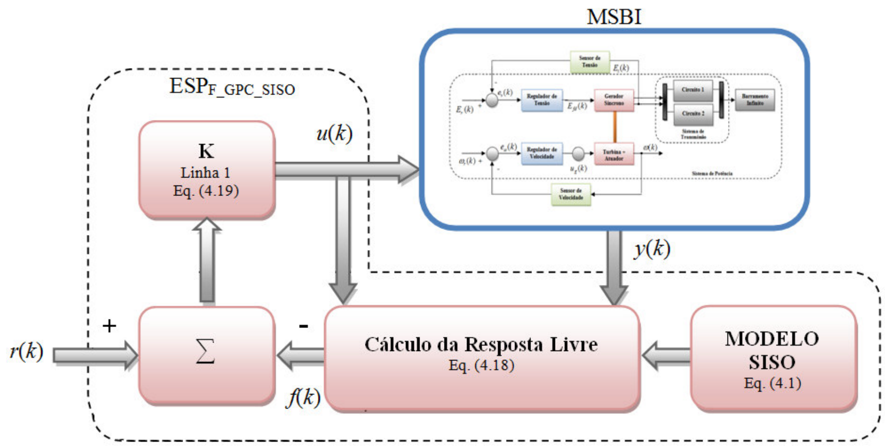


Figura 4.8 – Diagrama de blocos da estrutura de controle ESP$_{F_GPC_SISO}$.

4.4 - Projetos dos controladores digitais fixos MIMO (ESP$_{F_AP_MIMO}$ e ESP$_{F_GPC_MIMO}$)

Para fins de comparação de desempenho, todos os testes realizados para avaliar os controladores fuzzy não-lineares MIMO também serão aplicados a duas estratégias de controle linear MIMO não-adaptativo: o ESP$_{F_AP_MIMO}$ e o ESP$_{F_GPC_MIMO}$. Os detalhes do projeto destas duas estratégias serão apresentados nesta seção.

4.4.1 - Projeto do controlador ESP$_{F_AP_MIMO}$

A estratégia de controle ESP$_{F_AP_MIMO}$ utiliza o modelo MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.4), estimado pelo procedimento não-recursivo descrito na Seção 4.2.2.3, para sintetizar a seguinte lei de controle estabilizante, conforme descrito na Seção 3.3.2:

$$
\begin{gathered}
\mathbf{u}(k) = \left[I + \tilde{\mathbf{F}}(q^{-1})\right]^{-1} \tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\mathbf{y}(k) \\
\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T \\
\mathbf{y}(k) = \left[\Delta P_t(k)\ \Delta\omega(k)\right]^T \\
\tilde{\mathbf{G}}(q^{-1}) = \tilde{G}_0 + \tilde{G}_1 q^{-1} + \tilde{G}_2 q^{-2} \\
\tilde{\mathbf{F}}(q^{-1}) = 1 + \tilde{F}_1 q^{-1} + \tilde{F}_2 q^{-2}
\end{gathered}
\tag{4.20}
$$

Os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ são obtidos a partir da seguinte transformação linear:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ G_0^T & 0 & -F_1^T & I & 0 \\ G_1^T & G_0^T & -F_2^T & -F_1^T & I \\ G_2^T & G_1^T & 0 & -F_2^T & -F_1^T \\ 0 & G_2^T & 0 & 0 & -F_2^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_1^T \\ \tilde{F}_2^T \\ \tilde{G}_0^T \\ \tilde{G}_1^T \\ \tilde{G}_2^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_0^T \\ -G_1^T \\ -G_2^T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.21}$$

onde

- Os coeficientes polinomiais matriciais G_i e F_i são obtidos resolvendo-se o seguinte sistema de equações lineares, conforme descrito na Seção 3.3.2:

$$\begin{bmatrix} I & 0 & B_1 & 0 & 0 \\ A_1 & I & B_2 & B_1 & 0 \\ A_2 & A_1 & B_3 & B_2 & B_1 \\ A_3 & A_2 & 0 & B_3 & B_2 \\ 0 & A_3 & 0 & 0 & B_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ G_0 \\ G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \\ P_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

- Os coeficientes polinomiais matriciais A_i e B_i são obtidos a partir do modelo MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.4);
- Os coeficientes matriciais P_i são obtidos a partir do seguinte polinômio que determina o comportamento desejado em malha fechada:

$$\begin{gathered} \mathbf{P}(q^{-1}) = \mathbf{P_d}(q^{-1})\mathbf{A_o}(q^{-1}) \\ n_P = n_a + n_b + d - 1 \\ \mathbf{P_d}(q^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_a} \alpha^i A_i q^{-i} \\ \mathbf{A_o}(q^{-1}) = \left(I - \begin{bmatrix} a_o & 0 \\ 0 & a_o \end{bmatrix} q^{-1} \right)^{n_P - n_a} \end{gathered} \tag{4.23}$$

onde

- O polinômio matricial $\mathbf{A_o}(q^{-1})$ é um observador polinomial com estrutura bloco diagonal que especifica os polos auxiliares em cada malha do sistema para fins de filtragem ou suavização das variações do sinal de controle;
- O polinômio matricial $\mathbf{P_d}(q^{-1})$ determina o conjunto de polos desejáveis de malha fechada. Assim como no caso SISO, o termo α é utilizado para modificar o amortecimento relativo ξ do modo menos amortecido da planta para um valor desejado ξ_d sem alterar substancialmente a frequência natural ω_n deste modo. Essa modificação é realizada deslocando radialmente todos os polos do polinômio $\mathbf{A}(q^{-1})$

da Eq. (4.4) em direção ao centro do círculo de raio unitário no plano-z. O fator de contração radial (0<α<1) é expresso pela seguinte equação:

$$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi)\omega_n T_S} \tag{4.24}$$

Os parâmetros de projeto do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ são:

- O fator de contração radial α;
- O coeficiente a_o;
- Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ do modelo de 3ª ordem da Eq. (4.4) estimados de forma não-recursiva pelo procedimento descrito na Seção 4.2.2.

Na Tabela 4.10 são apresentados os detalhes do projeto do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$.

Tabela 4.10 – Detalhes do projeto do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$.

Parâmetro	Valor
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(0)$
Modelo	Eq. (4.4)
$[n_a \quad n_b \quad d]$	[3 3 0]
T_s	30ms
$\mathbf{A_o}(q^{-1})$	$\mathbf{A_o}(q^{-1}) = I + \begin{bmatrix} a_o & 0 \\ 0 & a_o \end{bmatrix}$
a_o	0
ξ	0,050553593126370
ω_n	1,375722110476646
K_ξ	2,1
ξ_d	K_ξ x ξ = 0,106162545565376
α	0,985683100625691
$\mathbf{P_d}(q^{-1})$	$I + \begin{bmatrix} -1,82687 & -20,0495 \\ 0,002531 & -2,70357 \end{bmatrix} q^{-1} + \begin{bmatrix} 1,08867 & 20,6303 \\ -0,00438 & 2,45742 \end{bmatrix} q^{-2} + \begin{bmatrix} -0,24118 & -6,0615 \\ 0,001904 & -0,748903 \end{bmatrix} q^{-3}$
$\mathbf{F}(q^{-1})$	$I + \begin{bmatrix} 0,12984 & 4,003978 \\ -0,001603 & -0,04182 \end{bmatrix} q^{-1} + \begin{bmatrix} 0,02822 & 1,20665 \\ -0,001478 & -0,05684 \end{bmatrix} q^{-2}$
$\mathbf{G}(q^{-1})$	$10^3 \begin{bmatrix} 0,001921 & 0,10553 \\ 0,05255 & 1,891606 \end{bmatrix} + 10^3 \begin{bmatrix} -0,003929 & -0,181307 \\ -0,043951 & -1,21864 \end{bmatrix} q^{-1} + \begin{bmatrix} 1,9592 & 76,3427 \\ 3,8060 & -72,0888 \end{bmatrix} q^{-2}$
$\tilde{\mathbf{F}}(q^{-1})$	$I + \begin{bmatrix} 0,05373 & 0,00494 \\ 0,7657 & 0,03428 \end{bmatrix} q^{-1} + \begin{bmatrix} -0,02371 & -0,00107 \\ 0,123648 & -0,00197 \end{bmatrix} q^{-2}$
$\tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})$	$10^3 \begin{bmatrix} 0,00192 & 0,10553 \\ 0,05255 & 1,89160 \end{bmatrix} + 10^3 \begin{bmatrix} -0,003646 & -0,169341 \\ -0,04447 & -1,20208 \end{bmatrix} q^{-1} + \begin{bmatrix} 1,73256 & 67,261108 \\ 4,58427 & -71,260315 \end{bmatrix} q^{-2}$

4.4.2 - Projeto do controlador $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$

Para o caso MIMO da estratégia GPC, o seguinte modelo CARMA MIMO será utilizado no projeto do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$:

$$
\begin{aligned}
\mathbf{A}(q^{-1})\,y(k) &= \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{e}(k) \\
\mathbf{u}(k) &= \left[V_{esp\_\omega}(k)\; V_{esp\_E}(k)\right]^T \\
\mathbf{y}(k) &= \left[\Delta P_t(k)\; \Delta\omega(k)\right]^T \\
\mathbf{A}(q^{-1}) &= I + A_1 q^{-1} + A_2 q^{-2} + A_3 q^{-3} \\
\mathbf{B}(q^{-1}) &= B_0 + B_1 q^{-1} + B_2 q^{-2} \\
\mathbf{C}(q^{-1}) &= I + C_1 q^{-1}
\end{aligned}
\tag{4.25}
$$

Os coeficientes matriciais A_i e B_i do modelo CARMA MIMO da Eq. (4.25) foram obtidos seguindo o mesmo procedimento utilizado para identificar o modelo ARX MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.4), com os devidos ajustes nos índices e na estrutura do polinômio $\mathbf{A}(q^{-1})$ para manter a coerência com a representação adotada na Eq. (4.25).

É difícil obter com precisão o polinômio matricial $\mathbf{C}(q^{-1})$ e na maioria dos casos este polinômio é escolhido arbitrariamente pelo projetista para melhorar a robustez do sistema de malha fechada (Camacho e Bordons, 2004). Se os coeficientes matriciais de $\mathbf{C}(q^{-1})$ e $\mathbf{A}(q^{-1})$ são escolhidos como diagonais, as predições ótimas do modelo da Eq. (4.25) podem ser obtidas a partir de um conjunto de processos de múltiplas entradas e uma saída (MISO), o que simplifica os cálculos e reduz a carga computacional. Neste trabalho, o polinômio matricial $\mathbf{C}(q^{-1})$ da estratégia de controle $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ não será estimado e sim especificado pelo projetista. Será utilizada a seguinte estrutura diagonal para os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{C}(q^{-1})$:

$$
\left.
\begin{aligned}
A_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(A_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right) \\
C_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(C_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right)
\end{aligned}
\right., i = 1{,}2
\tag{4.26}
$$

Os coeficientes matriciais do modelo MIMO identificado são apresentadas a seguir na Tabela 4.11. Estes coeficientes são diferentes dos que foram apresentados na Tabela 4.5 pois os elementos fora da diagonal principal (A_{ik}^j, $i \neq k$) foram desprezados nos coeficientes matriciais $A_j(q^{-1})$.

Tabela 4.11 – Coeficientes do Modelo CARMA MIMO de 3ª ordem utilizado no $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

Coeficientes	A_1	A_2	A_3
Valor	$\begin{bmatrix} -2{,}45562 & 0 \\ 0 & -2{,}72365 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2{,}01461 & 0 \\ 0 & 2{,}53104 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0{,}53015 & 0 \\ 0 & -0{,}79464 \end{bmatrix}$
Coeficientes	$10^3 B_0$	$10^3 B_1$	$10^3 B_2$
Valor	$\begin{bmatrix} -5{,}73844 & 1{,}98437 \\ -0{,}65409 & -0{,}00503 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -10{,}1320 & -2{,}14602 \\ 0{,}04374 & -0{,}00459 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -13{,}5454 & -0{,}18309 \\ 0{,}6273 & 0{,}00448 \end{bmatrix}$
Coeficientes	C_1		
Valor	$\begin{bmatrix} c_{11}^1 & 0 \\ 0 & c_{11}^1 \end{bmatrix}$		

Na Tabela 4.12, é apresentada a comparação entre o modo oscilatório dominante presente no modelo CARMA MIMO da Eq. (4.25) identificado nesta seção e o modo oscilatório dominante do sistema MSBI, representado pelos autovalores $s_{\tilde{\varphi}(0)}$. A tabela deve ser analisada considerando que, no caso do modelo discreto, os polos são números complexos definidos no plano-*z* enquanto que para o modelo linearizado pela função *linmod*(), os autovalores são números complexos representados no plano-*s*. Verifica-se na Tabela 4.12 que o modelo da Eq. (4.25) consegue representar de forma aproximada as características frequência natural e amortecimento do modo oscilatório dominante presente no sistema de potência na condição operacional $\tilde{\varphi}(0)$.

Tabela 4.12 – Comparação entre o modelo CARMA MIMO de 3ª ordem utilizado na estratégia $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ e o modelo linearizado na condição $\tilde{\varphi}(0)$

	Modelo CARMA MIMO (Plano-z)	**Modelo Linearizado (Plano-s)**
Polo Dominante	$0{,}956548 \pm j0{,}25568$	$-0{,}403740 \pm j8{,}66635$
Coeficiente de Amortecimento	0,037949	0,046536
Frequência Natural (Hz)	1,386643	1,3822864

O critério quadrático a ser minimizado pelo $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ é o seguinte:

$$J_{ESP_{F\_GPC\_MIMO}}(N_1, N_2, N_3) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \left\| \hat{\mathbf{y}}(k+j\,|\,t) - \omega(k+j) \right\|_R^2 + \sum_{j=1}^{N_3} \left\| \mathbf{u}(k+j-1) \right\|_Q^2 \qquad (4.27)$$

Seguindo o procedimento definido na Seção 3.3.4 (Controle Preditivo Generalizado Multivariável - GPC_MIMO), a cada intervalo de tempo discreto *k*, o sinal de controle com horizonte retrocedente (*receding-horizon control*) da estratégia $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ tem a seguinte forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T &= \mathbf{K}\left(\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} - \mathbf{f}_{N_{12}}\right)\\ \boldsymbol{\omega}_{N_{12}} &= \left[\boldsymbol{\omega}_{N_1}^T \quad \cdots \quad \boldsymbol{\omega}_{N_2}^T\right]^T\\ \mathbf{f}_{N_{12}} &= \left[\mathbf{f}_{N_1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{f}_{N_2}^T\right]^T\end{aligned} \tag{4.28}$$

onde

- $\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$ é o vetor de dimensão $2(N_2 - N_1 + 1)$ formado pelas referências desejadas para os sinais de saída $\mathbf{y}(k+m) = \left[\Delta P_t(k+m)\ \Delta\omega(k+m)\right]^T$, $m \in \left[N_1, \cdots, N_2\right]$ do modelo da Eq. (4.25);
- $\mathbf{f}_{N_{12}}$ é um vetor que contém as predições da resposta livre do modelo da Eq. (4.25) entre os horizontes de predição final e inicial. Ele pode ser calculado recursivamente pela seguinte equação:

$$\mathbf{f}_{j+1} = q\left(I - \mathbf{A}\left(q^{-1}\right)\right)\mathbf{f}_j + \mathbf{B}\left(q^{-1}\right)\mathbf{u}(k+j) \tag{4.29}$$

  sendo $\mathbf{f}_\mathbf{0} = \mathbf{y}(k)$ e $\mathbf{u}(k+j) = 0$ para $j \geq 0$

- $\mathbf{K}$ é um ganho linear matricial numericamente igual as 2 primeiras linhas da matriz:

$$\begin{gathered}\left(\mathbf{G}_{N_{123}}^T \mathbf{G}_{N_{123}} + Q\right)^{-1} \mathbf{G}_{N_{123}}^T\\ Q = \begin{bmatrix} \lambda & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda \end{bmatrix};\ R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\end{gathered} \tag{4.30}$$

sendo:

- λ é uma constante que pondera a importância relativa do erro da saída sobre o sinal de controle durante a minimização do critério da Eq. (4.27);
- $\mathbf{G}_{N_{123}}$ é a matriz de dimensão $2(N_2 - N_1 + 1)x2(N_3)$ que relaciona as predições da saída, $\hat{\mathbf{y}}(k+N \mid t)$, utilizadas no custo quadrático da Eq. (4.27), com os sinais de controle $\mathbf{u}(k)$, que se manterão constantes e após os primeiros N_3 passos:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{N_{12}} &= \mathbf{G}_{N_{123}} \mathbf{u}_{N_3} + \mathbf{f}_{N_{12}}\\ \mathbf{y}_{N_{12}} &= \left[\hat{\mathbf{y}}(k+N_1 \mid t)^T \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{y}}(k+N_2 \mid t)^T\right]^T\\ \mathbf{u}_{N_3} &= \left[\mathbf{u}(k)^T \quad \cdots \quad \mathbf{u}(k+N_3-1)^T\right]^T\\ \mathbf{G}_{N_{123}} &= \begin{bmatrix} G_{N_1-1} & G_{N_1-2} & \cdots & G_{N_1-N_3} \\ G_{N_1} & G_{N_1-1} & \cdots & G_{N_1+1-N_3} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G_{N_2-1} & G_{N_2-2} & \cdots & G_{N_2-N_3} \end{bmatrix}\end{aligned} \tag{4.31}$$

onde:

- N_1, N_2 e N_3 são os horizontes inicial, final e de controle, respectivamente;
- A coluna i dos elementos $G_{N_1-1}, \cdots, G_{N_2-1}$ da matriz $\mathbf{G}_{N_{123}}$ representa os valores esperados do sinal de saída $\hat{\mathbf{y}}(k+m+1)^T$, $m \in [(N_1-1),(N_2-1)]$, quando um impulso unitário é aplicado à entrada i do modelo representado pela Eq. (4.25) no instante discreto k:

$$\mathbf{u}(t) = [1, 0, \cdots, 0]^T, \mathbf{u}(t+1) = 0, \cdots, \mathbf{u}(t+N-1) = 0$$

A regra de formação dos elementos de $\mathbf{G}_{N_{123}}$ é a seguinte:

$$(G_m)_{i,j} = y_{i,j}(k+m+1)$$

onde $(G_m)_{i,j}$ é o elemento (i, j) da matriz G_m e $y_{i,j}(k+m+1)$ representa o comportamento da saída i do sistema em resposta ao impulso unitário aplicado à entrada j no instante discreto k.

Os parâmetros de projeto do algoritmo do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ são os seguintes:

- N_1, N_2, N_3 e λ;
- Os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ da Eq. (4.25) estimados de forma não-recursiva;
- O polinômio $\mathbf{C}(q^{-1})$ da Eq. (4.25), especificado pelo projetista;

Na Tabela 4.13, são apresentados os detalhes do projeto do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. Na Figura 4.9 é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento desta estrutura de controle.

Tabela 4.13 – Detalhes do projeto do $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_MIMO}}$.

Parâmetro	**Valor**
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(0)$
Modelo CARMA	Eq. (4.25)
T_s	30ms
$\mathbf{C}(q^{-1})$	$\mathbf{C}(q^{-1}) = I + C_1 q^{-1} = I + \begin{bmatrix} \mathrm{c}_{11}^1 = 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{c}_{11}^1 = 0 \end{bmatrix} q^{-1}$
λ	0,04
N_1	1
N_2	8
N_3	1
$\mathbf{u}_{N_3}$	$[\mathbf{u}(k)] = [V_{esp\_\omega}(k) \;\; V_{esp\_E}(k)]^T$
$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$	$[0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0 \;\; 0]^T$
$\mathbf{y}_{N_{12}}$	$[\hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k)^T \;\; \cdots \;\; \hat{\mathbf{y}}(k+8 \mid k)^T]^T$
$\mathbf{f}_{N_{12}}$	$[\mathbf{f}_1^T \;\; \cdots \;\; \mathbf{f}_8^T]^T$
$\mathbf{G}_{N_{123}}$	$G_{N_{123}} = \begin{bmatrix} -0{,}005738443528938 & 0{,}001984374212511 \\ -0{,}000654089251840 & -0{,}000005030066244 \\ -0{,}024223474305392 & 0{,}002726854152178 \\ -0{,}001737774593555 & -0{,}000018286040901 \\ -0{,}061468425838480 & 0{,}002515295056354 \\ -0{,}002450279681827 & -0{,}000032595225470 \\ -0{,}105184849162554 & 0{,}001735091418141 \\ -0{,}002795113750468 & -0{,}000046492654681 \\ -0{,}147301809410107 & 0{,}000639038219405 \\ -0{,}002792084548429 & -0{,}000058661113103 \\ -0{,}182399169504605 & -0{,}000592810225179 \\ -0{,}002477230043202 & -0{,}000067999537021 \\ -0{,}206912164543291 & -0{,}001823274254523 \\ -0{,}001901359726056 & -0{,}000073678810133 \\ -0{,}218727721352148 & -0{,}002944211889179 \\ -0{,}001127387791492 & -0{,}000075180827289 \end{bmatrix},$
$\mathbf{K}$	$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0{,}028687017164673 & 0{,}050013196497519 \\ -0{,}003252005548016 & -0{,}000075162380583 \\ -0{,}120659309488289 & 0{,}069987445465157 \\ -0{,}008639500005970 & -0{,}000322649156383 \\ -0{,}305839800440940 & 0{,}067577631496692 \\ -0{,}012181256228614 & -0{,}000625097371805 \\ -0{,}523155147471116 & 0{,}051462456096403 \\ -0{,}013894836615298 & -0{,}000945640890852 \\ -0{,}732492942351567 & 0{,}027333803069822 \\ -0{,}013878834907755 & -0{,}001249846304379 \\ -0{,}906915990575431 & -0{,}000728907519397 \\ -0{,}012312531311993 & -0{,}001507426900589 \\ -1{,}028709441895661 & -0{,}029574057836857 \\ -0{,}009448634976553 & -0{,}001693749056301 \\ -1{,}087374597510826 & -0{,}056663341437055 \\ -0{,}005600020476877 & -0{,}001791013916286 \end{bmatrix}$

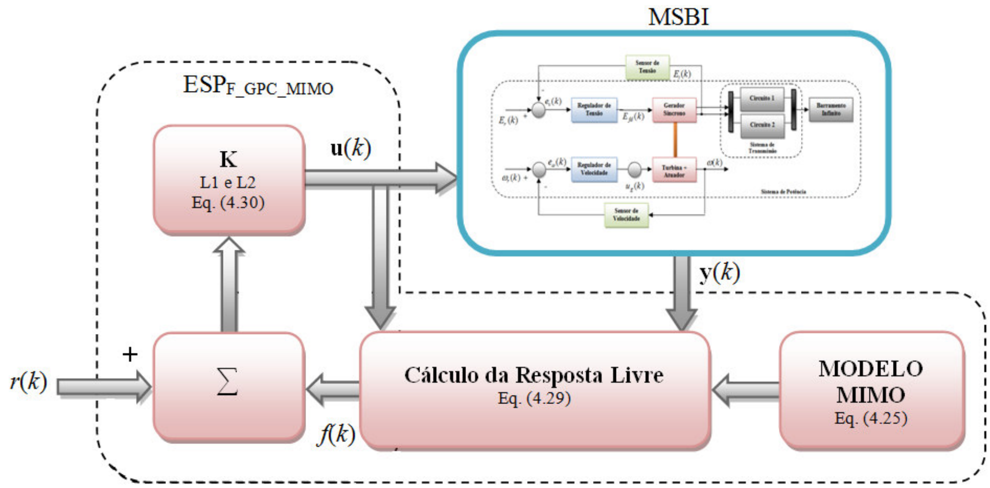


Figura 4.9 – Diagrama de blocos da estrutura de controle $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

4.5 - Projetos dos controladores fuzzy com modelo não-linear RML MIMO ($ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$)

Para o caso multivariável, duas estratégias propostas neste trabalho utilizarão a estrutura não-linear denominada Rede de Modelos Locais (RML). Esta estrutura, descrita conceitualmente na Seção 3.5, é utilizada para representar de forma aproximada o comportamento não-linear das duas malhas do sistema de potência estudado.

As duas estratégias de controle multivariável que utilizarão a RML são as seguintes:

- $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ – Utiliza o algoritmo AP_MIMO descrito na Seção 3.3.2 e o modelo MIMO estimado pela RML;
- $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ – Utiliza o algoritmo GPC posicional MIMO descrito na Seção 3.3.4 e o modelo MIMO estimado pela RML;

Nas seções seguintes serão descritos o projeto da RML com modelo MIMO e os detalhes dos projetos das duas estratégias de controle que utilizam esta estrutura.

4.5.1 – Considerações gerais sobre o projeto da RML MIMO

A RML é formada por um número finito de modelos matemáticos linearizados em torno de pontos de operação específicos. Estes modelos são armazenados em uma tabela de dados que utiliza um sistema fuzzy do tipo Takagi-Sugeno para estimar o modelo matemático linear que melhor representa o processo no ponto de operação atual. A partir deste modelo estimado um método de projeto adequado é utilizado para formular a lei de controle do ESP.

Existem duas escolhas de projeto necessárias para criar a RML apresentada na Seção 3.5: a) as variáveis que definem o vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(t)$; e b) o particionamento utilizado para criar os pontos de operação locais.

As variáveis selecionadas para determinar a condição de operação devem ser fortemente correlacionadas ao comportamento dinâmico da planta. Os estados da representação em espaço de estados podem ser escolhidos para tais variáveis já que possuem a informação mínima necessária para caracterizar a dinâmica do processo. Em aplicações práticas de controle de sistemas elétricos de potência, é difícil, na maioria das vezes, medir diretamente alguns estados. Levando em consideração esta limitação, os sinais de Potência Ativa, $P_t(k)$ e Reativa, $Q_t(k)$, por serem facilmente mensuráveis a partir das condições terminais do gerador (Tensão e Corrente), foram selecionadas para compor as variáveis linguísticas do vetor ponto de operação. Esta escolha também é baseada em observações experimentais (Da Costa Jr. *et al.*, 2005) e em simulações numéricas (Barra, 2005; Da Costa Jr., 1999), onde foi demonstrado que estas variáveis assumem valores bastante distintos nas diversas condições de operação de um sistema elétrico de potência.

A terceira variável escolhida para compor o vetor ponto de operação foi o número de circuitos de transmissão ativos, $L_T(k)$ (Da Costa Jr., 1999). A reatância externa do circuito de transmissão exerce forte influencia sobre os parâmetros do modelo matemático linearizado que representa o sistema máquina síncrona – barramento infinito em uma determinada condição de operação (Kundur, 1994). Esta influência pode ser observada quando se utiliza o modelo clássico ou os modelos mais complexos para representar o gerador. Sem perda de generalidade, se o modelo clássico é utilizado, pode ser provado que a relação entre a reatância externa do circuito de transmissão e os modos oscilatórios é descrita pelas seguintes equações (DeMello e Concordia, 1969):

$$
\begin{aligned}
\omega_n &= \sqrt{K_S \frac{\omega_0}{2H}} \quad (rad/s) \\
\xi &= \frac{1}{2}\frac{K_D}{2H\omega_n} \\
K_S &= \left(\frac{E^{'}E_B}{X_T}\right)\cos\delta_0 \\
X_T &= X_d^{'} + X_E
\end{aligned}
\tag{4.32}
$$

onde:

- K_S é o coeficiente de torque sincronizante;
- K_D é o coeficiente de torque amortecedor;
- ω_0 é a velocidade síncrona do sistema em radianos/s;

- H é a constante de inércia em MW.s/MVA;
- δ_0 é a posição angular do rotor em radianos;
- $E^{'}$ é o fasor da tensão interna do gerador;
- E_B é o fasor que representa a tensão de referência do barramento infinito;
- $X_d^{'}$ é a reatância síncrona transitória de eixo-*d*;
- X_E é a reatância externa do circuito de transmissão;

Portanto o vetor ponto de operação será representado da seguinte forma:

$$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\ Q_t(k)\ L_T(k)].$$

A quantidade e a localização das partições no espaço de operação é uma escolha de projeto normalmente baseada em conhecimentos qualitativos sobre o comportamento do sistema estudado (Hunt e Johansen, 1997). Escolhas equivocadas da quantidade e do posicionamento das funções de pertinência bem como o grau de superposição utilizado podem exercer efeitos degradantes sobre o desempenho dinâmico de malha fechada do sistema (Barra, 2005). O intervalo de valores de 0 a 1,2 p.u. foi escolhido como a faixa de variação do sinal P_t. Para o sinal Q_t, a faixa vai de -0,4 a 0,8 p.u. Já a variável L_T pode assumir valores 1 ou 2, indicando o número de circuitos de transmissão ativos. Na Figura 4.10, é apresentado o perfil das funções de pertinência utilizadas nas variáveis P_t, Q_t e L_T. Na Figura 4.11, é apresentado o particionamento do espaço operacional do sistema.

Por simplicidade computacional, o universo de discurso destas variáveis foi uniformemente dividido em funções de pertinência triangulares e trapezoidais com sobreposição parcial de 50% entre dois conjuntos adjacentes. As funções de pertinência trapezoidais representando somente os dois conjuntos fuzzy extremos. A faixa operacional da variável Q_t foi dividida em 7 funções de pertinência. A variável P_t tem 7 partições e a variável L_T pode ter valores em dois conjuntos. Dessa forma totaliza-se 98 condições operacionais resultantes da interseção entre estes conjuntos.

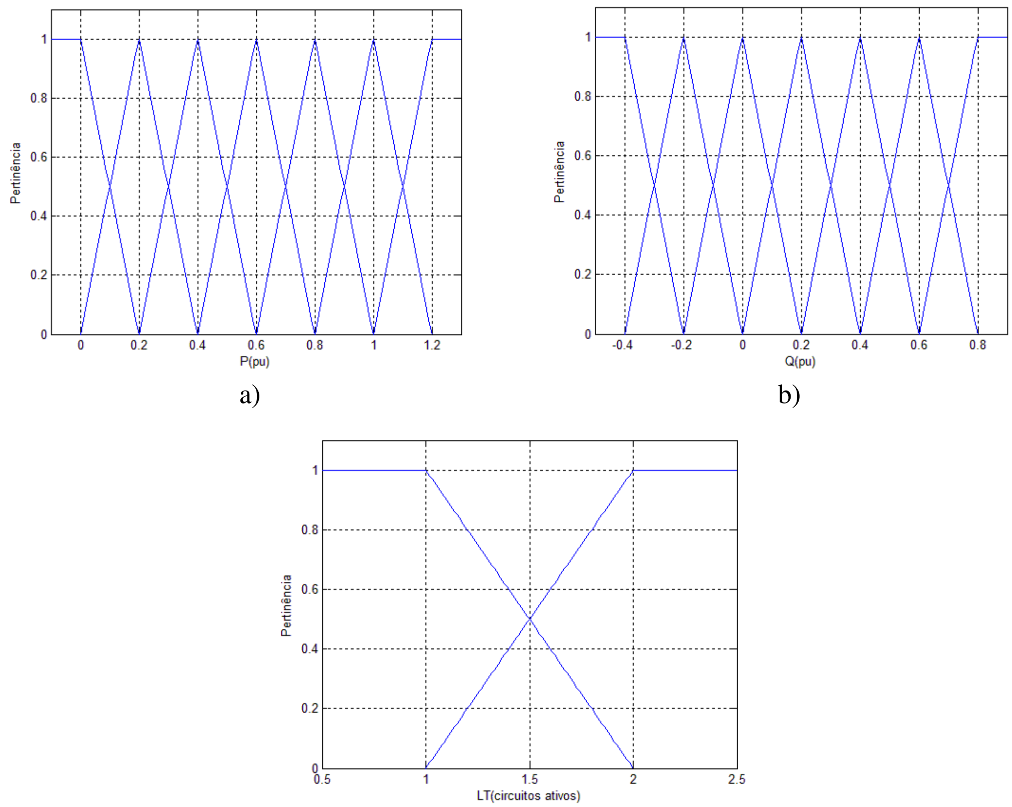


Figura 4.10 - Conjuntos Fuzzy utilizados para descrever as variáveis componentes do vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a)P_t; b)Q_t; e c) L_T.

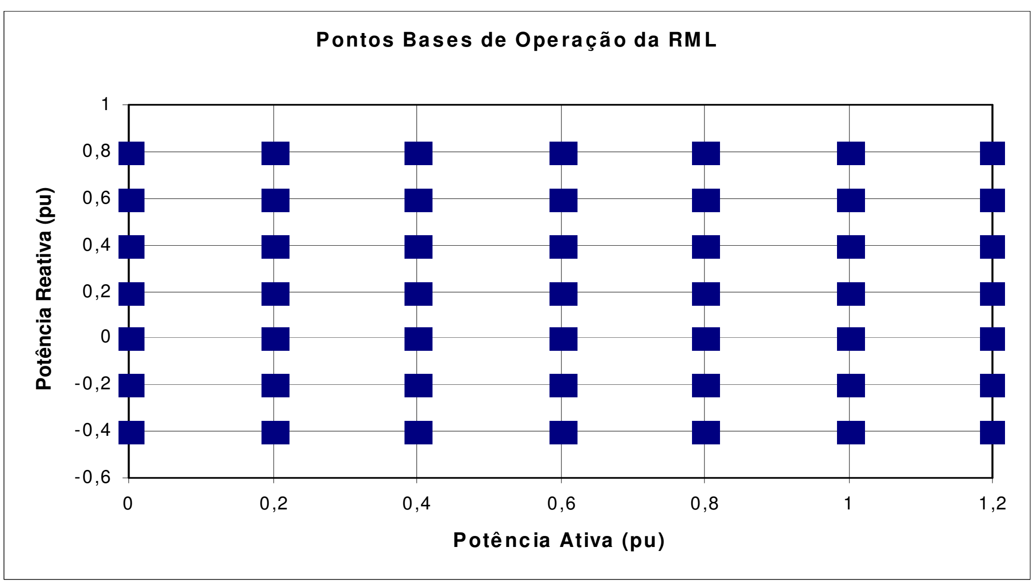


Figura 4.11 – Pontos de Operação escolhidos para representar a RML para as duas topologias do sistema de transmissão possíveis: um ou dois circuitos ativos.

4.5.2 - Projeto da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$

Para o caso do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, a RML MIMO é representada por um conjunto de modelos locais do tipo ARX MIMO com a mesma estrutura do modelo da Eq. (4.4):

$$\begin{gathered}
\left[I+\mathbf{A}(q^{-1})\right]\mathbf{y}(k)=q^{-d=0}\mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k)\\
\mathbf{u}(k)=\left[V_{esp_\omega}(k)\ V_{esp_E}(k)\right]^T\\
\mathbf{y}(k)=\left[\Delta P_t(k)\ \Delta\omega(k)\right]^T\\
\mathbf{A}(q^{-1})=\sum_{i=1}^{n_a=?}A_i q^{-i}\\
\mathbf{B}(q^{-1})=\sum_{i=1}^{n_b=?}B_i q^{-i}
\end{gathered} \tag{4.33}$$

sendo que o intervalo de amostragem escolhido em cada modelo local foi de T_s = 30ms.

A ordem (n_a e n_b) dos modelos locais que formam a RML foi escolhida analisando-se a capacidade de aproximação de cada um dos modelos no conjunto das 98 condições operacionais onde a RML é definida. Nesta tese foram analisados os seguintes índices de desempenho para avaliar esta capacidade:

- Capacidade de predição da saída:

$$FIT(y)=100\left(\frac{1-\left|y-\hat{y}\right|_2}{\left|y-média(y)\right|_2}\right)(em\ \%) \tag{4.34}$$

onde: y é o vetor com os sinais de saída real do sistema com os dados de validação; $\hat{y}$ é o vetor com a predição da saída conforme o modelo é emulado com os dados de validação; e $\left|(x_1 \ \cdots \ x_n)\right|_2=\sqrt{\sum_{j=1}^{n}x_j^2}$. Quanto mais próximo de 100% estiver este índice, maior a quantidade de informação dos sinais de saída explicada pelo modelo durante a validação.

- Erro de estimação da frequência natural, ω_n, do modo eletromecânico dominante:

$$Erro_{\omega n}=100\left(\left|\frac{\omega_n^{MODELO}-\omega_n^{MODAL}}{\omega_n^{MODAL}}\right|\right)(em\ \%) \tag{4.35}$$

onde: ω_n^{MODELO} é o valor da frequência natural do modo eletromecânico dominante do modelo local analisado e ω_n^{MODAL} é a frequência natural do modo eletromecânico dominante obtido por meio da analise modal do modelo não-linear simulado no Simulink®. Quanto mais próximo de 0% estiver este índice melhor é a capacidade de aproximação do modelo;

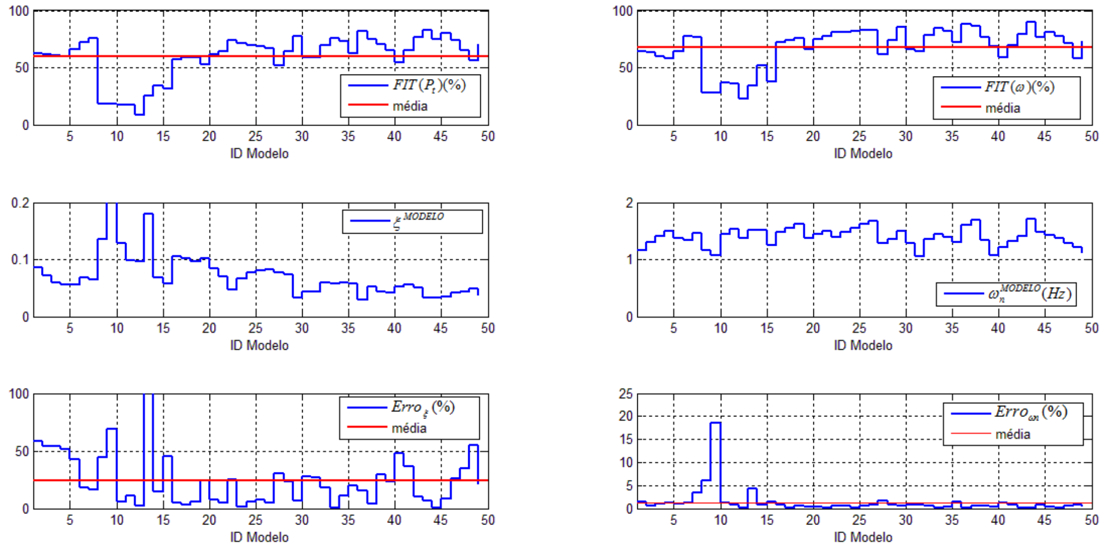
- Erro de estimação do amortecimento, ξ, do modo eletromecânico dominante:

$$Erro_{\xi} = 100\left(\left|\frac{\xi^{MODELO} - \xi^{MODAL}}{\xi^{MODAL}}\right|\right)(em\ \%) \tag{4.36}$$

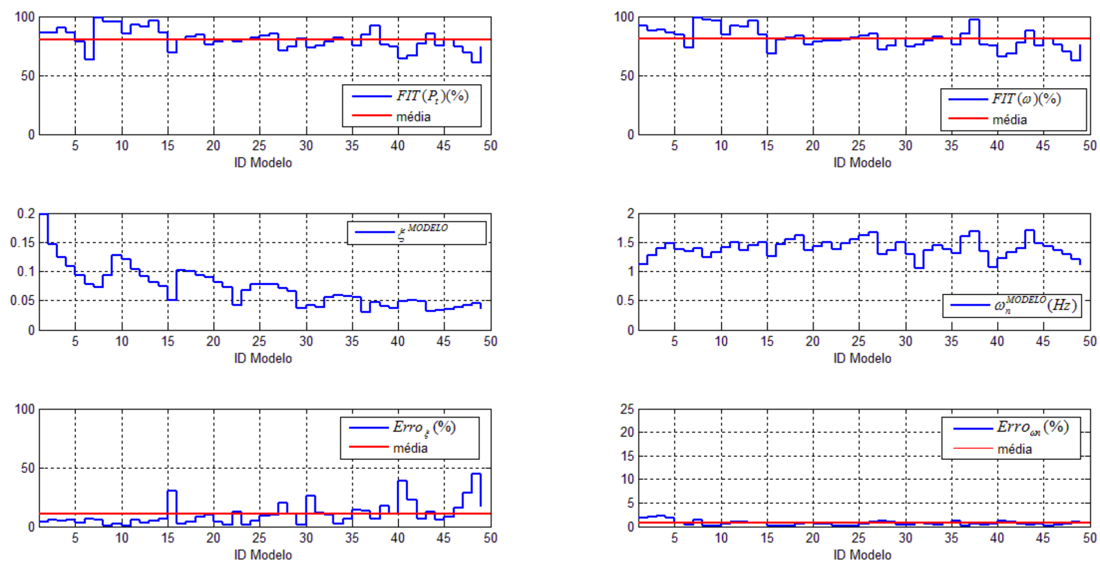
onde: ξ^{MODELO} é o amortecimento relativo do modo eletromecânico dominante do modelo local analisado e ξ^{MODAL} é o amortecimento relativo do modo eletromecânico dominante obtido por meio da analise modal do modelo não-linear simulado no Simulink®. Quanto mais próximo de 0% estiver este índice melhor é a capacidade de aproximação do modelo;

Os valores de ξ^{MODELO} e ω_n^{MODELO} foram obtidos calculando os polos dominantes dos modelos locais representados pela Eq. (4.33). Já os valores de ξ^{MODAL} e ω_n^{MODAL}, foram obtidos linearizando o modelo de simulação não-linear no Simulink® utilizando a análise modal com a função *linmod*() no MATLAB®.

Os parâmetros de cada um dos 98 modelos locais da RML foram identificados por meio de um procedimento convencional de identificação paramétrica não-recursiva, semelhante ao utilizado na Seção 4.2.2**.** Nas Figuras 4.12 e 4.13, são apresentados os resultados da avaliação dos índices de desempenho em cada condição operacional utilizando modelos ARX MIMO de 2ª, 3ª, 4ª e 5ª ordem com um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente. Estes modelos serão identificados pelas siglas ARX221, ARX331, ARX431, ARX521 e ARX531, respectivamente. A linha horizontal em cada gráfico representa o valor médio dos índices obtidos ao longo de todas as 49 condições operacionais analisadas em cada gráfico. Na Tabela 4.14, são apresentados estes valores médios obtidos para os índices de desempenho da RML ao longo das 98 condições operacionais analisadas de acordo com a complexidade estrutural do modelo ARX MIMO.

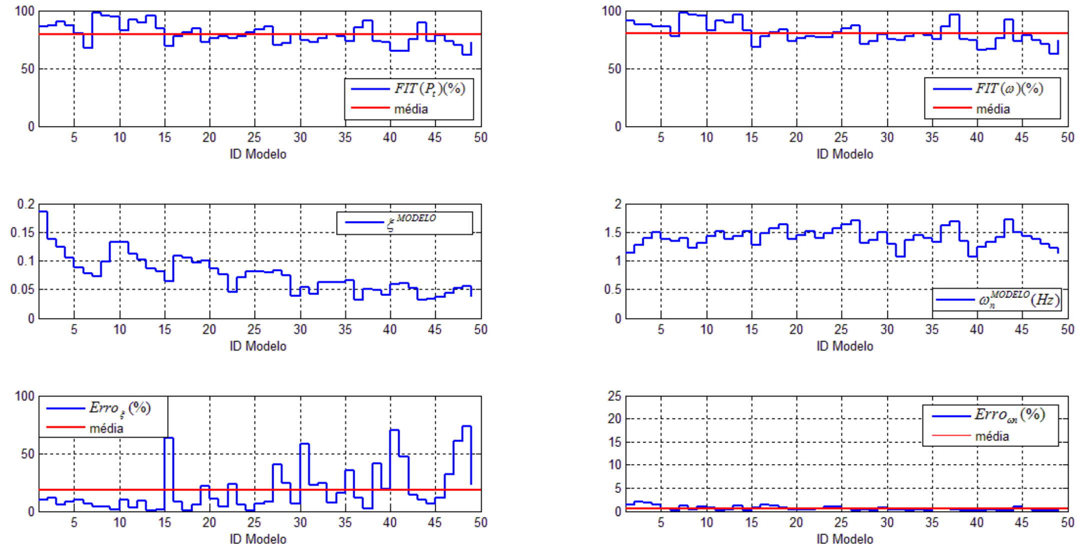


(a)

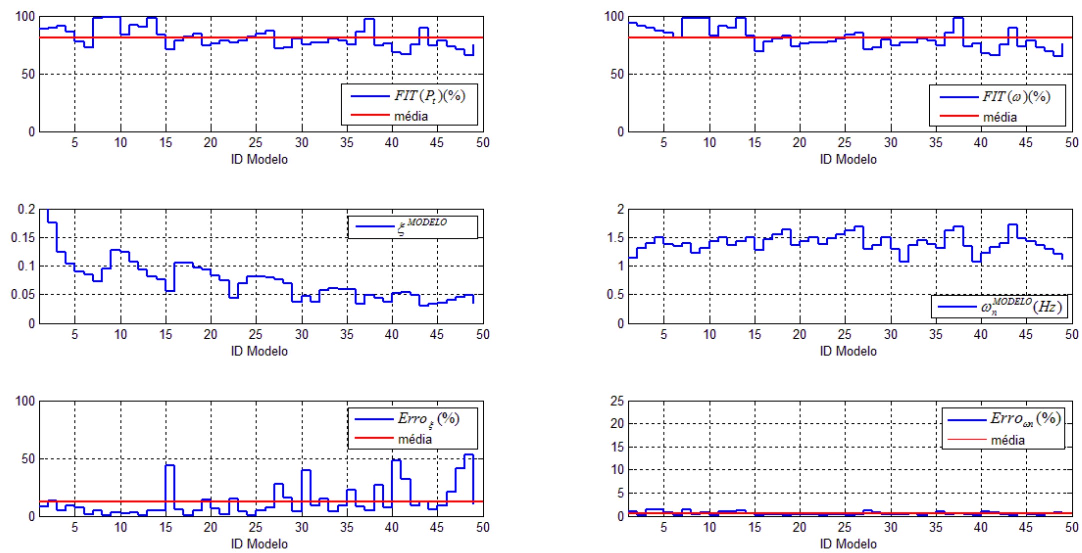


(b)

Figura 4.12 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. Um circuito de transmissão ativo: a) ARX 221; b) ARX331; c) ARX431; d) ARX531 (continua na próxima página).

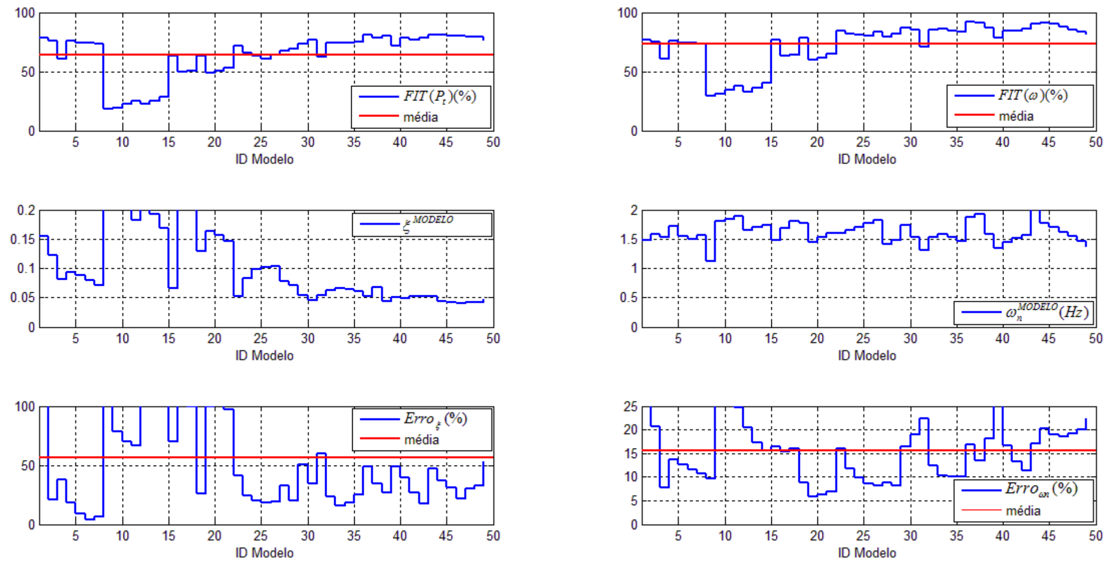


(c)

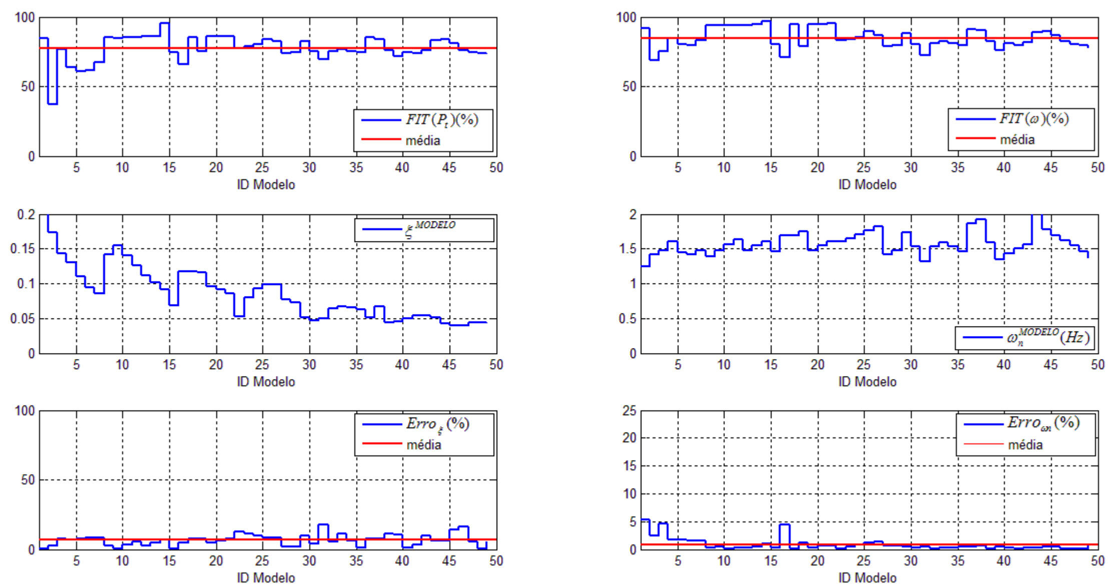


(d)

Figura 4.12 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. Um circuito de transmissão ativo: a) ARX 221; b) ARX331; c) ARX431; d) ARX531.

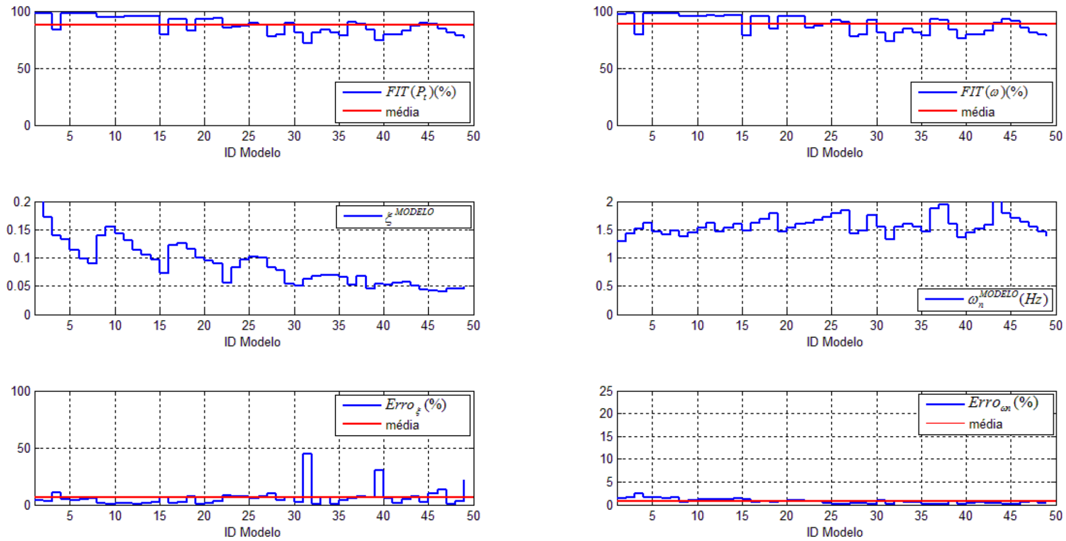


(a)

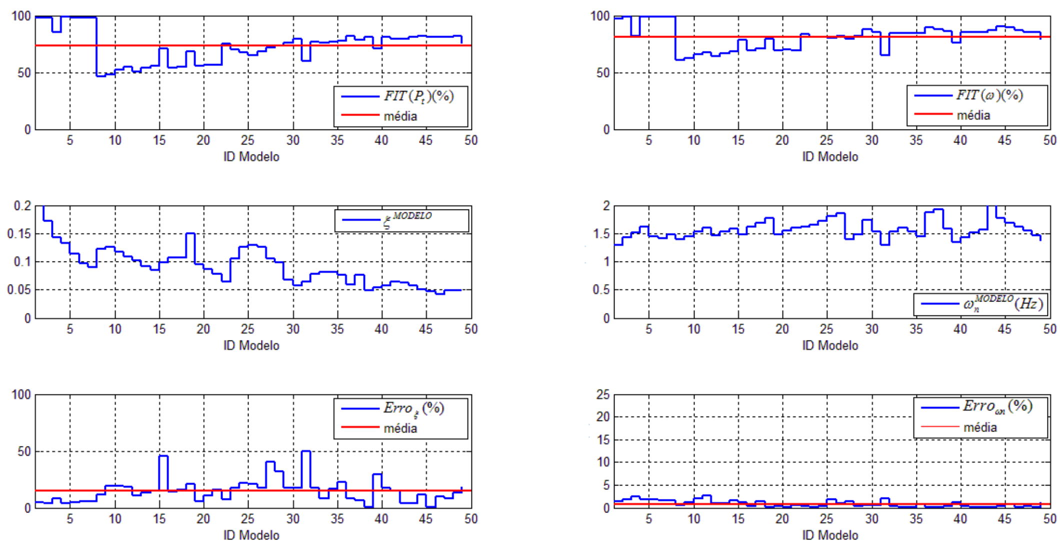


(b)

Figura 4.13 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$. Dois circuitos de transmissão ativos: a) ARX 221; b) ARX331; c) ARX431; d) ARX521 (continua na próxima página).



(c)



(d)

Figura 4.13 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. Dois circuitos de transmissão ativos: a) ARX 221; b) ARX331; c) ARX431; d) ARX521.

Tabela 4.14 - Valores médios obtidos para os índices de desempenho da RML ao longo das 98 condições operacionais analisadas de acordo com a ordem escolhida para o modelo ARX MIMO.

1 Linha de Transmissão				
Índice Avaliado	**RML ARX221**	**RML ARX331**	**RML ARX431**	**RML ARX531**
$FIT(\omega(k))$	67,52 %	81,07%	80,34%	80,55%
$FIT(P_t(k))$	59,48 %	80,22%	79,39%	80,67%
$Erro_{\omega_n}$	1,24 %	0,65%	0,54%	0,49%
$Erro_{\xi}$	23,84 %	10,21%	18,22%	12,34%
2 Linhas de Transmissão				
Índice Avaliado	**RML ARX221**	**RML ARX331**	**RML ARX431**	**RML ARX521**
$FIT(\omega(k))$	73,15%	88,75%	88,35%	81,05%
$FIT(P_t(k))$	63,78%	87,91%	87,44%	73,04%
$Erro_{\omega_n}$	15,54%	0,67%	0,71%	0,82%
$Erro_{\xi}$	56,14%	6,41 %	6,007%	14,61%

Em relação aos índices $FIT(\omega(k))$ e $FIT(P(k))$ verifica-se na Tabela 4.14 que a topologia ARX221 apresenta os piores desempenhos. Já as topologias ARX331, ARX441, ARX531 e ARX521 apresentam um desempenho aproximadamente igual sendo que a topologia ARX331 é um pouco melhor para o caso em que os dois circuitos de transmissão estão ativos.

O índice $Erro_{\omega_n}$ apresenta valores toleráveis nas quatro topologias analisadas quando se considera um circuito de transmissão ativo. Quando se considera os dois circuitos ativos o erro da topologia ARX221 é consideravelmente elevado (15,54%) em relação ao erro registrado para as demais estruturas analisadas. Em relação ao índice $Erro_{\xi}$ observam-se erros acima de 6% em todas as topologias analisadas. Os maiores erros nesse índice são registrados para os modelos ARX221 (23,84% e 56,14% para um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente) e ARX431 (18,22% para um circuito de transmissão ativo).

A topologia ARX331 apresenta os melhores resultados no índice $FIT(\omega(k))$ para um e dois circuito de transmissão ativo (81,07% e 88,75%, respectivamente), melhor resultado para o índice $FIT(P_t(k))$ para dois circuitos ativos (87,91%) e melhor desempenho para o índice $Erro_{\omega_n}$ com dois circuitos de transmissão ativos (0,67%). Nos demais índices, a topologia ARX331 apresenta resultados tão bons quanto os melhores resultados obtidos. Por estas razões a topologia ARX331 será escolhida neste trabalho para representar os modelos locais da RML MIMO utilizada na estratégia de controle $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

Nas Tabelas 4.15 e 4.16, são apresentados os modos oscilatórios dominantes estimados pela RML MIMO com os modelos ARX331 na condição operacional $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; L_T]$, com um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente. Nas Tabelas F.1 e F.2, disponíveis no Anexo F, são apresentados os demais modos oscilatórios dominantes estimados pela RML MIMO com os modelos ARX331 conforme a condição operacional é alterada, com um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente. Nestas tabelas também é apresentado o comportamento dos modos oscilatórios dominantes obtidos por meio da análise modal do modelo não-linear de simulação com a função *linmod*(). A primeira coluna destas tabelas (ID) equivale ao índice utilizado no eixo-x dos gráficos das Figuras 4.12 e 4.13. As colunas 2 e 3 informam a condição operacional (P_t e Q_t) onde o modelo foi obtido.

Tabela 4.15 - Modo dinâmico dominante no modelo ARX MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; 1{,}0]$ (ξ_{modo}=coeficiente de amortecimento).

			Modelos Locais MIMO da RML			Análise Modal		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	***f(Hz)***	ξ_{modo}	**Autovalores**	***f(Hz)***	ξ_{modo}
32	**0,8**	**0,2**	0,954279 ± 0,249097i	1,358572	0,054125	-0,429731 ± 8,556461i	1,365238	0,050159

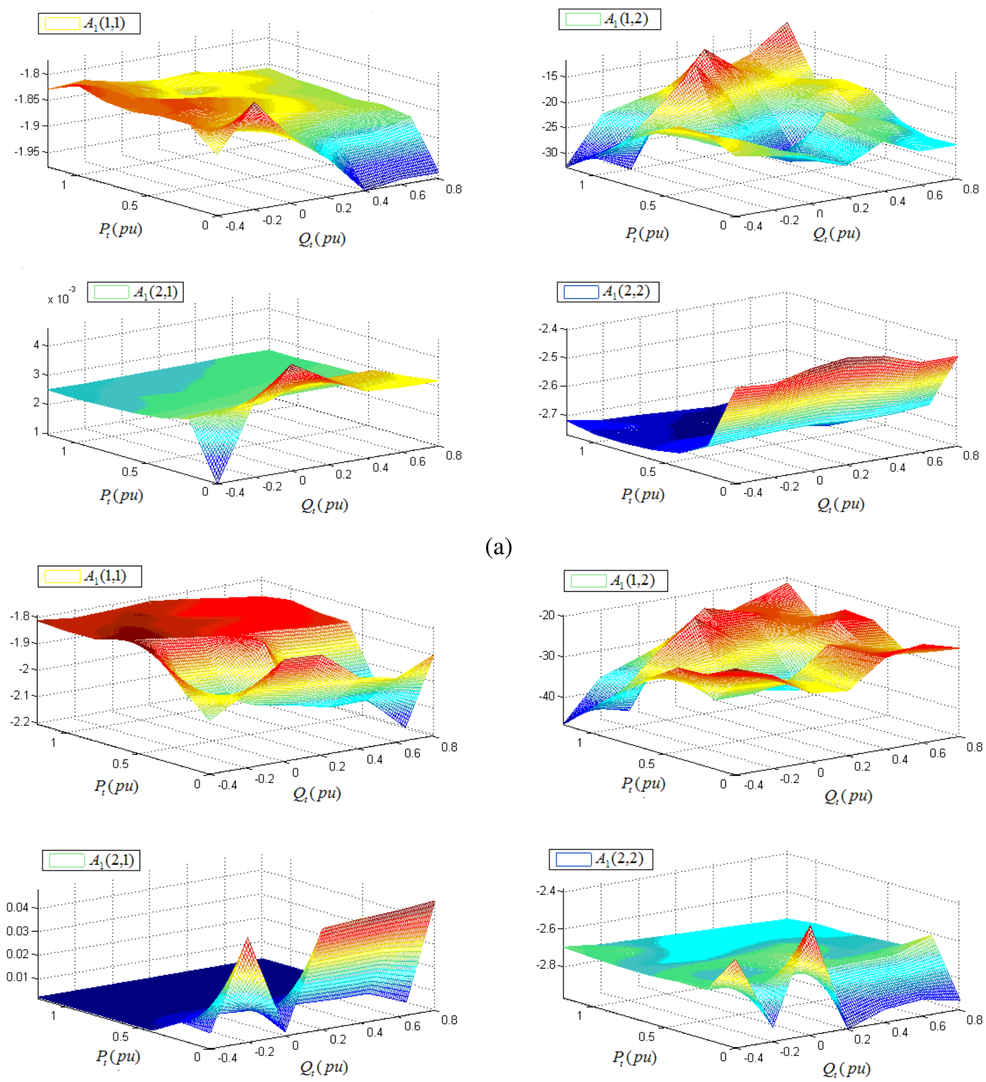
Tabela 4.16 - Modo dinâmico dominante no modelo MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; 2{,}0]$ (ξ=coeficiente de amortecimento).

			Modelos Locais MIMO da RML			Análise Modal		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	***f(Hz)***	ξ_{modo}	**Autovalores**	***f(Hz)***	ξ_{modo}
32	**0,8**	**0,2**	0,941309 ± 0,279190i	0,063432	1,535832	-0,646174 ± 9,606909i	1,535904	0,067109

Analisando as Tabelas F.1 e F.2, verifica-se que em alguns pontos de operação é necessária a utilização de uma ação de controle estabilizadora para amortecer modos oscilatórios com baixo amortecimento presentes no sistema de MSBI. A frequência e o amortecimento dos modos oscilatórios, estimados pelos modelos lineares locais ARX331 da RML, assumem valores próximos aos valores obtidos por meio da análise modal com a função *linmod*() indicando a boa capacidade de aproximação da RML, conforme já havia sido comprovado pela avaliação dos índices de desempenho apresentados na Tabela 4.14.

Verifica-se pelas Figuras 4.12.b e 4.13.b que, na faixa de operação $0\,pu < P_t < 0{,}2\,pu$ (correspondente a ID Modelo<14 nas Tabelas F.1 e F.2), o modelo ARX331 representativo do sistema MSBI registra os maiores valores de amortecimento. Este fato revela que nestas condições existe menor necessidade de utilização de sinal de controle estabilizante que nas demais condições onde são registrados menores valores de amortecimento do modo oscilatório dominante.

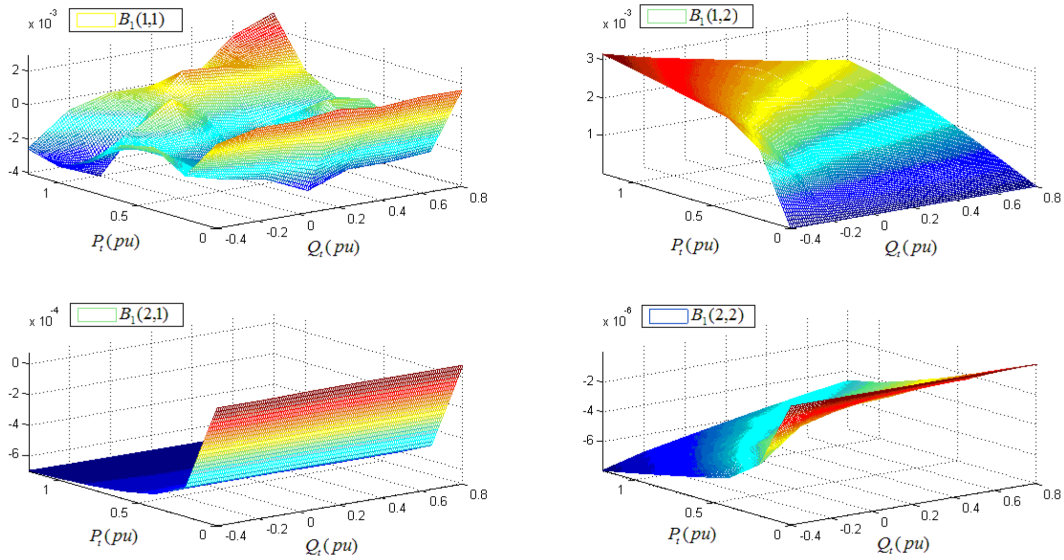
Nas Figuras 4.14 e 4.15, são apresentados os comportamentos dos coeficientes matriciais A_1 e B_1 do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) estimados pela RML em função da condição operacional do sistema MSBI.



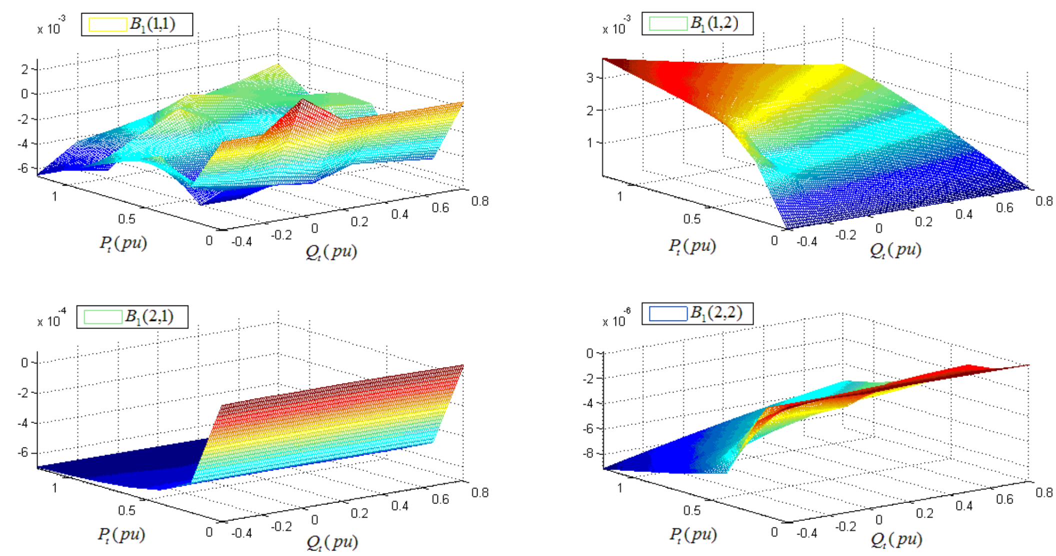
(a)

(b)

Figura 4.14 – Coeficientes matriciais A_1 do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a) Um circuito de transmissão ativo; b) Dois circuitos de transmissão ativos.



(a)



(b)

Figura 4.15 – Coeficiente matricial B_1 do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a) Um circuito de transmissão ativo; b) Dois circuitos de transmissão ativos.

Nas Figuras J.1 e J.2, disponíveis no Anexo J, são apresentados os comportamentos dos demais coeficientes matriciais A_i e B_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) estimados pela RML em função da condição operacional do sistema MSBI.

Verifica-se nas Figuras J.1 e J.2 que alguns dos coeficientes matriciais ($A_1(1,1)$, $A_1(2,2)$, $A_2(1,1)$, $A_2(2,2)$, $A_3(1,1)$ e $A_3(2,2)$) apresentam um padrão de comportamento caracterizado por pequenas variações quando se analisam as condições operacionais onde a potência reativa é positiva e a potência ativa apresenta valores na faixa $P_t > 0{,}5\,pu$. Já nas condições operacionais onde a potência ativa assume valores na faixa $0pu < P_t < 0{,}2pu$, estes mesmos coeficientes matriciais apresentam um padrão de comportamento caracterizado por variações mais amplas. Estas variações são mais acentuadas quando somente um circuito de transmissão está ativo.

Outro grupo de coeficientes matriciais segue um padrão de comportamento caracterizado por variações aleatórias pouco relacionadas a uma condição operacional específica ($A_1(1{,}2)$, $A_2(1{,}2)$ e $A_3(1{,}2)$). Para este grupo, as variações também são mais acentuadas quando somente um circuito de transmissão está ativo. Está fora do escopo deste trabalho explicar o significado físico das variações observadas nos parâmetros dos modelos lineares da RML utilizada para representar o sistema MSBI. O objetivo dos modelos estimados é reproduzir os padrões de comportamento do sistema MSBI de forma aproximada para fins de projeto de estratégias de controle, conforme será visto mais a frente nesta seção.

Os parâmetros A_i e B_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.33) estimados pela RML podem ser representados matematicamente da seguinte forma:

$$\begin{gathered}
[\mathbf{A}\,\mathbf{B}] = f_{RML_MIMO_AP}(\tilde{\varphi}(k)) \\
\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\; Q_t(k)\; L_T(k)] \\
\mathbf{A} = [A_1\;\; A_2\;\; A_3\,] \\
\mathbf{B} = [B_1\;\; B_2\;\; B_3]
\end{gathered} \tag{4.37}$$

sendo que a função $f_{RML\_MIMO\_AP}(\bullet)$ caracteriza, analiticamente, o comportamento não-linear da RML descrito nas superfícies apresentadas nas Figuras J.1 e J.2.

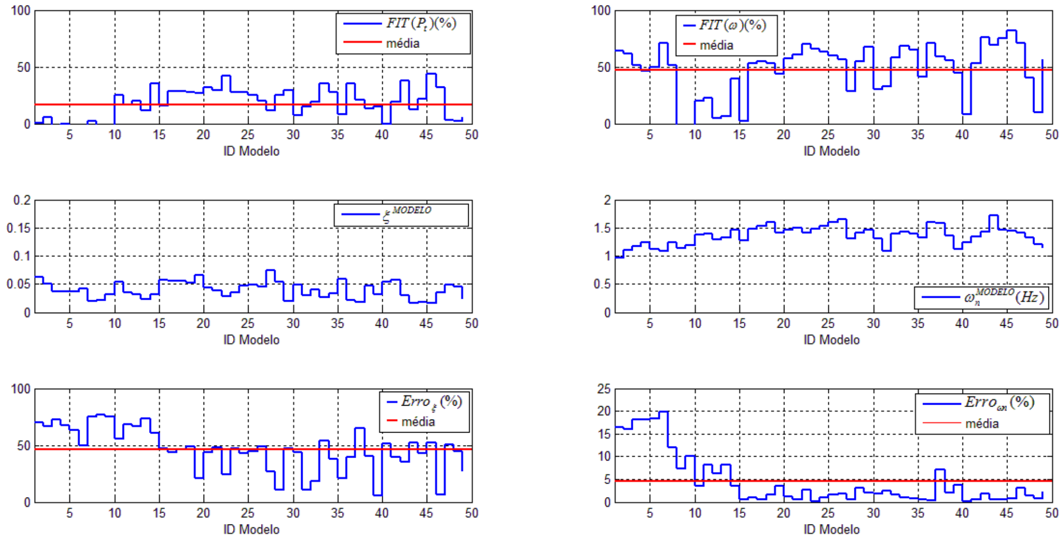
4.5.3 - Projeto da RML MIMO utilizada na estratégia ESP$_{RML_GPC_MIMO}$

Para o caso do ESP$_{RML_GPC_MIMO}$, a RML MIMO é representada por um conjunto de modelos CARMA MIMO com a seguinte estrutura:

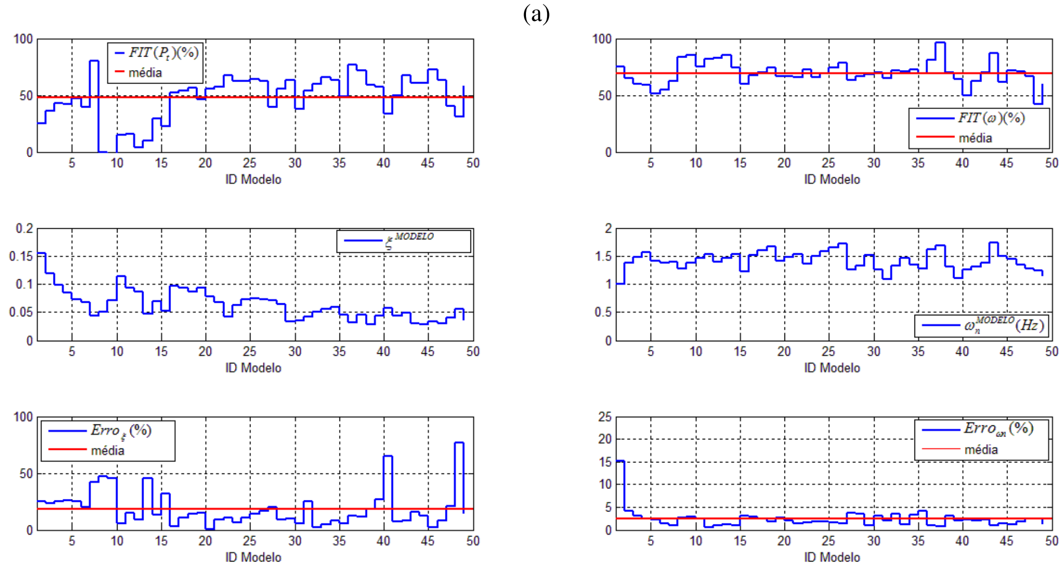
$$\begin{gathered}
\mathbf{A}(q^{-1})\mathbf{y}(k) = \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{e}(t) \\
\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp_\omega}(k)\; V_{esp_E}(k)\right]^T \\
\mathbf{y}(k) = \left[\Delta P_t(k)\; \Delta\omega(k)\right]^T \\
\mathbf{A}(q^{-1}) = I + A_1 q^{-1} + \cdots + A_{n_a} q^{-n_a} \\
\mathbf{B}(q^{-1}) = B_0 + B_1 q^{-1} + \cdots + B_{n_b} q^{-n_b} \\
\mathbf{C}(q^{-1}) = I + C_1(q^{-1}) \\
\begin{aligned} A_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(A_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right) \\ C_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(C_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right) \end{aligned}, i = 1{,}2
\end{gathered} \tag{4.38}$$

sendo que o intervalo de amostragem escolhido foi de T_s = 30ms. Somente os coeficientes matriciais dos polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ foram estimados sendo que os coeficientes do polinômio $\mathbf{C}(q^{-1})$ foram especificados pelo projetista de acordo com a estratégia de controle utilizada. Os detalhes da escolha destes coeficientes serão apresentados nas próximas seções deste capítulo. A faixa operacional do sistema de potência foi particionada conforme descrito nas Figuras 4.10 e 4.11. Os parâmetros de cada um dos 98 modelos locais que formam a RML foram identificados por meio de procedimentos convencionais de identificação paramétrica não-recursiva, conforme foi apresentado na Seção 4.2.2**,** com os devidos ajustes nos índices e na estrutura do polinômio $\mathbf{A}(q^{-1})$ para manter a coerência com a representação adotada na Eq. (4.38).

A ordem (n_a e n_b) dos modelos locais que formam a RML utilizada na estratégia $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$ foi escolhida analisando os índices de desempenho das Eqs. (4.34) a (4.36) conforme se altera a complexidade estrutural do modelo CARMA MIMO. Nas Figuras 4.16 e 4.17, são apresentados os resultados da avaliação dos índices de desempenho em cada condição operacional utilizando modelos de 2ª, 3ª, 4ª e 5ª ordem com um e dois circuitos de transmissão ativos. Estes modelos serão identificados pelas siglas CARMA221, CARMA331, CARMA441 e CARMA551, respectivamente. A linha horizontal em cada gráfico representa o valor médio dos índices obtidos ao longo de todas as 49 condições operacionais analisadas em cada gráfico.

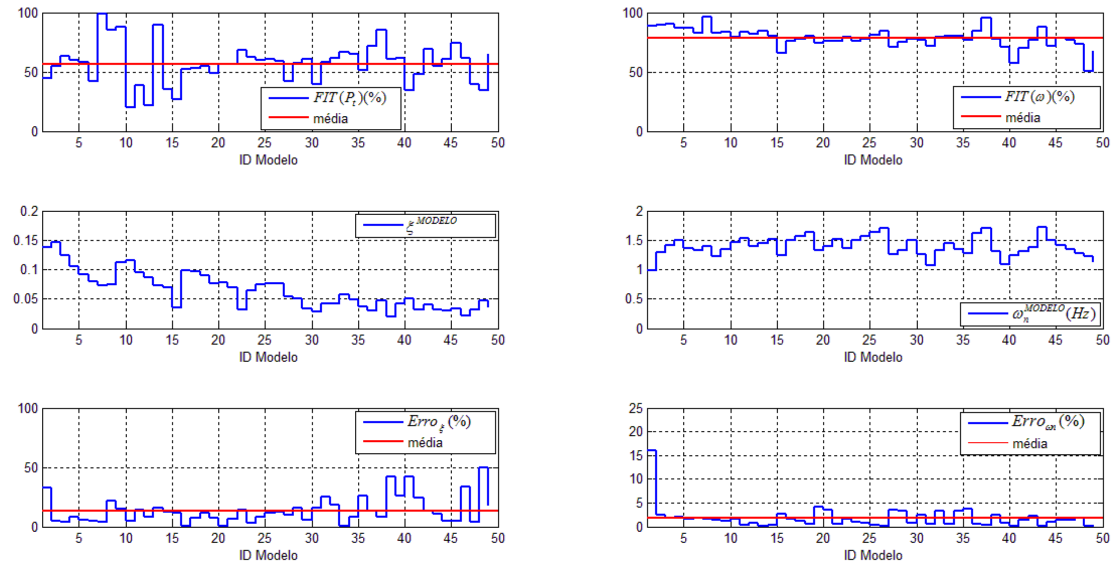


(a)

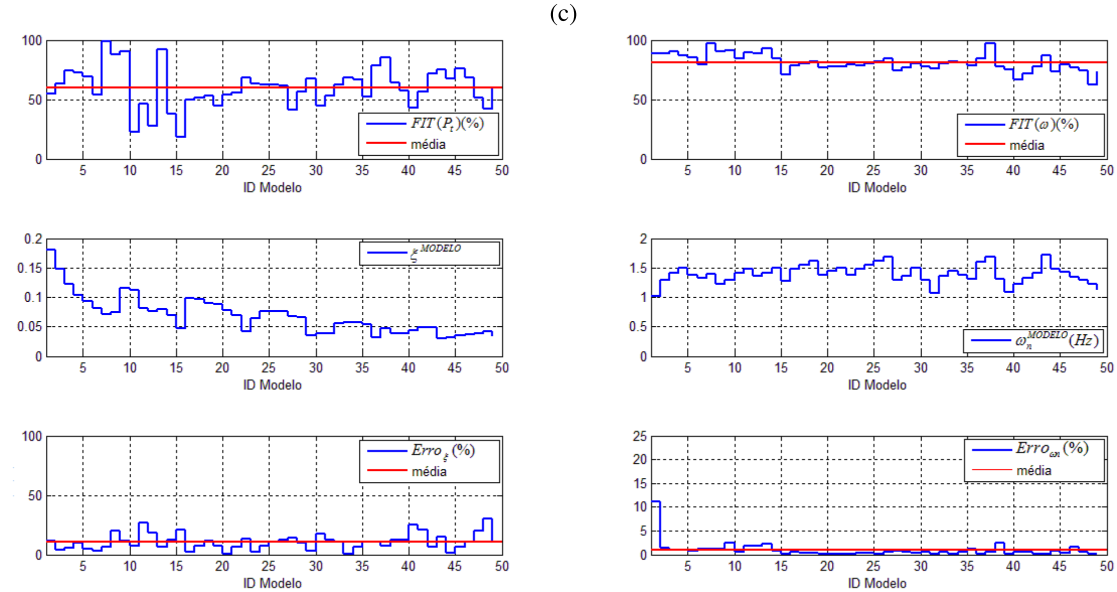


(b)

Figura 4.16 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. Um circuito de transmissão ativo: a) CARMA221; b) CARMA331; c) CARMA441; d) CARMA551 (continua na próxima página).

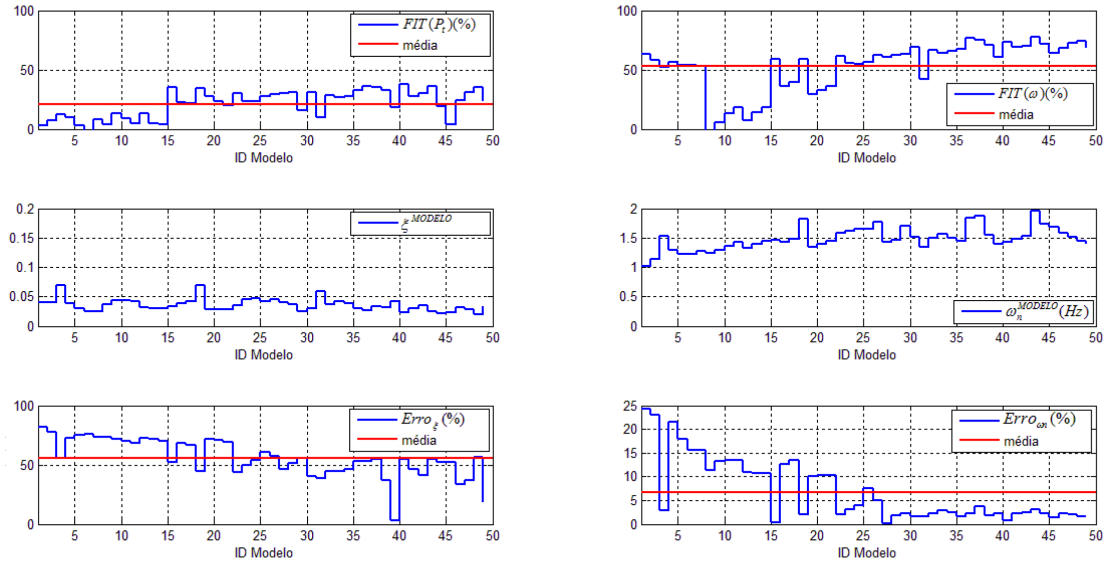


(c)

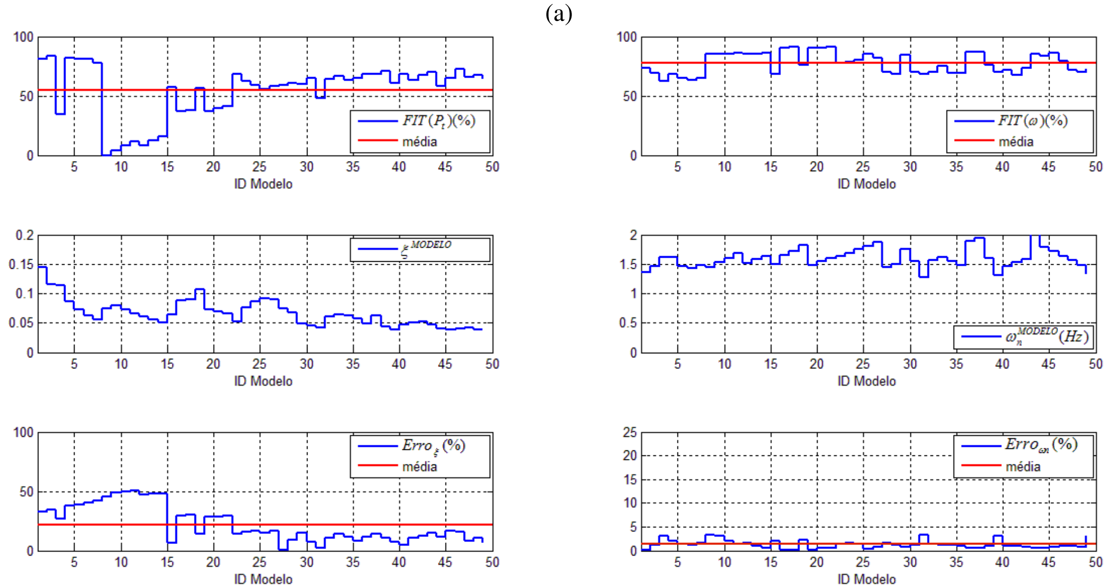


(d)

Figura 4.16 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. Um circuito de transmissão ativo: a) CARMA221; b) CARMA331; c) CARMA441; d) CARMA551.

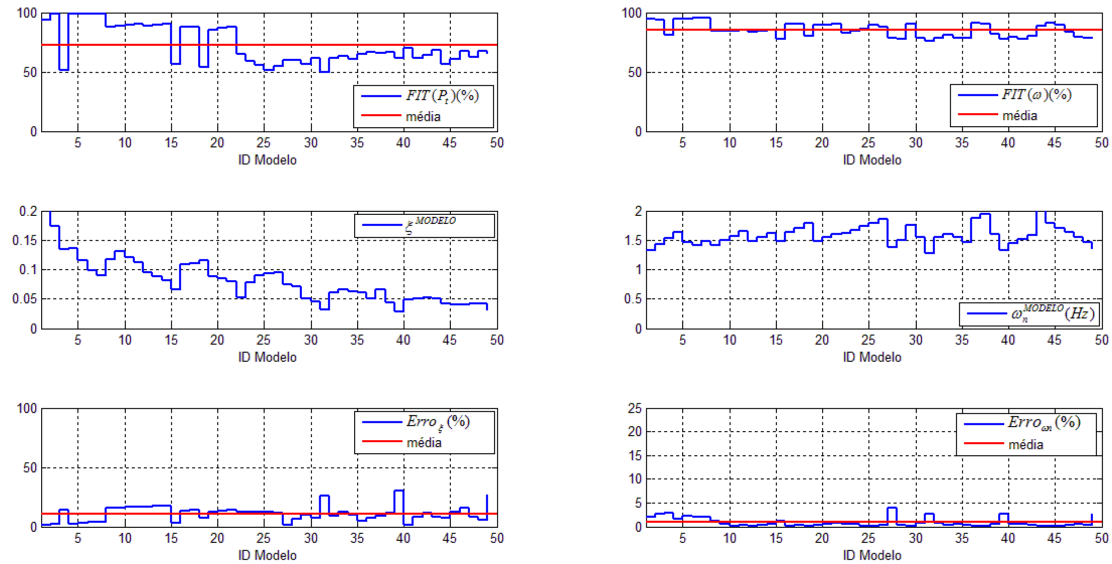


(a)

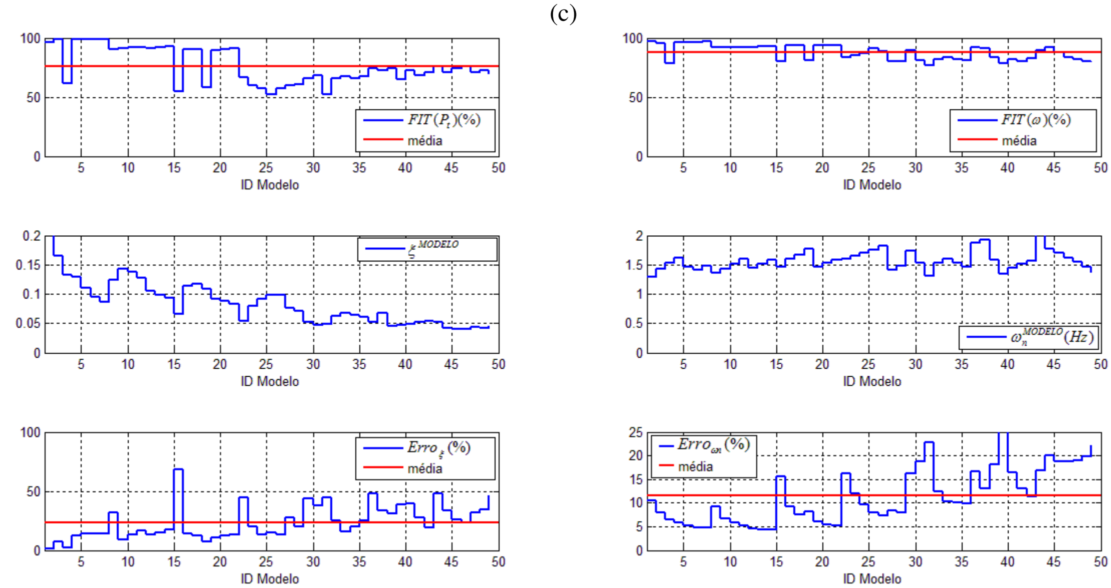


(b)

Figura 4.17 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia ESP$_{RML_GPC_MIMO}$. Dois circuitos de transmissão ativos: a) CARMA 221; b) CARMA331; c) CARM441; d) CARMA551 (continua na próxima página).



(c)



(d)

Figura 4.17 – Resultados da avaliação da capacidade de aproximação da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. Dois circuitos de transmissão ativos: a) CARMA 221; b) CARMA331; c) CARM441; d) CARMA551.

Na Tabela 4.17, são apresentados os valores médios obtidos para os índices de desempenho da RML ao longo das 98 condições operacionais analisadas de acordo com a complexidade estrutural escolhida para o modelo local CARMA MIMO.

Tabela 4.17 - Valores médios obtidos para os índices de desempenho da RML ao longo das 98 condições operacionais analisadas de acordo com a ordem escolhida para o modelo CARMA MIMO.

1 Linha de Transmissão				
Índice Avaliado	**RML CARMA221**	**RML CARMA331**	**RML CARMA441**	**RML CARMA551**
$FIT(\omega(k))$	47,36%	69,25%	78,39 %	80,92%
$FIT(P_t(k))$	16,69%	47,59%	56,70%	59,96%
$Erro_{\omega_n}$	4,49%	2,34%	1,74%	0,89%
$Erro_{\xi}$	46,22%	18,18%	13,52%	10,58%
2 Linhas de Transmissão				
Índice Avaliado	**RML CARMA221**	**RML CARMA331**	**RML CARMA441**	**RML CARMA551**
$FIT(\omega(k))$	52,95%	77,25%	84,93%	87,45%
$FIT(P_t(k))$	21,06%	54,40%	72,12%	76,04%
$Erro_{\omega_n}$	6,40%	1,28%	0,85%	1,93%
$Erro_{\xi}$	55,72%	21,70%	10,82%	27,68%

Em relação aos índices $FIT(\omega(k))$ e $FIT(P(k))$, verifica-se que a topologia estruturalmente mais simples CARMA221 apresenta os piores desempenhos. Já as topologias CARMA331, CARMA441, e CARMA551 apresentam um desempenho aproximadamente igual sendo que a topologia CARMA551 é um pouco melhor notadamente para o caso em que os dois circuitos de transmissão estão ativos.

O índice $Erro_{\omega_n}$ apresenta valores toleráveis nas quatro topologias analisadas quando se considera um circuito de transmissão ativo. Quando se consideram os dois circuitos ativos, o erro da topologia CARMA221 é consideravelmente maior (6,40%) que o erro registrado para as demais estruturas analisadas. Em relação ao índice $Erro_{\xi}$ observam-se erros acima de 10% em todas as topologias analisadas. Os maiores erros nesse índice são registrados para os modelos CARMA221 (46,22% e 55,72% para um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente) e CARMA5511 (27,68% para dois circuitos de transmissão ativos).

A topologia CARMA331 apresenta o terceiro melhor resultado nos índices $FIT(\omega(k))$ e $FIT(P_t(k))$ para um e dois circuito de transmissão ativos. Nos índices $Erro_{\omega_n}$ e $Erro_{\xi}$ os modelos da topologia CARMA331 apresentam erros máximos na faixa de 21%. O objetivo dos modelos é representar de forma aproximada o comportamento do sistema de potência nas 98 condições operacionais consideradas. Portanto considera-se que o erro observado é aceitável para a aplicação em questão e a topologia CARMA331 será escolhida neste trabalho para representar os modelos locais da RML MIMO utilizada na estratégia de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

Nas Tabelas 4.18 e 4.19, são apresentados os modos oscilatórios dominantes estimados pela RML que utiliza o modelo da Eq. (4.25) na condição de operação $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; L_T]$, com um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente. Nas Tabelas G.1 e G.2, apresentadas no Anexo G, são descritos os modos oscilatórios dominantes estimados pela RML que utiliza o modelo da Eq. (4.25) nas demais condições de operação, com um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente.

Tabela 4.18 - Modo dinâmico dominante no modelo MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; 1{,}0]$ (ξ_{modo}=coeficiente de amortecimento).

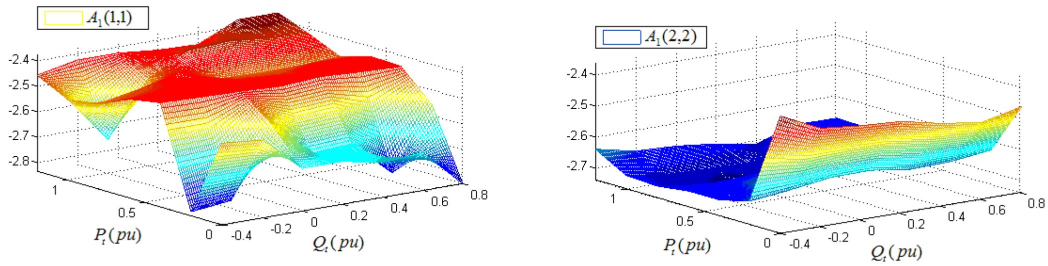
			Modelos Lineares MIMO da RML			**Análise Modal**		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	***f(Hz)***	ξ_{modo}	**Autovalores**	***f(Hz)***	ξ_{modo}
32	**0,8**	**0,2**	0,957241 ± 0,242106i	1,317681	0,05118	-0,429731 ± 8,556461i	1,365238	0,050159

Tabela 4.19 - Modo dinâmico dominante no modelo MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPCP\_MIMO}$. $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8; 0{,}2; 2{,}0]$.

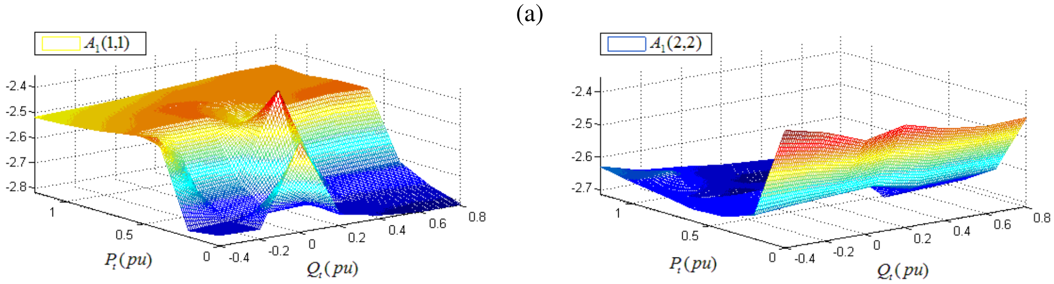
			Modelos Lineares MIMO da RML			**Análise Modal**		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	***f(Hz)***	ξ_{modo}	**Autovalores**	***f(Hz)***	ξ_{modo}
32	**0,8**	**0,2**	0,940822 ± 0,283138i	1,556490	0,060271	-0,646174 ± 9,606909i	1,535904	0,067109

Assim como foi observado na RML que utiliza o modelo ARX MIMO da Eq. (4.33), a análise das Tabelas G.1 e G.2 revela que em alguns pontos de operação é necessária a utilização de uma ação de controle estabilizadora para amortecer modos eletromecânicos com baixo amortecimento. A frequência e o amortecimento dos modos oscilatórios dominantes estimados pelos modelos lineares locais assume valores aproximadamente iguais aos valores estimados por meio da análise modal com a função *linmod*(). Na análise das Tabelas 4.18, 4.19, G.1 e G.2 o leitor deve levar em consideração que, para o modelo discreto da Eq. (4.38), os polos e zeros são números complexos definidos no plano-*z* enquanto que para o modelo linearizado, os autovalores são números complexos representados no plano-*s*. As comparações do coeficiente de amortecimento e da frequência natural, apresentadas, referem-se ao equivalente contínuo dos polos discretos.

Nas Figuras 4.18 e 4.19, são apresentados os comportamentos dos coeficientes matriciais dos polinômios A_1 e B_0 do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) estimados pela RML em função da condição operacional quando se utiliza um ou dois circuitos de transmissão ativos. Nas Figuras K.1 e K.2, disponíveis no Anexo K, são apresentados os comportamentos dos demais coeficientes matriciais A_i e B_i do modelo CARMA MIMO estimados pela RML em função da condição operacional quando se utiliza um ou dois circuitos de transmissão ativos.

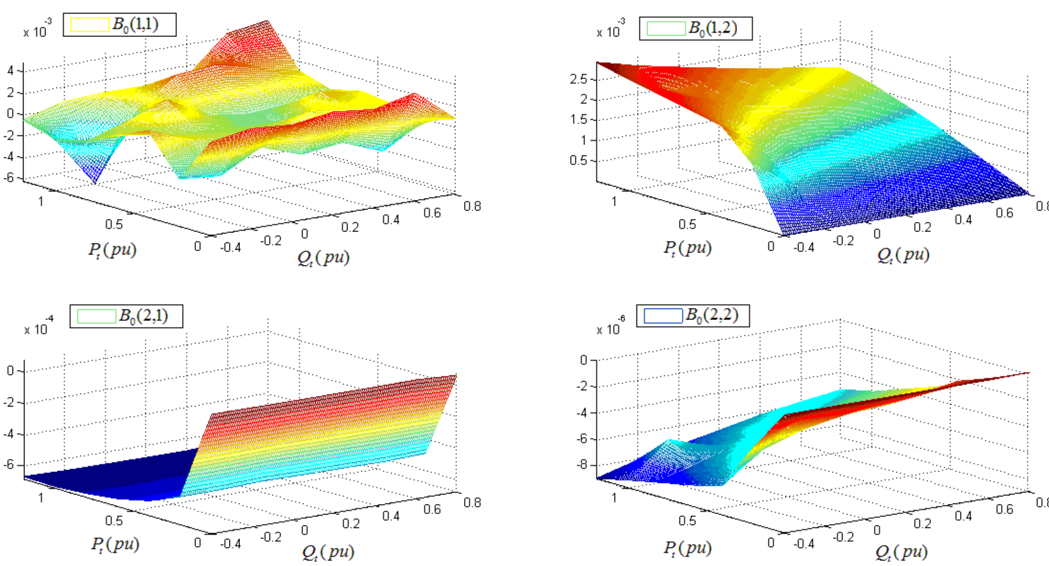


(a)



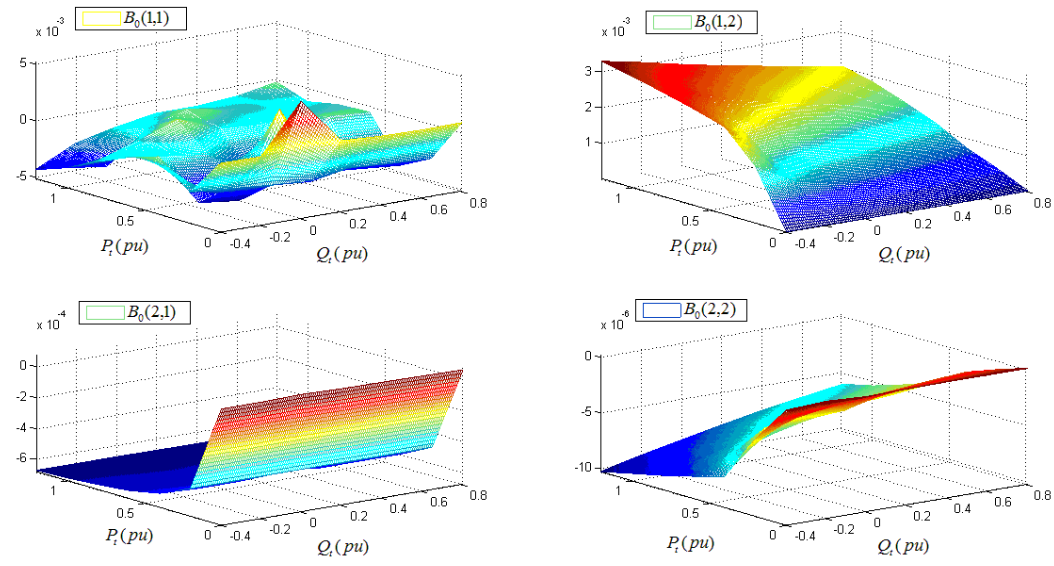
(b)

Figura 4.18 – Comportamento do coeficiente matricial A_1 do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.



(a)

Figura 4.19 – Comportamento do coeficiente matricial B_0 do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos (continua na próxima página).



(b)

Figura 4.19 – Comportamento do coeficiente matricial B_0 do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

Verifica-se pelos gráficos disponíveis no Anexo K que alguns dos coeficientes matriciais A_i e B_i apresentam um padrão de comportamento caracterizado por variações suaves nos parâmetros nas condições operacionais onde a potência ativa apresenta valores na faixa $P_t > 0{,}5\,pu$. Já nas condições operacionais onde a potência ativa assume valores na faixa $0\,pu < P_t < 0{,}3\,pu$, estes mesmos coeficientes matriciais apresentam um padrão de comportamento caracterizado por variações mais amplas. Estas variações são mais acentuadas quando somente um circuito de transmissão está ativo.

Os parâmetros A_i e B_i do modelo CARMA331 MIMO da Eq. (4.25) estimados pela RML podem ser representados matematicamente da seguinte forma:

$$
\begin{gathered}
[\mathbf{A}\,\mathbf{B}] = f_{RML\_MIMO\_GPC}(\tilde{\varphi}(k)) \\
\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\; Q_t(k)\; L_T(k)] \\
\mathbf{A} = [A_1\;\; A_2\;\; A_3\,] \\
\mathbf{B} = [B_0\;\; B_1\;\; B_2]
\end{gathered}
\tag{4.39}
$$

sendo que a função $f_{RML\_MIMO\_GPC}(\bullet)$ caracteriza, analiticamente, o comportamento não-linear da RML descrito graficamente pelas superfícies apresentadas nas Figuras K.1 e K.2.

4.5.4 - Projeto do controlador $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$

O funcionamento do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ pode ser descrito pelo Algoritmo 1 apresentado a seguir.

Algoritmo 1: Lei de controle do estabilizador $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$:

A cada intervalo de tempo discreto k fazer o seguinte:

Passo 1:
Na condição operacional atual, utilizar o mapeamento não-linear representado pela Eq. (4.37) para estimar os coeficientes polinomiais matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do modelo ARX MIMO de 3ª ordem representado pela Eq. (4.33):

$$[\mathbf{A}\;\mathbf{B}] = f_{RML\_MIMO\_AP}(\tilde{\varphi}(k))$$

Passo 2:
Utilizar os coeficientes polinomiais matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ obtidos no **Passo 1** para formar o polinômio matricial $\mathbf{P}(q^{-1})$ da Eq. (4.23), que determina o comportamento desejado em malha fechada de acordo com o procedimento descrito na Seção 4.4.1:

$$\mathbf{P}(q^{-1}) = \mathbf{P_d}(q^{-1})\mathbf{A_o}(q^{-1})$$

Passo 3:
Utilizar os coeficientes matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do **Passo 1** e o polinômio matricial $\mathbf{P}(q^{-1})$ do **Passo 2** para determinar os coeficientes polinomiais matriciais G_i e F_i resolvendo o sistema de equações lineares da Eq. (4.22):

$$\begin{bmatrix} I & 0 & B_1 & 0 & 0 \\ A_1 & I & B_2 & B_1 & 0 \\ A_2 & A_1 & B_3 & B_2 & B_1 \\ A_3 & A_2 & 0 & B_3 & B_2 \\ 0 & A_3 & 0 & 0 & B_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ G_0 \\ G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \\ P_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Passo 4:
Utilizar os coeficientes polinomiais matriciais G_i e F_i encontrados no **Passo 3** para determinar os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ resolvendo o sistema de equações lineares da Eq. (4.21):

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ G_0^T & 0 & -F_1^T & I & 0 \\ G_1^T & G_0^T & -F_2^T & -F_1^T & I \\ G_2^T & G_1^T & 0 & -F_2^T & -F_1^T \\ 0 & G_2^T & 0 & 0 & -F_2^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_1^T \\ \tilde{F}_2^T \\ \tilde{G}_0^T \\ \tilde{G}_1^T \\ \tilde{G}_2^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_0^T \\ -G_1^T \\ -G_2^T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Passo 5:
Calcular o sinal de controle de acordo com a Eq. (4.20):

$$\mathbf{u}(k) = [V_{esp\_\omega}(k)\;\; V_{esp\_E}(k)]^T = -\tilde{\mathbf{F}}(q^{-1})\mathbf{u}(k) + \tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\mathbf{y}(k)$$

Passo 6:
Aplicar o sinal de controle calculado no **Passo 5** à entrada do processo. Aguardar o próximo intervalo de amostragem e retornar ao **Passo 1**.

Conforme descrito no Algoritmo 1, a estratégia de controle $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ considera o modelo ARX MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.33) estimado pela RML descrita na Seção 4.2.2.3. Esta estimativa é realizada em cada condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ por meio do mapeamento não-linear $[\mathbf{A}\,\mathbf{B}] = f_{RML\_MIMO\_AP}(\tilde{\varphi}(k))$ apresentado na Eq. (4.37). A lei de controle utilizada neste controlador é representada pela Eq. (4.20). O $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ utiliza um esquema de funcionamento análogo ao esquema de controle adaptativo auto-ajustável descrita na Seção 3.4.3. Na etapa de identificação, é utilizada a RML MIMO descrita na Seção 4.5.2 para estimar os coeficientes matriciais do modelo do processo. Na etapa de cálculo da lei de controle, é utilizado o procedimento de projeto do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ descrito na Seção 4.4.1.

Os parâmetros de projeto do algoritmo do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ são os seguintes:

- O fator de contração radial α;
- O coeficiente a_o;
- Os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do modelo ARX MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.33) estimados em tempo real pela RML MIMO;

Na Tabela 4.20, são apresentados os detalhes do projeto do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

Tabela 4.20 – Detalhes do projeto do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

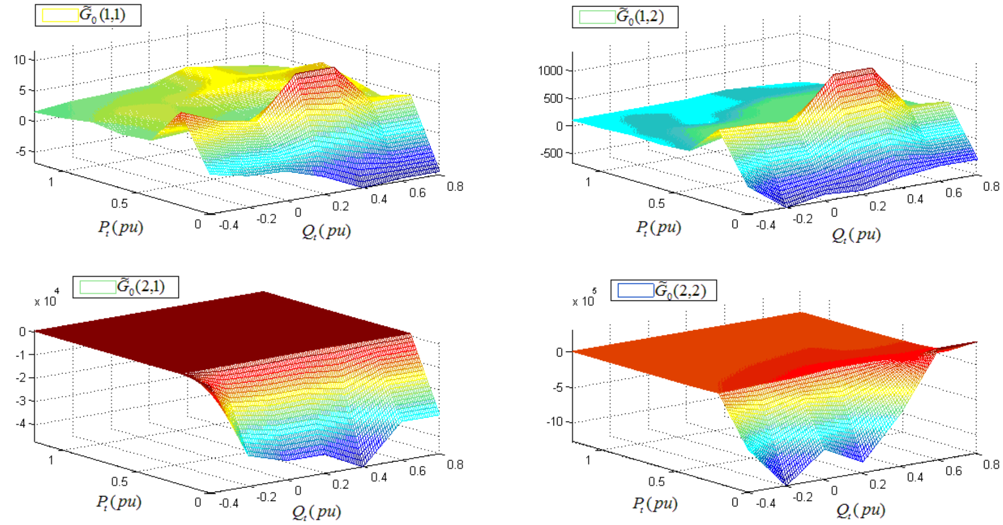
Parâmetro	Valor
Modelos Locais	Eq. (4.33) estimados pela RML descrita na Seção 4.5.2
Condição Operacional $\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k) \quad Q_t(k) \quad L_T(k)]$	$0 \le P_t(k) \le 1.2$; $-0.4 \le Q_t(k) \le 0.8$; $1 \le L_T(k) \le 2$
$[n_a \quad n_b \quad d]$	[3 3 0]
T_s	30ms
$A_o(q^{-1})$	$A_o(q^{-1}) = I + \begin{bmatrix} a_o & 0 \\ 0 & a_o \end{bmatrix}$
a_o	0
K_ξ	2,0
ξ_d	$\xi_d = K_\xi \xi_{\text{modo}}$
α	$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi_{\text{modo}})\omega_n T_S} = e^{-\xi_{\text{modo}}(K_\xi - 1)\omega_n T_S}$

Os valores do amortecimento desejado para o modo oscilatório mal condicionado ξ_d, do fator de contração radial α e dos coeficientes matriciais de $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ dependem da condição operacional analisada. Lembrando que a relação entre o fator de contração radial α e o parâmetro K_ξ é a seguinte:

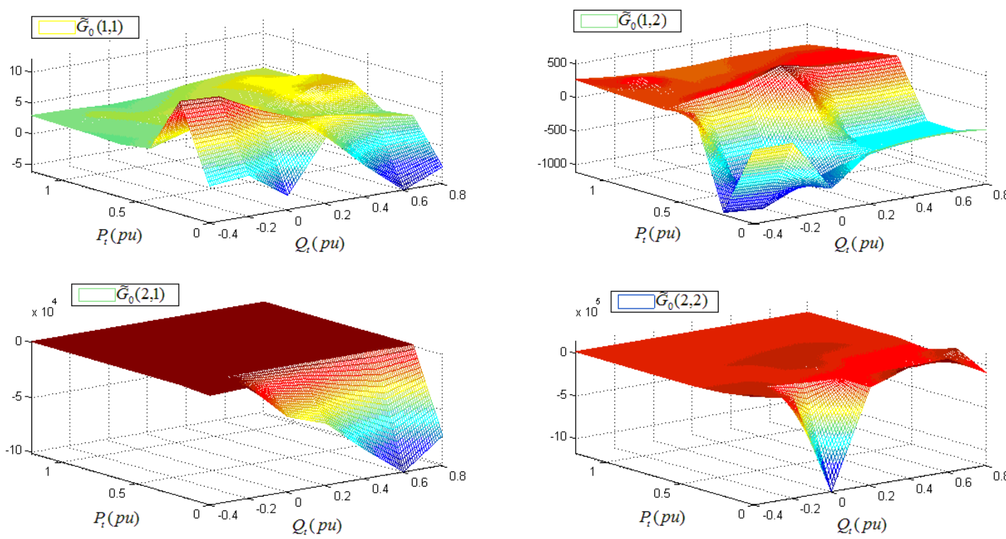
$$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi_{\text{modo}})\omega_n T_S} = e^{-\xi_{\text{modo}}(K_\xi - 1)\omega_n T_S}$$
$$\xi_d = K_\xi \xi_{\text{modo}}$$

onde: ξ_{modo} é o amortecimento relativo do modo eletromecânico mal condicionado que deve ter seu amortecimento aumentado pela ação do controlador local; ω_n é a frequência natural do modo eletromecânico mal condicionado em rad/s. A relação entre ξ_{modo} e a condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ é descrita nas Tabelas F.1 e F.2 (Ver Setor = Modelos Lineares MIMO da RML Coluna = ξ_{modo}) onde são apresentados os resultados da análise modal do sistema de potência em cada um dos 98 pontos de operação escolhidos para formular a RML MIMO.

Nas Figuras 4.20 e 4.21, são apresentados os comportamentos dos parâmetros $\tilde{G}_0$ e $\tilde{F}_1$ conforme a estimativa do Algoritmo 1 em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$, para um e dois circuitos de transmissão ativos. Nas Figuras L.1 e L.2, disponíveis no Anexo L, são apresentados os comportamentos dos demais parâmetros $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ conforme a estimativa do Algoritmo 1 em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um e dois circuitos de transmissão ativos.

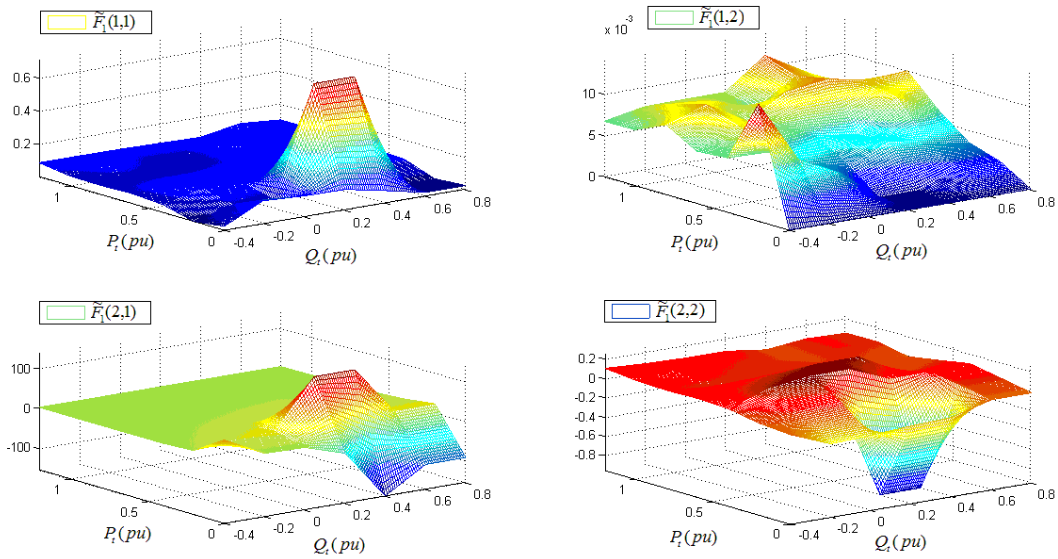


(a)

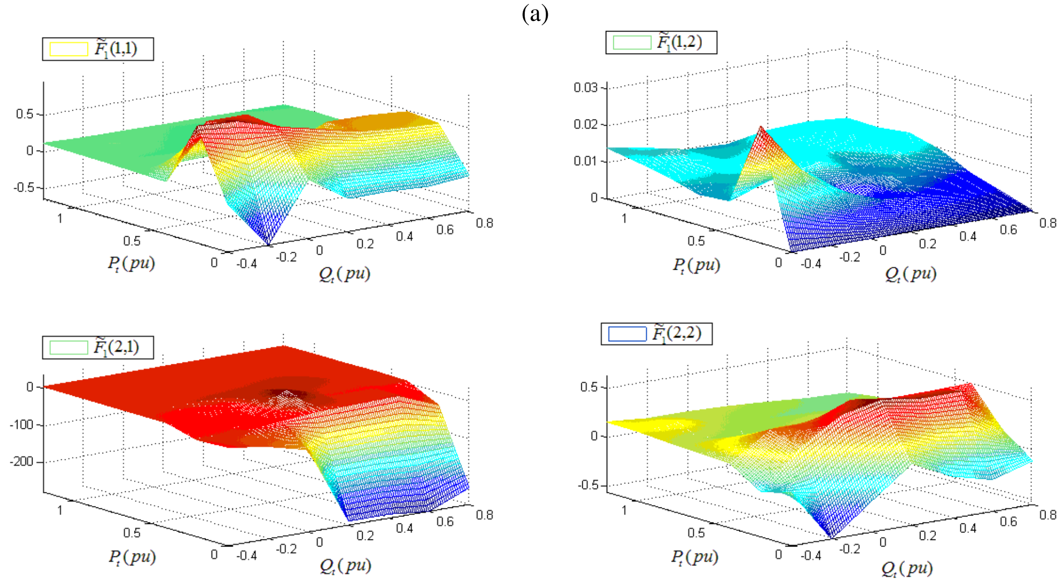


(b)

Figura 4.20 – Estimativa do coeficiente matricial $\tilde{G}_0$ do $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.



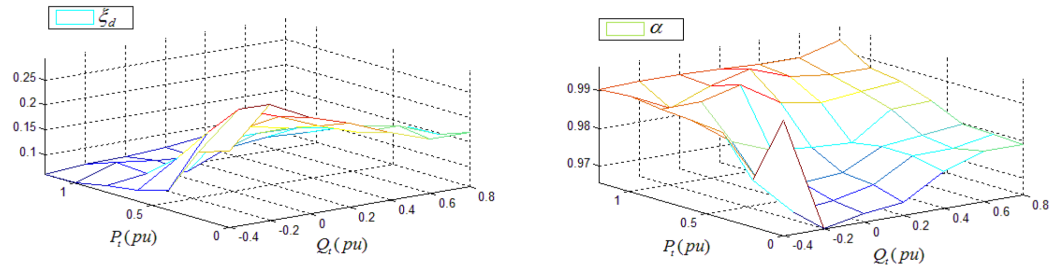
(a)



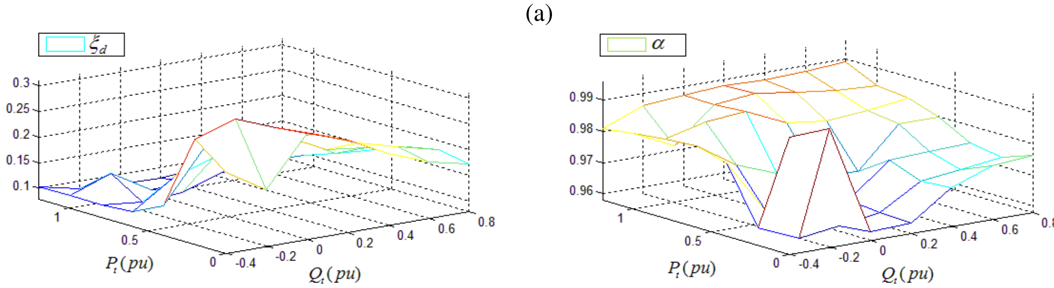
(b)

Figura 4.21 – Estimativa do coeficiente matricial $\tilde{F}_1$ do ESP$_{\text{RML_AP_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

Na Figura 4.22, são apresentadas as estimativas do fator de amortecimento desejado ξ_d e do fator de contração radial α especificados para o ESP$_{\text{RML_AP_MIMO}}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$. Na Figura L.3, disponível no Anexo L, é apresentado o comportamento de ξ_d, α, ω_n e K_ξ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$ conforme especificado no projeto do ESP$_{\text{RML_AP_MIMO}}$.



(a)



(b)

Figura 4.22 – Estimativas do fator de amortecimento desejado ξ_d, e do fator de contração radial α do $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a) Um circuito de transmissão ativo; b) Dois circuitos de transmissão ativos.

Os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ produzidos pela estratégia de controle $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$ podem ser representados matematicamente da seguinte forma:

$$
\begin{aligned}
[\mathbf{G}\,\mathbf{F}] &= g_{RML\_MIMO\_AP}(\theta_{AP}) \\
\theta_{AP} &= [a_0\, \alpha\, \tilde{\varphi}(k)] \\
\mathbf{G} &= [\tilde{G}_0\, \tilde{G}_1\, \tilde{G}_2\,] \qquad (4.40) \\
\mathbf{F} &= [\tilde{F}_1\, \tilde{F}_2\,]
\end{aligned}
$$

sendo que a função $g_{RML\_MIMO\_AP}(\bullet)$ caracteriza analiticamente o comportamento não-linear dos coeficientes $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$, descrito graficamente pelas superfícies apresentadas nas Figuras L.1 e L.2. Na Figura 4.23, é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento da estrutura de controle $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$.

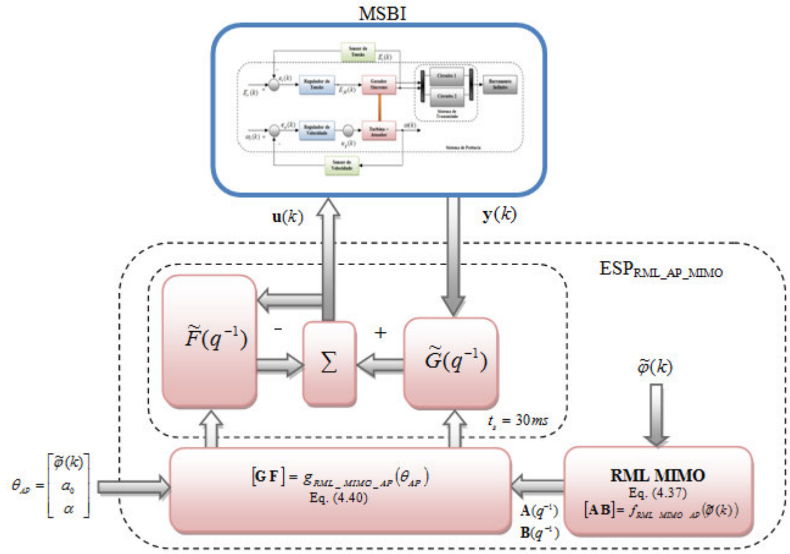


Figura 4.23 – Diagrama de blocos do controlador $\text{ESP}_{\text{RML\_AP\_MIMO}}$.

4.5.5 - Projeto do controlador $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$

O $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$ considera o modelo CARMA MIMO de 3ª ordem representado pela Eq. (4.25) estimado pela RML descrita na Seção 4.5.3. A lei de controle estabilizante utilizada neste controlador é representada pela Eq. (4.28). O procedimento de projeto é o mesmo que foi descrito na Seção 4.4.2. O funcionamento do $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$ pode ser descrito pelo Algoritmo 2 apresentado a seguir.

Conforme descrito no Algoritmo 2, o $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$ utiliza um esquema de funcionamento análogo ao esquema de controle adaptativo auto-ajustável descrito na Seção 3.4.3. Na etapa de identificação, é utilizada a RML MIMO descrita na Seção 4.5.3 para estimar os coeficientes matriciais do modelo do processo. Na etapa de cálculo da lei de controle, é utilizado o procedimento de projeto do $\text{ESP}_{\text{F\_GPC\_MIMO}}$ descrito na Seção 4.4.2.

Os parâmetros de projeto do algoritmo do $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$ são os seguintes:

- N_1, N_2, N_3 e λ;
- Os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ da Eq. (4.25) estimados pela RML de acordo com a Eq. (4.39);
- O polinômio $\mathbf{C}(q^{-1})$ da Eq. (4.25), especificado pelo projetista;

Algoritmo 2: Lei de controle do estabilizador $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$:

A cada intervalo de tempo discreto k fazer o seguinte:

Passo 1: Utilizar a RML para estimar os coeficientes matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do modelo CARMA MIMO de 3ª ordem representado pela Eq. (4.25) utilizando o mapeamento não-linear descrito na Eq. (4.39);

$$[\mathbf{A}\,\mathbf{B}] = f_{RML\_MIMO\_GPC}(\tilde{\varphi}(k))$$

Passo 2: Formar a matriz $\mathbf{G}_{N_{123}}$ utilizada nas Eq. (4.30) e (4.31). Utilizar os coeficientes matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ estimados no **Passo 1**.

$$\mathbf{y}_{N_{12}} = \mathbf{G}_{N_{123}}\mathbf{u}_{N_3} + \mathbf{f}_{N_{12}}$$

$$\mathbf{G}_{N_{123}} = \begin{bmatrix} G_{N_1-1} & G_{N_1-2} & \cdots & G_{N_1-N_u} \\ G_{N_1} & G_{N_1-1} & \cdots & G_{N_1+1-N_u} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G_{N_2-1} & G_{N_2-2} & \cdots & G_{N_2-N_u} \end{bmatrix}$$

Passo 3: Calcular o ganho linear matricial $\mathbf{K}$, numericamente igual as 2 primeiras linhas da matriz de ganhos da Eq. (4.30):

$$\left(\mathbf{G}_{N_{123}}^T\mathbf{G}_{N_{123}} + Q\right)^{-1}\mathbf{G}_{N_{123}}^T$$

Passo 4: Calcular o vetor $\mathbf{f}_{N_{12}}$ que contém a resposta livre do modelo estimado no **Passo 1** entre os horizontes de predição final e inicial utilizando a Eq. (4.29);

$$\mathbf{f}_{j+1} = q\left(I - \mathbf{A}\left(q^{-1}\right)\right)\mathbf{f}_j + \mathbf{B}\left(q^{-1}\right)u(k+j)$$

Passo 5: Utilizar o vetor $\mathbf{f}_{N_{12}}$ calculado no **Passo 4** para formular o sinal de controle com horizonte retrocedente da Eq. (4.28) que minimiza o critério quadrático da Eq. (4.27);

$$\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T = \mathbf{K}\left(\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} - \mathbf{f}_{N_{12}}\right)$$

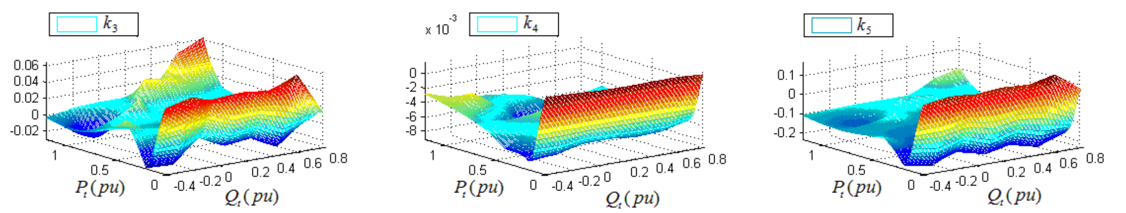
Passo 6: Aplicar o sinal de controle calculado no **Passo 5** à entrada do processo. Aguardar o próximo intervalo de amostragem e retornar ao **Passo 1**.

Na Tabela 4.21, são apresentados os parâmetros de projeto do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. Na Figura 4.24, são apresentados os comportamentos gráficos dos componentes k_3, k_4 e k_5 do ganho linear matricial **K** conforme a estimativa realizada pelo Algoritmo 2 em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ do sistema MSBI, para um e dois circuitos de transmissão ativos.

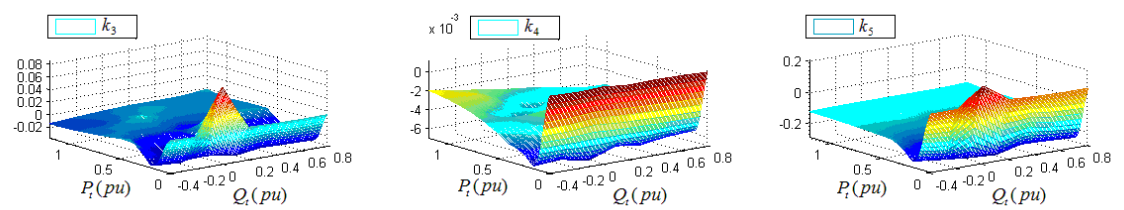
Nas Figuras M.1 e M.2, disponíveis no Anexo M, são apresentados os comportamentos gráficos dos demais componentes k_i do ganho linear matricial **K** conforme a estimativa realizada pelo $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$, para um e dois circuitos de transmissão ativos, respectivamente.

Tabela 4.21 – Parâmetros de projeto do $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

Parâmetro	Valor
Modelos Locais	Conjunto de 98 modelos locais utilizados na RML descrita na Seção 4.5.3
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k) \quad Q_t(k) \quad L_T(k)]$ $0 \le P_t(k) \le 1{,}2\,;\, -0{,}4 \le Q_t(k) \le 0{,}8\,;\, 1 \le L_T(k) \le 2$
T_s	30ms
$\mathbf{C}(q^{-1})$	$\mathbf{C}(q^{-1}) = I + \mathbf{C}_1 q^{-1} = I + \begin{bmatrix} c_{11}^1 = 0 & 0 \\ 0 & c_{11}^1 = 0 \end{bmatrix} q^{-1}$
$[N_1 \quad N_2 \quad N_3]$	$[1 \quad 8 \quad 1]$
λ	0,04
$\mathbf{u}_{N_3}$	$[\mathbf{u}(k)] = [V_{esp\_\omega}(k) \; V_{esp\_E}(k)]^T$
$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$	$[0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0 \; 0]^T$
$\mathbf{y}_{N_{12}}$	$[\hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k)^T \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{y}}(k+8 \mid k)^T]^T$
$\mathbf{f}_{N_{12}}$	$[\mathbf{f}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{f}_8^T]^T$
$\mathbf{K}$	$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$



(a)



(b)

Figura 4.24 – Estimativas dos coeficientes k_3, k_4 e k_5 do ganho linear matricial $\mathbf{K}$ do $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

A análise das Figuras M.1 e M.2 revela que alguns coeficientes do ganho **K** apresentam um comportamento padrão caracterizado por pequenas variações quando o sistema de potência opera na região onde $0{,}5 > P_t > 1{,}2$ e variações consideráveis no caso em que o sistema opera com valores de potência ativa próximo de zero.

O ganho linear **K** produzido pela estratégia de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ pode ser representado matematicamente da seguinte forma:

$$\mathbf{K} = g_{RML\_MIMO\_GPC}(\theta_{GPC})$$

$$\theta_{GPC} = [\tilde{\varphi}(k),\ N_1,\ N_2,\ N_3, \lambda, C]$$

$$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\ Q_t(k)\ L_T(k)] \tag{4.41}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$$

sendo que a função $g_{RML\_MIMO\_GPC}(\bullet)$ caracteriza analiticamente o comportamento não-linear descrito graficamente pelas superfícies apresentadas nas Figuras M.1 e M.2. Na Figura 4.25, é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento da estrutura de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

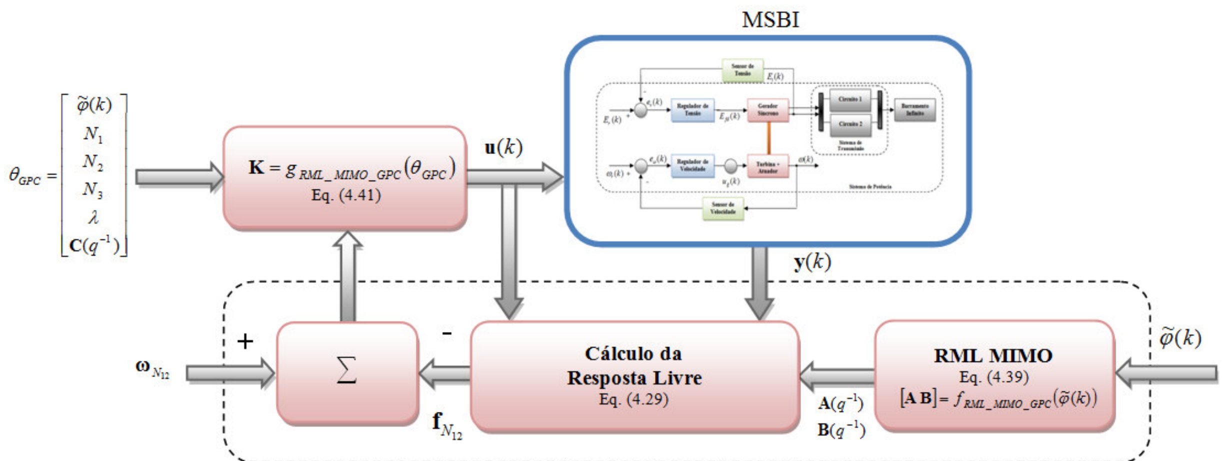


Figura 4.25 – Diagrama de blocos da estrutura de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

4.6 - Projetos dos controladores fuzzy com modelo não-linear RCL MIMO ($ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, e $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$)

Conforme foi descrito conceitualmente na Seção 3.6, A *Rede de Controladores Locais* (RCL) é uma consequência direta da RML, quando se considera a relação entre o modelo do sistema controlado e a estrutura de controle. Desta forma, foi possível estabelecer uma analogia entre a RML e a RCL, onde os controladores locais representam para uma RCL o mesmo que os modelos locais representam para uma RML. Para o caso multivariável, duas estratégias propostas neste trabalho utilizarão a estrutura não-linear RCL:

- $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ – Utiliza o algoritmo AP_MIMO descrito na Seção 3.3.2 e os modelos locais ARX MIMO de 3ª ordem da RML MIMO descrita na Seção 4.5.2 para formar o conjunto de controladores locais da RCL;

- $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ – Utiliza o algoritmo GPC posicional MIMO descrito na Seção 3.3.4 e os modelos locais CARMA MIMO de 3ª ordem da RML MIMO descrita na Seção 4.5.3 para formar o conjunto de controladores locais da RCL;

Nas seções seguintes, serão descritos os detalhes dos projetos da RCL e das duas estratégias de controle que utilizam esta estrutura.

4.6.1 – Considerações gerais sobre o projeto da RCL MIMO

O procedimento de projeto da RCL é análogo àquele que foi utilizado no projeto da RML MIMO descrito na Seção 4.5.1. O seguinte vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(t)$ será utilizado:

$$\tilde{\varphi}(k) = \begin{bmatrix} P_t(k) & Q_t(k) & L_T(k) \end{bmatrix}$$

A partição da faixa operacional e os conjuntos fuzzy utilizados em cada variável do vetor ponto de operação são os mesmos que foram apresentados nas Figuras 4.10 e 4.11. Esta escolha se justifica no fato de que existe uma relação de um para um entre os modelos locais da RML e os controladores locais da RCL, ou seja, para cada modelo local existe um controlador local definido para as mesmas condições operacionais. Os detalhes dos projetos de cada controlador local dependem da estratégia analisada conforme será apresentado a seguir.

4.6.2 - Projeto do controlador $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$

Para a estratégia de controle $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, será considerado o conjunto de 98 modelos locais ARX MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.33) que formam a RML descrita na Seção 4.2.2. Para cada modelo local foi sintetizado uma lei de controle estabilizante local com a técnica de alocação de polos multivariável,conforme descrito na Eq. (4.20). O procedimento de projeto de cada controlador local é o mesmo que foi descrito na Seção 4.4.2. O conjunto de 98 controladores locais obtidos dessa maneira forma a RCL utilizada na estratégia de controle $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$.

Os parâmetros de projeto do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ são os seguintes:

- O vetor $\boldsymbol{\alpha}_{RCL\_MIMO} = [\alpha_1\, \alpha_2 \cdots \alpha_{98}]$ formado pelos fatores de contração radial definidos em cada um dos 98 controladores locais da RCL;
- O vetor $\mathbf{a}^{o}_{RCL\_MIMO} = [a_o^1\, a_o^2 \cdots a_o^{98}]$ formado pelos valores dos coeficientes do observador polinomial utilizado em cada um dos 98 controladores locais da RCL;

- O conjunto de polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ dos 98 modelos locais ARX MIMO de 3ª ordem representados pela Eq. (4.33) e que formam a RML MIMO descrita na Seção 4.2.2.

Para o caso do ESP$_{\text{RCL_AP_MIMO}}$, os parâmetros de projeto α_j e a_o^j são definidos pelo projetista para cada controlador local j da RCL. Lembrando que, conforme descrito na Eq. (4.24), a relação entre o fator de contração radial α e o parâmetro K_ξ é a seguinte:

$$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi_{\text{modo}})\omega_n T_S} = e^{-\xi_{\text{modo}}(K_\xi - 1)\omega_n T_S}$$
$$\xi_d = K_\xi \xi_{\text{modo}}$$

onde ξ_{modo} é o amortecimento relativo do modo eletromecânico mal condicionado que deve ter seu amortecimento aumentado pela ação do controlador local. A relação entre ξ_{modo} e a condição operacional é descrita nas Tabelas F.1 e F.2 (ver Setor = Modelos Locais MIMO da RML, Coluna = ξ_{modo}) onde são apresentados os resultados da análise modal do sistema MSBI em cada um dos 98 pontos de operação escolhidos para formular a RML MIMO.

Na Tabela 4.22, são apresentados os detalhes do projeto do ESP$_{\text{RCL_AP_MIMO}}$. Os parâmetros $\boldsymbol{\alpha}_{RCL\_MIMO}$ e $\mathbf{a}^o_{RCL\_MIMO}$ escolhidos para os projetos dos 98 controladores locais da RCL são apresentados na Tabela H.1, disponível no Anexo H.

Tabela 4.22 – Detalhes do projeto do ESP$_{\text{RCL_AP_MIMO}}$

Parâmetro	Valor
Modelos Locais	Conjunto de 98 modelos utilizados na RML descrita na Seção 4.5.2
Estrutura dos Modelos Locais	ARX MIMO Eq. (4.33) $[n_a \quad n_b \quad d] = [3 3 0]$
T_s	30ms
$\mathbf{A_o}(q^{-1})$	$\mathbf{A_o}(q^{-1}) = I + \begin{bmatrix} a_o^j & 0 \\ 0 & a_o^j \end{bmatrix},\ j = 1,\cdots,98$
$\mathbf{a_0}$	$\mathbf{a_0} = [a_o^1\ a_o^2 \cdots a_o^{98}]$
Condição Operacional $\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k) \quad Q_t(k) \quad L_T(k)]$	$0 \le P_t(k) \le 1{,}2\,; -0{,}4 \le Q_t(k) \le 0{,}8\,;\ 1 \le L_T(k) \le 2$
$\boldsymbol{\alpha}$	$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1\ \alpha_2 \cdots \alpha_{98}]$
α_i	$\alpha_i = e^{-(\xi_d - \xi_{\text{modo}})\omega_n T_S} = e^{-\xi_{\text{modo}}(K_\xi - 1)\omega_n T_S}$
ξ_d	$\xi_d = K_\xi \xi_{\text{modo}}$

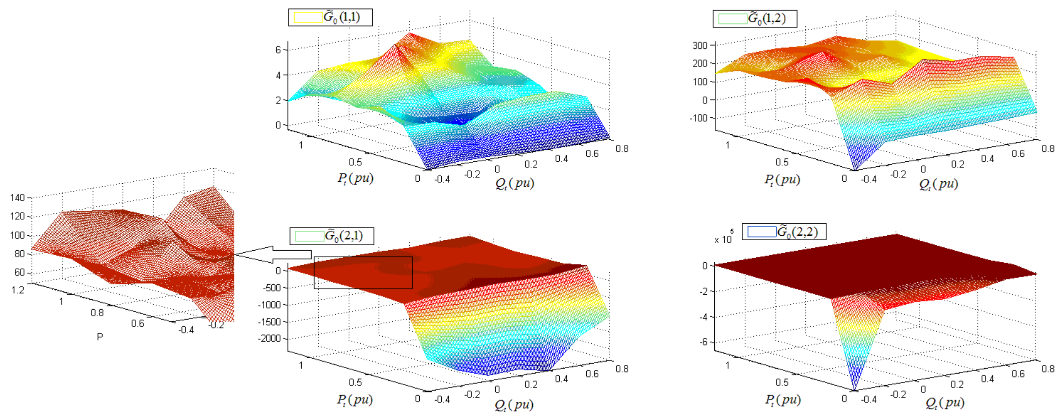
Para exemplificar o procedimento de projeto dos controladores locais, na Tabela 4.23, são apresentados os parâmetros a_o^j e α_j escolhidos na condição operacional $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8 \quad 0{,}2 \quad L_T(k)]$ para um e dois circuitos de transmissão ativos.

Tabela 4.23 - Parâmetros a_o^j e α_j escolhidos para os projetos dos controladores locais da RCL na condição operacional $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8 \quad 0{,}2 \quad L_T(k)]$.

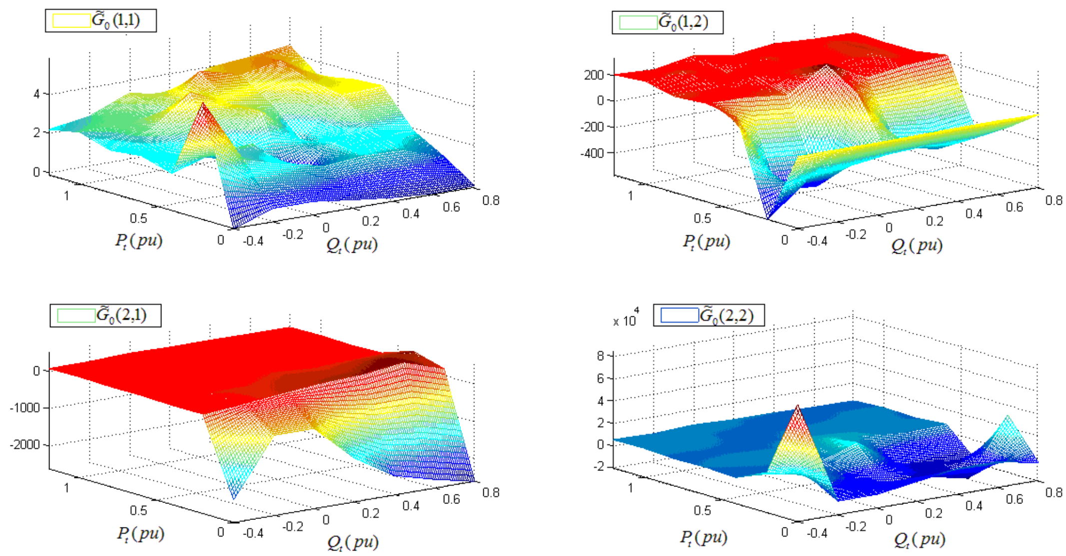
			1 Circuito Ativo				2 Circuitos Ativos		
j	P_t	Q_t	a_o^j	α_j	K_ξ	j	a_o^j	α_j	K_ξ
32	**0,8**	**0,2**	0	0,980782	2,5	**81**	0	0,972830	2,5

Os valores dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ dependem da condição operacional analisada. Para exemplificar esta relação, nas Figuras 4.26 e 4.27, são apresentadas as estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_0$ e $\tilde{F}_1$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$, conforme as estimativas do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, para um e dois circuitos de transmissão ativos. Nas Figuras N.1 e N.2, disponíveis no Anexo N, são apresentadas as estimativas dos demais coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$, estimados pelo $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, para um e dois circuitos de transmissão ativos.

Os comportamentos do fator de amortecimento desejado, ξ_d, e do fator de contração radial, α, especificados para o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$ são apresentados na Figura 4.28. Na Figura N.3, disponível no Anexo N, são apresentados os comportamentos dos parâmetros ξ_d, α, ω_n e K_ξ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$, conforme especificado no projeto do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$.

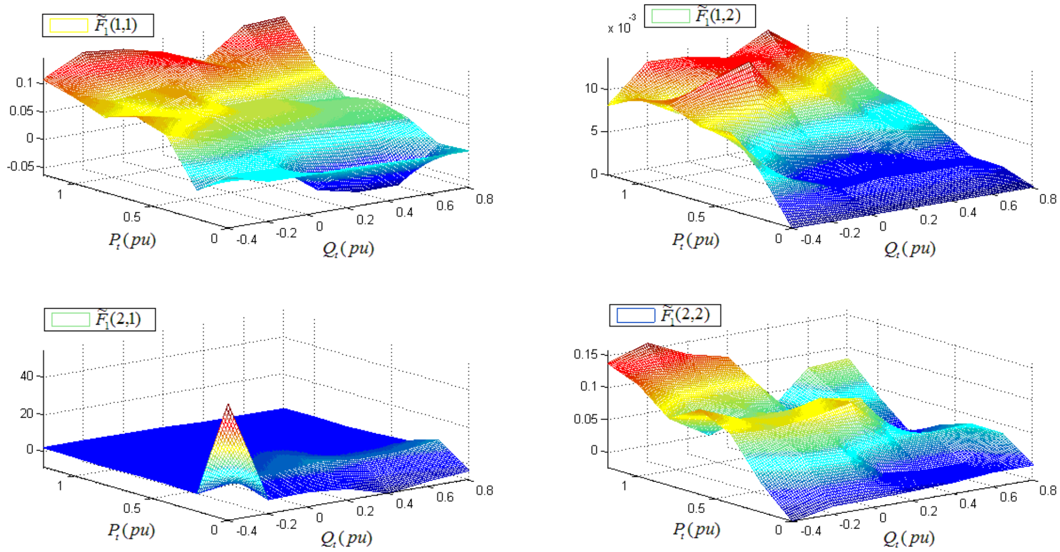


(a)

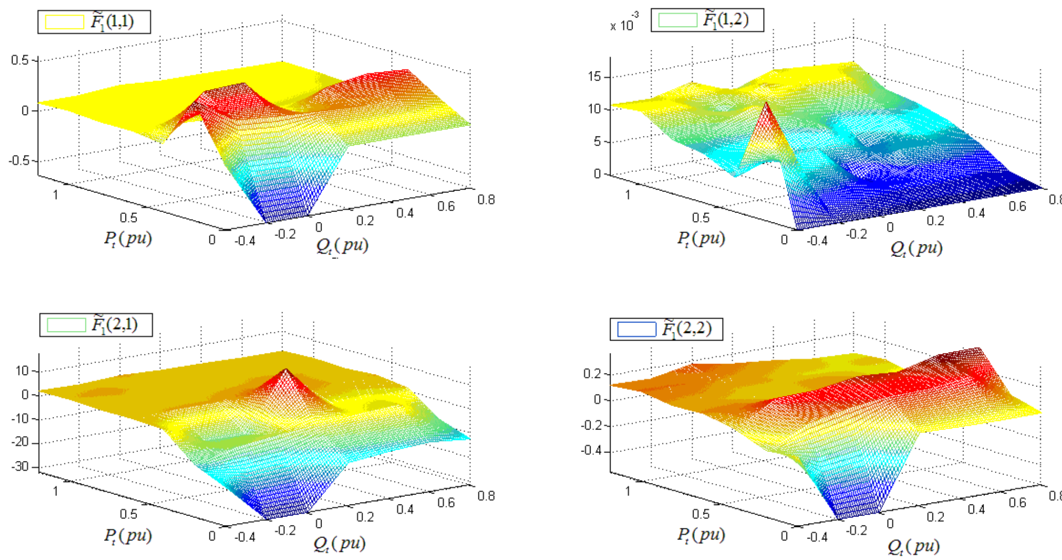


(b)

Figura 4.26 – Estimativas do coeficiente matricial $\tilde{G}_0$ do $\text{ESP}_{\text{RCL\_AP\_MIMO}}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

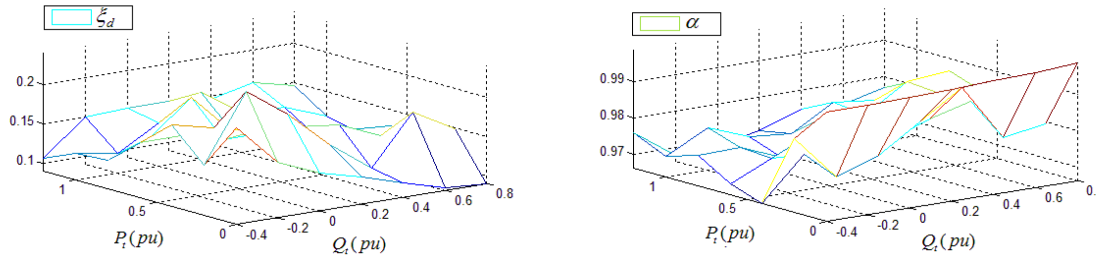


(a)

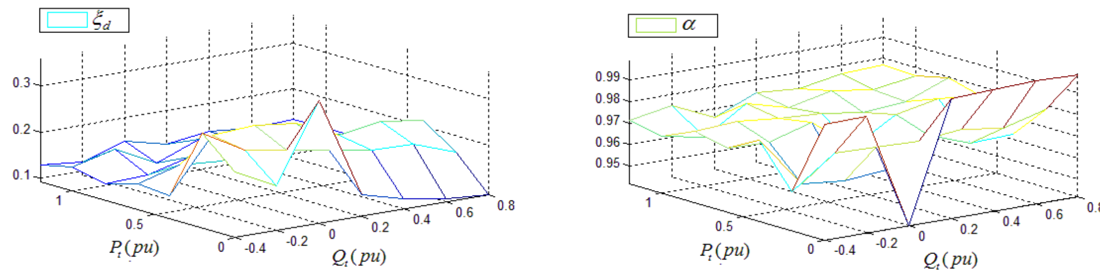


(b)

Figura 4.27 – Estimativas do coeficiente matricial $\tilde{F}_1$ do $\text{ESP}_{\text{RCL\_AP\_MIMO}}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$ a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.



(a)



(b)

Figura 4.28 – Comportamentos do fator de amortecimento desejado ξ_d, e do fator de contração radial α do ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

Os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ estimados pela estratégia de controle ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ podem ser representados matematicamente da seguinte forma:

$$[\mathbf{G}\,\mathbf{F}] = g_{RCL\_MIMO\_AP}(\theta_{AP})$$

$$\theta_{AP} = \left[\mathbf{a}^{o}_{RCL\_MIMO} \quad \boldsymbol{\alpha}_{RCL\_MIMO} \quad \tilde{\varphi}(k)\right]$$

$$\mathbf{G} = [\tilde{G}_0\,\tilde{G}_1\,\tilde{G}_2\,] \tag{4.42}$$

$$\mathbf{F} = [\tilde{F}_1\,\tilde{F}_2\,]$$

sendo que a função $g_{RCL\_MIMO\_AP}(\bullet)$ caracteriza analiticamente o comportamento não-linear descrito graficamente pelas superfícies apresentadas nas Figuras N.1 e N.2. O funcionamento do estabilizador ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ pode ser descrito conforme o Algoritmo 3 apresentado a seguir.

Algoritmo 3: Lei de controle do estabilizador ESP$_{RCL_AP_MIMO}$:

A cada intervalo de tempo discreto *k* fazer o seguinte:

Passo 1:

Na condição operacional atual, estimar os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ utilizando o seguinte mapeamento não-linear da RCL descrita na Eq. (4.42):

$$[\mathbf{G}\,\mathbf{F}] = g_{RCL\_MIMO\_AP}(\theta_{AP})$$

Passo 2:

Utilizar os coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ calculados no **Passo 1** para formular o sinal de controle de acordo com a Eq. (4.20):

$$\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T = -\tilde{\mathbf{F}}(q^{-1})\mathbf{u}(k) + \tilde{\mathbf{G}}(q^{-1})\mathbf{y}(k)$$

Passo 3:
Aplicar o sinal de controle calculado no **Passo 2** à entrada do processo. Aguardar o próximo intervalo de amostragem e retornar ao **Passo 1**.

Conforme descrito no Algoritmo 3, o ESP$_{\mathrm{RCL_AP_MIMO}}$ utiliza um esquema de funcionamento análogo ao esquema de controle adaptativo a ganhos programáveis descrito na Seção 3.4.1. O conjunto de coeficientes polinomiais matriciais $\tilde{G}_i$ e $\tilde{F}_i$ utilizados na lei de controle é pré-calculado para cada um dos 98 modelos locais da RML MIMO de acordo com os parâmetros de projeto da Tabela H.1. Em cada intervalo de tempo discreto, a lei de controle na condição operacional atual é formulada por meio de uma combinação dos sinais produzidos pelos controladores locais mais próximos a esta condição de acordo com o mapeamento descrito graficamente nas Figuras N.1 e N.2. Na Figura 4.29, é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento da estrutura de controle ESP$_{\mathrm{RCL_AP_MIMO}}$

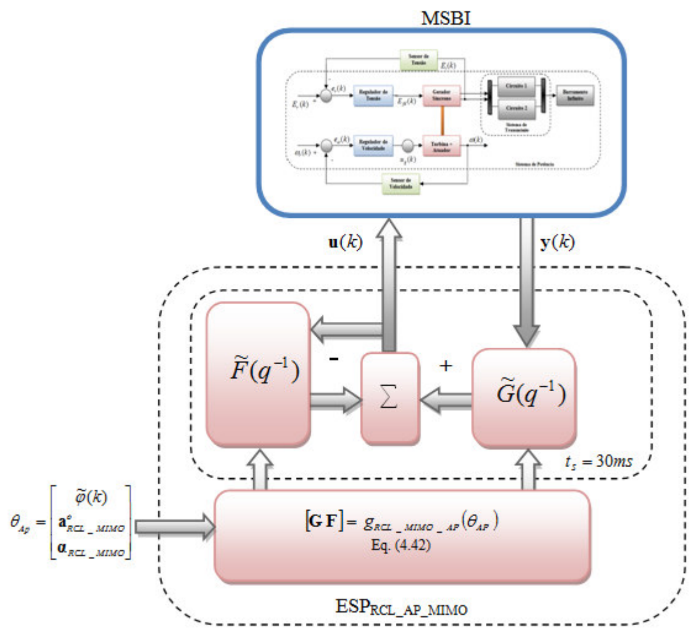


Figura 4.29 – Diagrama de blocos do controlador ESP$_{\mathrm{RCL_AP_MIMO}}$.

4.6.3 - Projeto do controlador ESP$_{\mathrm{RCL_GPC_MIMO}}$

A estratégia de controle ESP$_{\mathrm{RCL_GPC_MIMO}}$ considera o conjunto formado por 98 modelos CARMA MIMO de 3ª ordem da Eq. (4.25) que definem a RML descrita na Seção 4.5.3. Para cada um destes modelos, é projetado um controlador local utilizando o procedimento de projeto que foi descrito na Seção 4.4.2. O conjunto de controladores obtidos desta maneira forma a RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$. Os parâmetros de projeto utilizados neste controlador são os seguintes:

- Os horizontes de predição N_1, N_2 e N_3;
- O vetor de parâmetros de projeto $\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO} = [\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \cdots \quad \lambda_{98}]$ com as constantes que ponderam a importância do erro do sinal de saída sobre o sinal de controle durante a minimização do critério de desempenho da Eq. (4.27);
- O conjunto de polinômios $\mathbf{C}(q^{-1})$ especificados pelo projetista para cada controlador local da RCL por meio do vetor $\mathbf{c}_{RCL\_MIMO} = [c_{11}^{1} \quad c_{11}^{2} \quad \cdots \quad c_{11}^{98}]$;
- O conjunto de polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ dos modelos locais que formam a RML descrita na Seção 4.5.3.

Na Tabela 4.24, é apresentada uma descrição geral dos parâmetros utilizados no projeto do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$. A escolha dos parâmetros λ_j e c_{11}^{j} é realizada pelo projetista e depende do modelo local analisado. Para exemplificar o procedimento de projeto, na Tabela 4.25, é apresentada a escolha dos parâmetros dos controladores locais na condição operacional $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8 \quad 0{,}2 \quad L_T(k)]$ para um e dois circuitos de transmissão ativos. Na Tabela I.1, disponível no Anexo I, são apresentados os vetores $\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO}$ e $\mathbf{c}_{RCL\_MIMO}$ escolhidos.

Na Figura 4.30, são apresentados os comportamentos dos coeficientes k_3, k_4 e k_5 do ganho linear matricial $\mathbf{K}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um e dois circuitos de transmissão ativos, conforme as estimativas realizadas pelo $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$. Nas Figuras O.1 e O.2, disponíveis no Anexo O, são apresentados os comportamentos gráficos dos demais coeficientes, k_i, do ganho linear matricial $\mathbf{K}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$, para um e dois circuitos de transmissão ativos.

Tabela 4.24 – Detalhes do projeto do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

Parâmetro	Valor
Modelos Locais	Conjunto de 98 modelos que formam a RML descrita na Seção 4.5.3
Condição Operacional	$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k) \quad Q_t(k) \quad L_T(k)]$ $0 \le P_t(k) \le 1{,}2\,; -0{,}4 \le Q_t(k) \le 0{,}8\,; 1 \le L_T(k) \le 2$
T_s	30ms
$\mathbf{C}(q^{-1})$	$\mathbf{C}(q^{-1}) = I + C_1 q^{-1} = I + \begin{bmatrix} c_{11}^j & 0 \\ 0 & c_{11}^j \end{bmatrix} q^{-1},\ j = 1,2,\cdots,98$
$\mathbf{c}_{RCL\_MIMO}$	$\mathbf{c}_{RCL\_MIMO} = [c_{11}^1 \quad c_{11}^2 \quad \cdots \quad c_{11}^{98}]$
$\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO}$	$\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO} = [\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \cdots \quad \lambda_{98}]$
$[N_1 \quad N_2 \quad N_3]$	$[1 \quad 8 \quad 1]$
$\mathbf{u}_{N_3}$	$[\mathbf{u}(k)] = [V_{esp\_\omega}(k) \ V_{esp\_E}(k)]^T$
$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$	$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$
$\mathbf{y}_{N_{12}}$	$[\hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k)^T \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{y}}(k+8 \mid k)^T]^T$
$\mathbf{f}_{N_{12}}$	$[\mathbf{f}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{f}_8^T]^T$
$\mathbf{K}$	$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$

Tabela 4.25 - Parâmetros de projeto c_{11}^j e λ_j dos controladores locais da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ na condição $\tilde{\varphi}(k) = [0{,}8 \quad 0{,}2 \quad L_T(k)]$.

		1 Circuito Ativo			2 Circuitos Ativos		
P_t	Q_t	j	c_{11}^j	$\boldsymbol{\lambda}_j$	j	c_{11}^j	$\boldsymbol{\lambda}_j$
0,8	**0,2**	**32**	0	0,01	**81**	0	0,025

A análise das Figuras O.1 e O.2, revela que os parâmetros k_7, k_9 e k_{11} registram pequenas variações quando o sistema MSBI opera na região $0{,}3 > P_t > 1{,}2$. Quando o sistema de potência passa a operar com valores de potência ativa próximo de zero verificam-se variações consideráveis neste conjunto de parâmetros. Outros parâmetros seguem um padrão similar a este sendo que em alguns casos verificam-se vales e picos (k_{13} k_{14} e k_{32}).

Atribui-se este comportamento aos valores escolhidos para o parâmetro $\boldsymbol{\lambda}_j$ em cada modelo local. De acordo com a Tabela I.1, para $1 > j > 14$ e $50 > j > 63$ (correspondente à região de operação $0 > P_t > 0{,}2$ para um ou dois circuitos de transmissão ativos) registra-se $1{,}1 \le \boldsymbol{\lambda}_j \le 1{,}5$ enquanto que nos demais controladores locais valores mais baixos ($0{,}01 \le \boldsymbol{\lambda}_j \le 0{,}5$) são escolhidos. A análise do funcional representado na Eq. (4.27) revela que quanto maior é o valor escolhido de $\boldsymbol{\lambda}_j$ menor deve ser o esforço de controle durante a minimização. A análise dos gráficos apresentados nas Figuras 4.16 e 4.17 informa que o sistema MSBI registra os maiores valores amortecimento natural na região de operação $0 > P_t > 0{,}2$. Nesta região de operação existe menor necessidade de atuação do sinal de estabilização e por isso não se utilizou valores altos de $\boldsymbol{\lambda}_j$ nos controladores locais desta região. A implicação desta escolha no ganho linear matricial **K** é o comportamento observado em alguns coeficientes deste ganho, conforme foi mencionado anteriormente.

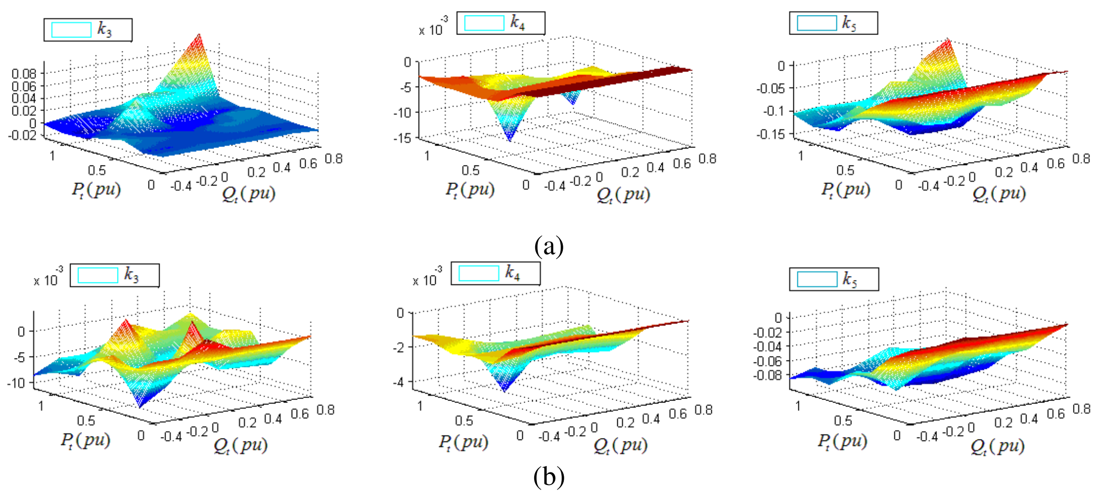


Figura 4.30 – Comportamentos dos coeficientes k_3, k_4 e k_5 do ganho linear matricial **K** do $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos.

O ganho linear matricial **K** do $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$ pode ser representado matematicamente pela seguinte função:

$$
\begin{gathered}
\mathbf{K} = g_{RCL\_MIMO\_GPC}\left(\theta_{GPC}(k)\right) \\
\theta_{GPC}(k) = \left[\tilde{\varphi}(k) \quad N_1 \quad N_2 \quad N_3 \quad \boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO} \quad \mathbf{c}_{RCL\_MIMO}\right] \\
\tilde{\varphi}(k) = \left[P_t(k) \quad Q_t(k) \quad L_T(k)\right] \\
\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}
\end{gathered}
\tag{4.43}
$$

sendo que a função $g_{RCL\_MIMO\_GPC}(\bullet)$ caracteriza analiticamente o comportamento não-linear descrito graficamente pelas superfícies apresentadas nas Figuras O.1 e O.2. O funcionamento do $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$ pode ser descrito pelo seguinte algoritmo:

Algoritmo 4: Lei de controle do estabilizador $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO:}}$

A cada intervalo discreto k fazer o seguinte:

Passo 1:. Estimar o ganho linear matricial $\mathbf{K}$ na condição operacional atual utilizando o seguinte mapeamento não-linear descrito na Eq. (4.43):

$$[\mathbf{K}] = g_{RCL\_MIMO\_GPC}(\theta_{GPC}(k))$$

Passo 2: Utilizar a RML descrita na Seção 4.5.3 para estimar os coeficientes matriciais $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do modelo CARMA MIMO de 3ª ordem representado pela Eq. (4.25) na condição operacional atual, de acordo com o mapeamento não-linear da Eq. (4.39);

$$[\mathbf{A}\,\mathbf{B}] = f_{RML\_MIMO\_GPC}(\tilde{\varphi}(k))$$

Passo 3: Calcular o vetor $\mathbf{f}_{N_{12}}$ que contém as predições da resposta livre do modelo estimado no **Passo 2** entre os horizontes de predição inicial N_1 e final N_2 utilizando a Eq. (4.29);

$$\mathbf{f}_{j+1} = q\left(I - \mathbf{A}\left(q^{-1}\right)\right)\mathbf{f}_j + \mathbf{B}\left(q^{-1}\right)\mathbf{u}(k+j)$$

Passo 4: Calcular o sinal de controle com horizonte retrocedente da Eq. (4.28) que minimiza o critério quadrático da Eq. (4.27) utilizando o ganho linear matricial $\mathbf{K}$ obtido no **Passo 1** e o vetor de predições $\mathbf{f}_{N_{12}}$ obtido no **Passo 3**;

$$\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T = \mathbf{K}\left(\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} - \mathbf{f}_{N_{12}}\right)$$

Passo 5: Aplicar o sinal de controle calculado no **Passo 4** à entrada do processo. Aguardar o próximo intervalo de amostragem e retornar ao **Passo 1**.

Conforme descrito no Algoritmo 4, o $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$ utiliza um esquema de funcionamento análogo ao esquema de controle adaptativo a ganhos programáveis descrita na Seção 3.4.1. O conjunto de 98 ganhos matriciais $\mathbf{K}$ utilizado na lei de controle é pré-calculado para cada modelo local da RML MIMO, de acordo com os parâmetros de projeto da Tabela I.1. O conjunto de predições de resposta livre $\mathbf{f}_{N_{12}}$ é obtido a partir do modelo estimado pela RML descrita na Seção 4.5.3. Na Figura 4.31, é apresentado o diagrama de blocos que representa o funcionamento da estrutura de controle $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$.

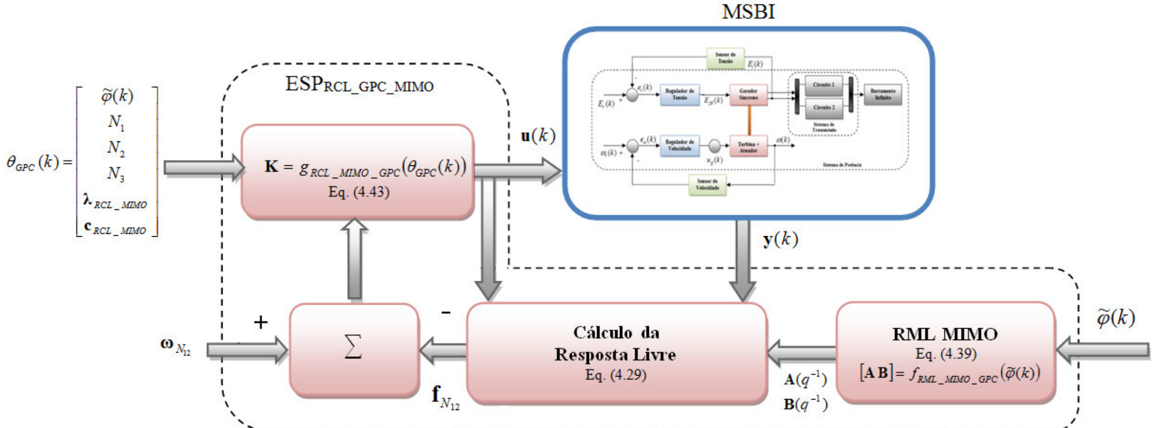


Figura 4.31 – Diagrama de blocos do controlador $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$.

4.7 - Avaliação comparativa de desempenho

A avaliação de desempenho de estabilizadores de sistema de potência deve levar em consideração aspectos como: a) o tipo de oscilação que se pretende prover amortecimento; b) as condições operacionais nas quais a necessidade de amortecimento é maior; e c) a necessidade de amortecer múltiplos modos de oscilação (Larsen, 1981).

Na literatura que trata sobre o assunto, é comum avaliar comparativamente o desempenho de diferentes tipos de ESPs examinando o efeito que perturbações de pequeno e grande impacto exercem sobre o sistema de potência em diferentes condições operacionais (Kundur, 1994).

Levando em consideração estes aspectos, neste trabalho foi escolhido um conjunto de quatro testes para avaliar de forma comparativa as estratégias de controle propostas. Em todos os testes propostos a condição de operação inicial do sistema de potência estudado foi a seguinte:

$$\tilde{\varphi}(0) = \begin{bmatrix} P_t(0) & Q_t(0) & L_T(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0{,}8 & 0{,}1 & 2 \end{bmatrix}$$

Os quatro testes realizados são os seguintes:

- **Teste 1:** Curto-Circuito trifásico de duração de 100ms em uma das linhas de transmissão em t = 5s sem a perda desta linha;
- **Teste 2:** Curto-circuito trifásico de duração de 100ms em uma das linhas de transmissão em t = 5s com a perda desta linha;
- **Teste 3:** Aumento de 30% no valor da referência de potência mecânica em t = 5s. Curto-circuito trifásico de duração 50ms em uma das linhas de transmissão em t = 15s sem a perda desta linha;
- **Teste 4:** Redução de 5% na referência de tensão terminal em t = 5s. Curto-circuito trifásico de duração 50ms em uma das linhas de transmissão em t = 15s sem a perda desta linha;

Para medir o desempenho dos controladores durante os testes os seguintes índices de desempenho quadrático devem ser minimizados:

- Média no tempo da integral do erro quadrático de potência:

$$J_P = \frac{1}{T}\int_0^T \left[P_r(t) - P_t(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[P_r(k) - P_t(k)\right]^2 \tag{4.44}$$

- Média no tempo da integral do erro quadrático de velocidade:

$$J_\omega = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - \omega_r(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega(k) - \omega_r(k)\right]^2 \tag{4.45}$$

- Média no tempo da integral quadrática do sinal $V_{esp\_\omega}(k)$:

$$J_{ESP\_\omega} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{esp\_\omega}(t)^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[V_{esp\_\omega}(k)\right]^2 \tag{4.46}$$

- Média no tempo da integral quadrática do sinal $V_{esp\_E}(k)$:

$$J_{ESP\_P} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{esp\_E}(t)^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[V_{esp\_E}(k)\right]^2 \tag{4.47}$$

onde n é o número total de amostras do experimento, realizadas a cada 30ms; $P_r(k)$ é o valor de referência da potência ativa; $P_t(k)$ é o valor real da potência ativa; $\omega(k)$ e $\omega_r(k)$ são os sinais discretos de velocidade e de referência de velocidade, respectivamente; $V_{esp\_\omega}(k)$ e $V_{esp\_E}(k)$ são os sinais de controle discretos aplicados à malha de velocidade e à malha de excitação do sistema de potência, respectivamente.

O índice J_P está diretamente relacionado às oscilações presentes no sinal de potência ativa P_t. Quanto menor este índice, menor é a oscilação do sinal de potência. O índice J_ω está diretamente relacionado às oscilações presentes no sinal de velocidade ω. Quanto menor este índice, menor é a oscilação do sinal de velocidade. O índice J_{esp_ω} mede o esforço de controle observado na malha de velocidade. Quanto menor é o valor deste índice, menor é a interferência do sinal estabilizador V_{esp_ω} no funcionamento da malha de regulação de velocidade da turbina hidráulica. O índice J_{esp_P} mede o esforço de controle observado na malha de excitação de campo do gerador. Quanto menor é o valor deste índice, menor é a interferência do sinal estabilizador V_{esp_E} no funcionamento da malha de regulação de tensão do gerador.

A nomenclatura utilizada para identificar os sinais apresentados nos gráficos desta seção é a seguinte:

- P_t representa o valor real da potência ativa em p.u.;
- Q_t representa o valor real da potência reativa em p.u.;
- V_{esp_E} sinal estabilizador injetado na malha de excitação (ver Figura A.1 e 4.1);
- V_{esp_ω} sinal estabilizador injetado na malha de regulação de velocidade (somado ao sinal u_g na Figura A.3 e 4.1);
- $\omega(pu)$ representa a velocidade em p.u.;
- $E_t(pu)$ tensão terminal do gerador em p.u.;

- $\mathrm{X}i_{mk}$, $i \in [0 \ldots 3]$, $\mathrm{X} \in \{\mathrm{A} \quad \mathrm{B}\}$, $m,k \in \{1 \quad 2\}$, coeficientes matriciais do modelo MIMO estimados nas estratégias $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. $\mathrm{A1}_{11}$, por exemplo, representa o elemento na coluna 1 e na linha 1 do coeficiente matricial $\mathrm{A1}$ do modelo MIMO da Eq. (4.33) ou Eq. (4.38);
- $\mathrm{Y}i_{mk}$, $i \in [0 \ldots 2]$, $\mathrm{Y} \in \{\tilde{\mathrm{F}} \quad \tilde{\mathrm{G}}\}$, $m,k \in \{1 \quad 2\}$, coeficientes matriciais do controlador MIMO estimados nas estratégias $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. $\mathrm{F1}_{11}$, por exemplo, representa o elemento na coluna 1 e na linha 1 do coeficiente matricial $\mathrm{F1}$ da lei de controle da Eq. (4.40) ou Eq. (4.42);
- $\mathrm{k}i$, $i \in [1 \ldots 32]$, elementos do ganho matricial linear $\mathbf{K}$ utilizado nas estratégias $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$, conforme definido na lei de controle da Eq. (4.41) ou Eq. (4.43);

4.7.1 – Resposta ao teste 1

Ao fim dos 20s de duração deste teste o sistema de potência retornará ao ponto de funcionamento inicial já que não ocorrerá a perda de nenhum circuito de transmissão após o curto-circuito. Na Tabela 4.26, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos no teste 1 para cada estratégia de controle avaliada.

Na Figura 4.32, é apresentada a resposta obtida ao teste 1 com o sistema de potência operando sem o ESP. Verifica-se um comportamento oscilatório com baixo amortecimento, conforme previsto pela análise modal dos modelos linearizados na vizinhança da condição de operação $\tilde{\varphi}(0)$ (ver Tabela G.2 no Anexo G e Tabela F.2 no Anexo F linhas ID = 31 e ID = 32).

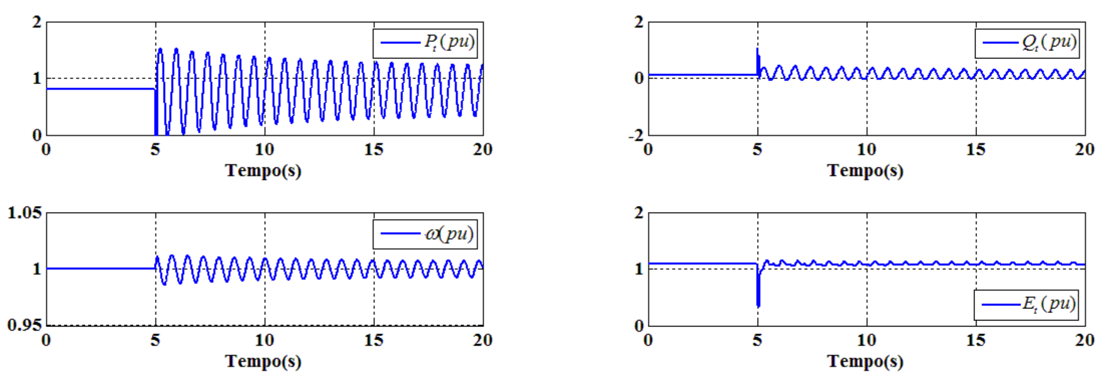
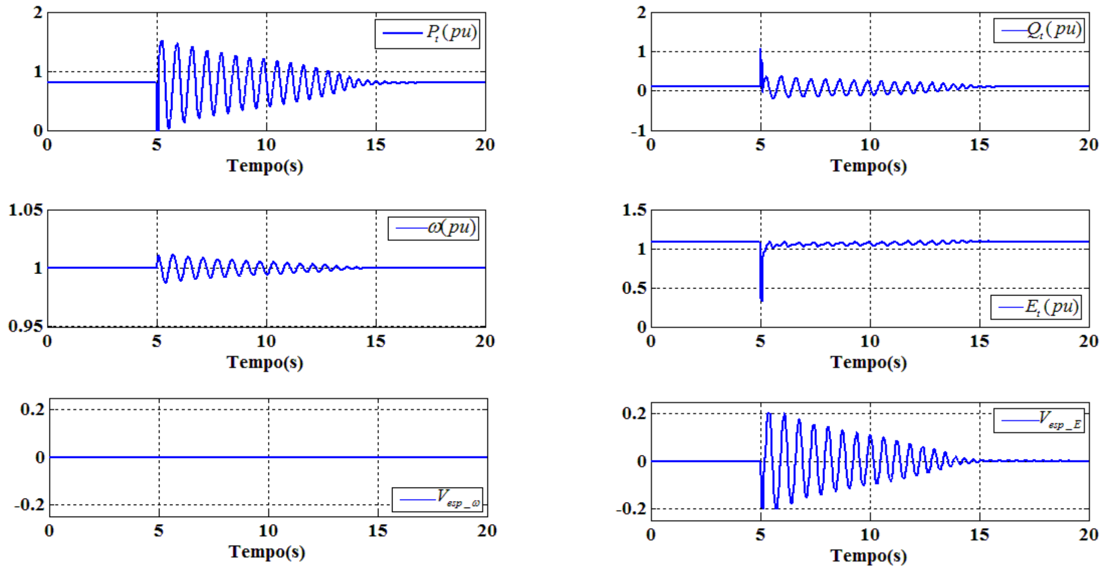
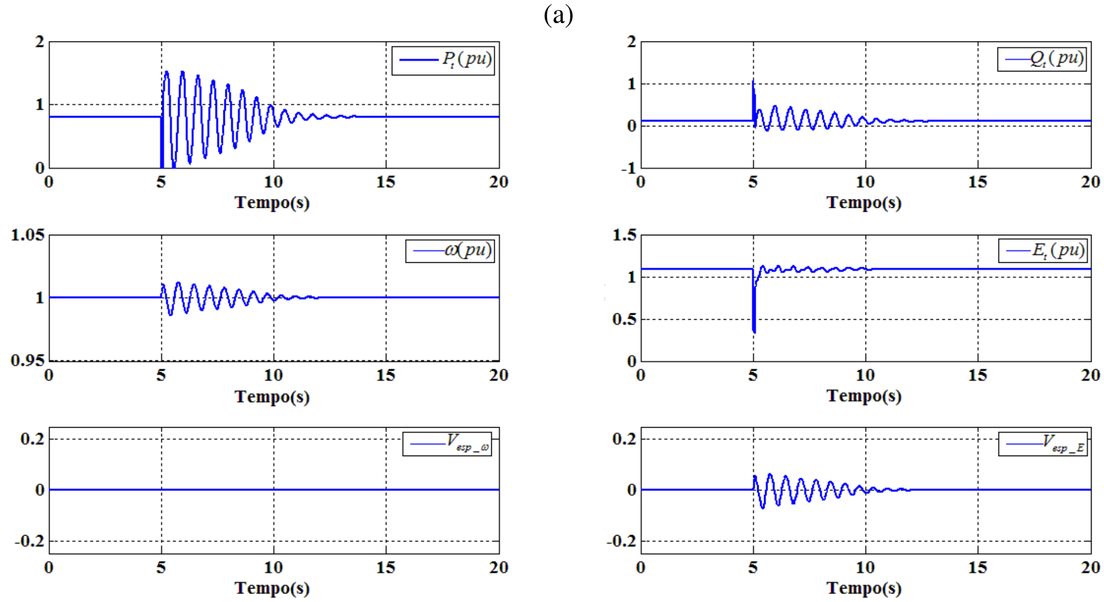


Figura 4.32 – Resposta obtida no teste 1: sistema de potência operando sem o ESP.

Na Figura 4.33, são apresentadas as respostas do sistema de potência durante o teste 1 quando se utilizam os ESPs digitais a parâmetros fixos monovariáveis projetados na Seção 4.3. A ação de controle monovariável aumenta o amortecimento do sistema de potência, mas o desempenho destas duas estratégias está bem longe do ideal já que se observa um longo período com oscilações antes do sistema se acomodar novamente na condição operacional inicial. O desempenho do $ESP_{F\_AP\_SISO}$ foi um pouco superior ao desempenho do $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ em relação à minimização dos índices J_{ω}, J_P e J_{ESP_P}, conforme apresentado na Tabela 4.26.



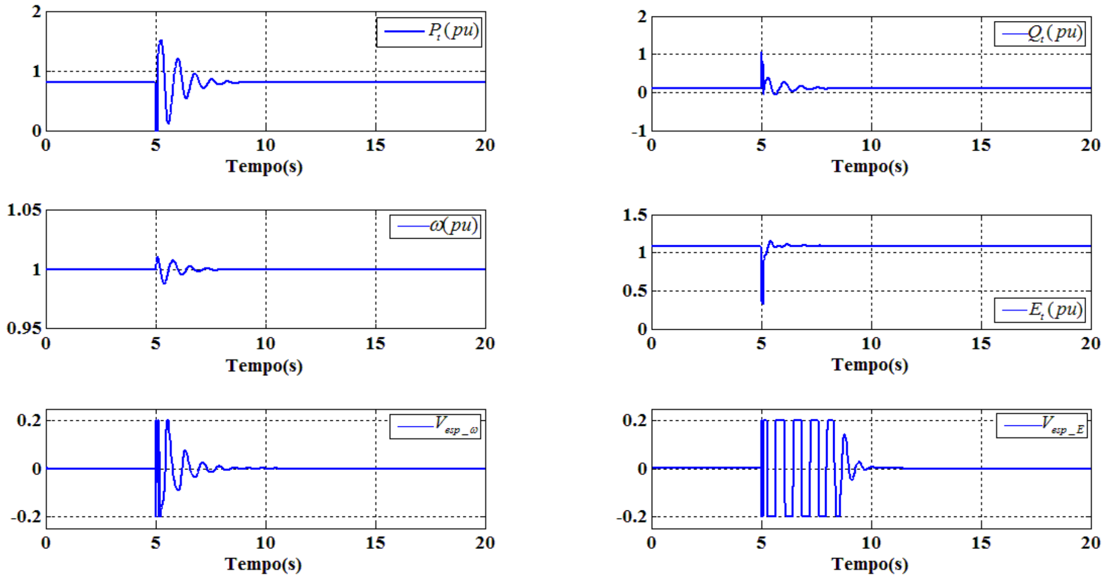
(a)



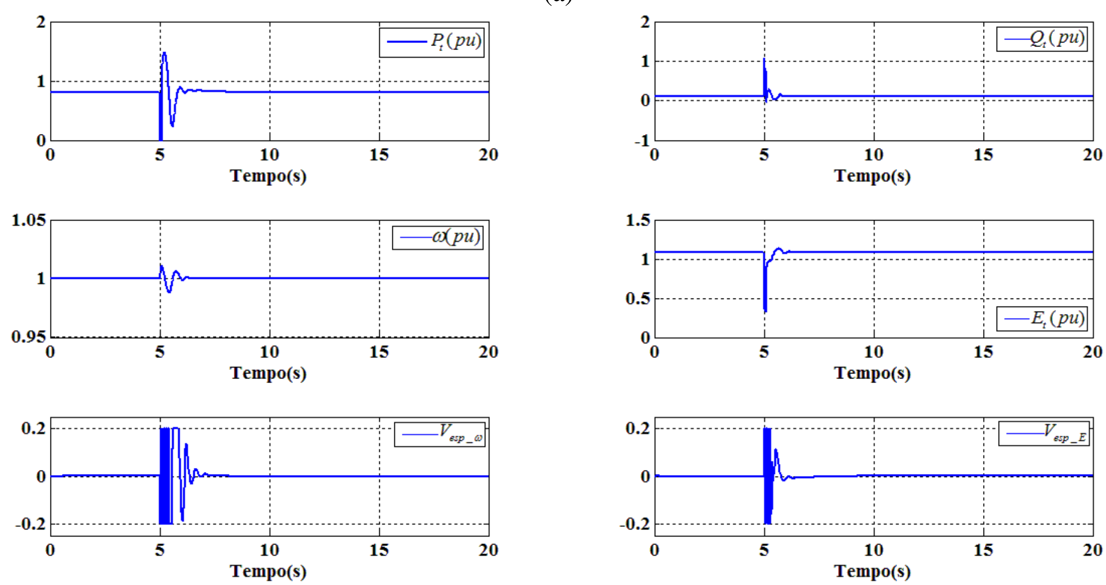
(b)

Figura 4.33 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização dos controladores SISO digitais fixos a) $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$; b) $ESP_{F\_AP\_SISO}$.

Na Figura 4.34, são apresentadas as respostas do sistema de potência durante o teste 1 quando se utilizam os ESPs digitais a parâmetros fixos multivariáveis projetados na Seção 4.4.



(a)



(b)

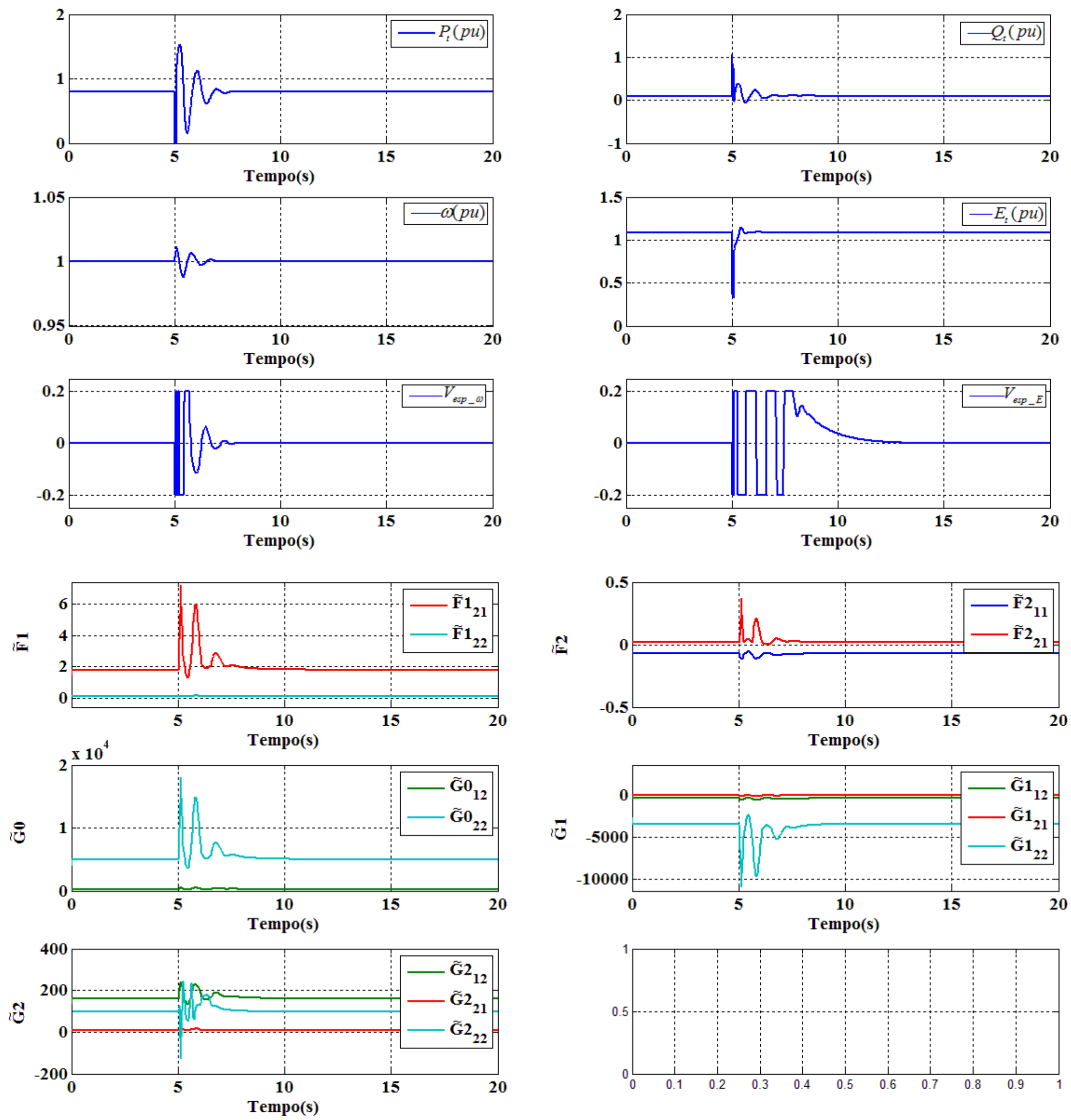
Figura 4.34 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização dos controladores MIMO digitais fixos: a) $ESP_{F\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

Em relação aos ESPs monovariáveis, a ação de controle multivariável mostra-se mais efetiva já que o sistema de potência apresenta resposta mais amortecida e o estado de equilíbrio inicial é restabelecido mais rapidamente. O sinal de controle caracteriza-se por saturações nos níveis máximos permitidos pelo sistema de atuação nas duas malhas do controlador. Estas saturações são observadas principalmente nos instantes iniciais logo após a aplicação da falta. Verifica-se que em alguns momentos enquanto a ação de controle em uma das malhas apresenta-se saturada, a ação de controle da outra malha garante amortecimento das oscilações e vice-versa. Esta sinergia entre as ações de controle aplicadas em cada malha ajuda a estabilizar o sistema MSBI mais rapidamente durante os períodos em que as saturações do sistema de atuação estão ativas. Quando não existe saturação do sinal de controle, a ação de estabilização é mais eficiente ainda. Este comportamento, que foi observado em todas as estratégias de controle multivariável propostas neste trabalho, é atribuído a dois fatos:

1) Quando se consideram sistemas dinâmicos como sendo lineares vale a lei da superposição: a ação de controle resultante da operação em conjunto das duas malhas dos controladores multivariáveis propostos pode ser avaliada analisando cada malha individualmente enquanto a outra se encontra com o sinal de controle saturado. Neste caso, a ação de controle das duas malhas operando juntas é mais eficiente que a ação de controle resultante quando somente uma encontra-se em pleno funcionamento;
2) O baixo acoplamento entre as malhas do sistema MSBI permite que o desempenho de uma malha de controle não dependa do funcionamento da outra. A investigação da utilização de dois projetos de ESPs SISO, um para a malha de tensão e outro para a malha de velocidade, é um tema que já foi abordado em trabalhos anteriores (Da Costa Jr., 1999). A vantagem da técnica de controle acoplado proposta nesta tese é que em um único projeto MIMO são contempladas as duas malhas de atuação.

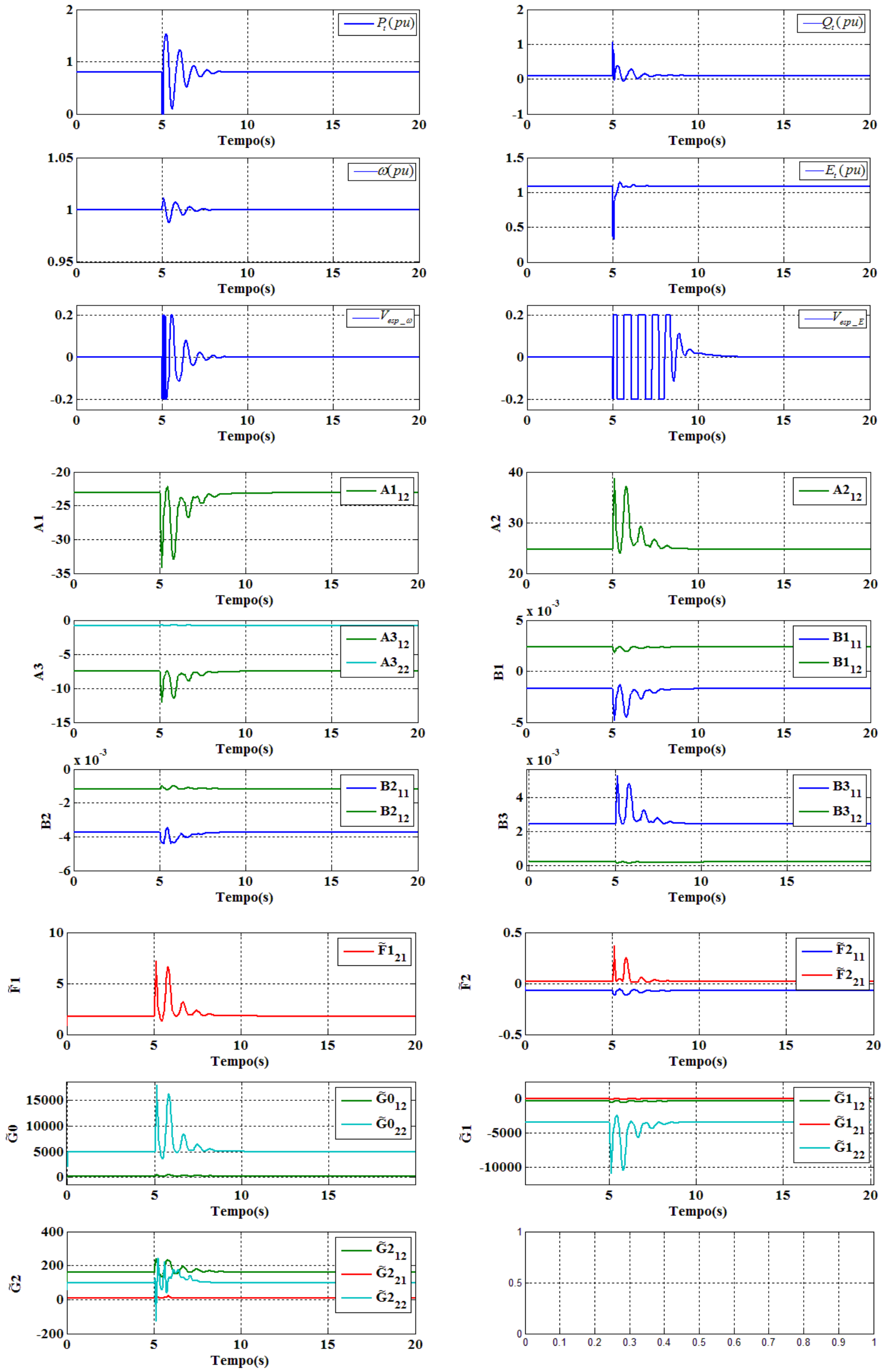
O desempenho do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ no teste 1 foi um pouco superior ao desempenho do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ em relação a minimização dos índices J_ω, J_P e J_{ESP_P}, conforme apresentado na Tabela 4.26.

Na Figura 4.35, são apresentadas as respostas obtidas no teste 1 quando se utilizam as estratégias de controle $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ (descrita na Seção 4.5.4) e $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ (descrita na Seção 4.6.2).



(a)

Figura 4.35 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



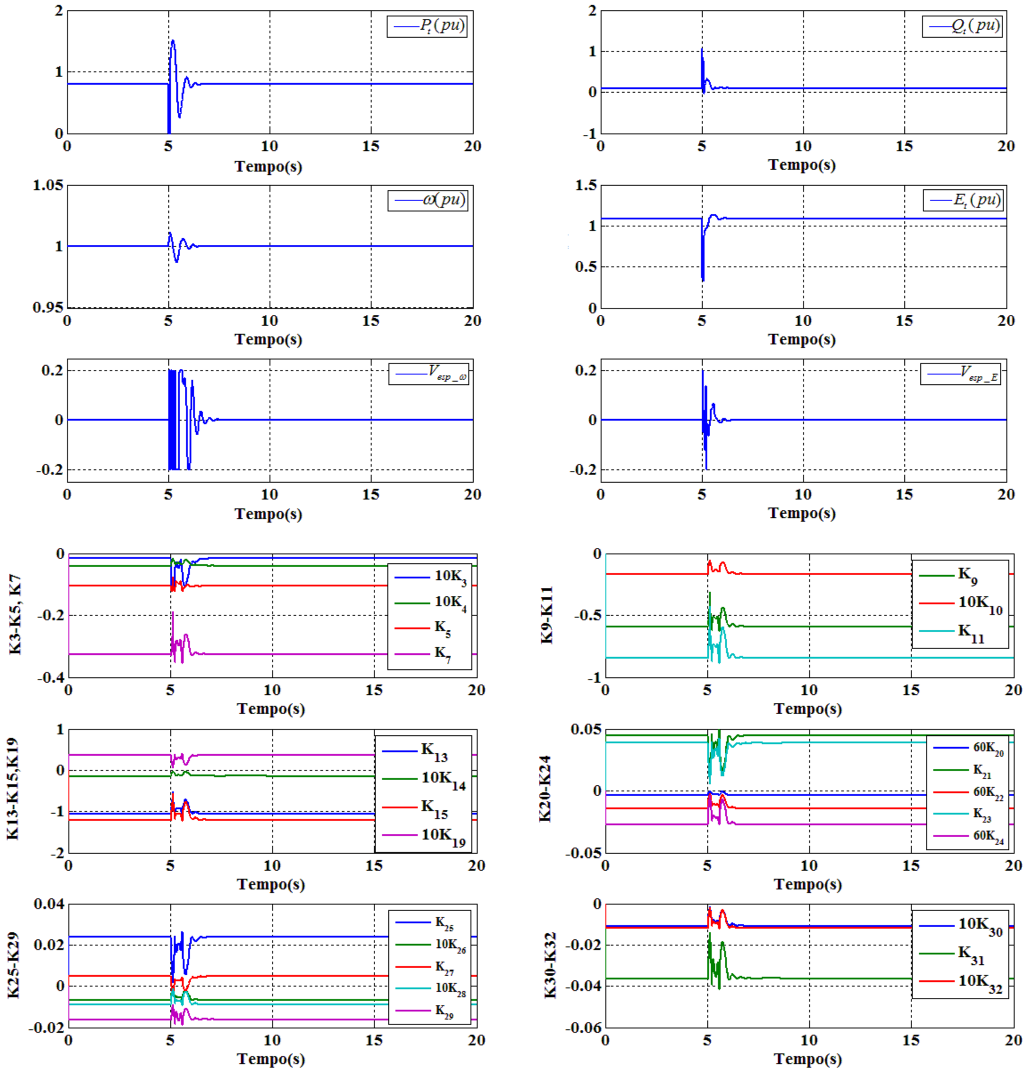
(b)

Figura 4.35 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

Logo após a aplicação da falta observam-se variações em alguns dos parâmetros do modelo matemático representativo do sistema de potência, conforme as estimativas do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ apresentadas na Figura 4.35.b. Após o transitório inicial os parâmetros retornam aos valores pré-falta conforme era esperado já que ao final do teste 1 o sistema de potência deve retornar à condição operacional inicial $\tilde{\varphi}(0)$. Alguns dos parâmetros dos dois controladores sofrem variações principalmente nos instantes imediatamente após a aplicação da falta. Ao final do teste os parâmetros dos controladores retornam aos valores iniciais indicando o correto funcionamento dos algoritmos 1 e 3. Apesar da saturação dos sinais de controle, observa-se que as malhas dos controladores operam em sinergia uma provendo amortecimento enquanto a outra se encontra saturada e dessa forma rapidamente as oscilações são amortecidas e a condição de equilíbrio é reestabelecida.

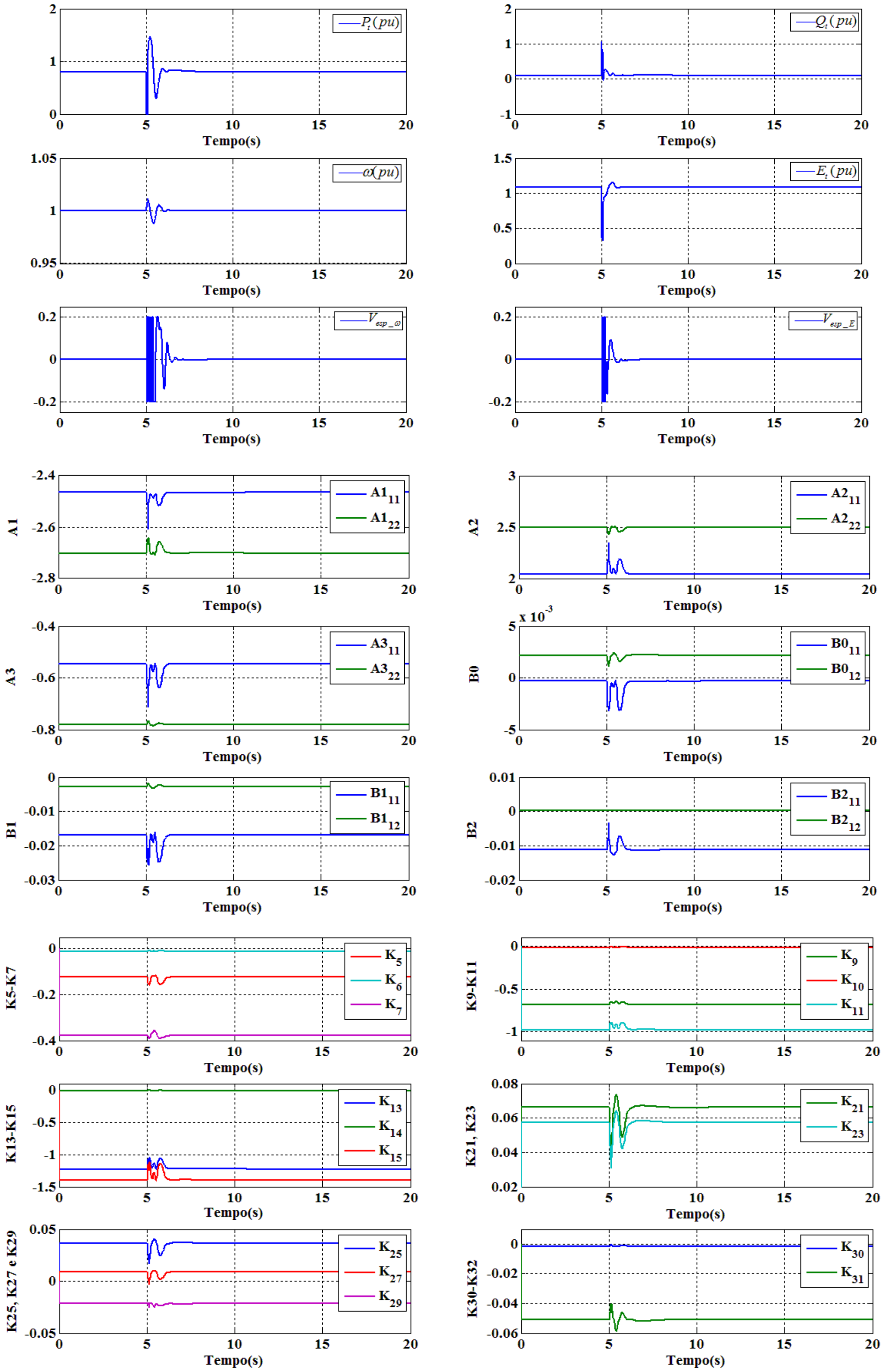
O $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ apresenta um desempenho um pouco superior ao desempenho do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ em relação aos índices J_{ω} e J_P, conforme pode ser observado na Tabela 4.26. No entanto, o preço a ser pago é um esforço de controle maior. Verifica-se nesta tabela que, quando se considera a minimização dos índices de desempenho J_P e J_{ω}, o desempenho das duas estratégias que utilizam as estruturas não-lineares RML e RCL é superior ao desempenho do controlador digital a parâmetros fixos que utiliza a mesma metodologia de projeto, o $ESP_{F\_AP\_MIMO}$. Analisando os valores do índice J_{ESP_ω} verifica-se que o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e o $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ apresentam maior iteração com a malha de velocidade que o $ESP_{F\_AP\_MIMO}$.

Na Figura 4.36, são apresentadas as respostas obtidas no teste 1 quando se utilizam as estratégias de controle $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ (descrita na Seção 4.5.5) e $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ (descrita na Seção 4.6.3). Ao final do teste verifica-se que os parâmetros dos dois controladores retornam aos valores iniciais indicando o correto funcionamento dos algoritmos 2 e 4. O desempenho destes controladores é excelente apesar da saturação do sinal de controle que acontece principalmente na malha de velocidade. Conforme apresentado na Tabela 4.26, o desempenho obtido é semelhante ao que foi observado nas estratégias que utilizam a metodologia de projeto do tipo alocação de polos multivariável com modelos fuzzy do tipo RML e RCL. Dentre todos os controladores avaliados no teste 1 o controlador $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ registra o melhor desempenho nos índices J_P e J_{ω}. Esta estratégia também apresenta um dos mais baixos níveis de iteração com a malha de excitação do gerador, sendo superada apenas pelo $ESP_{F\_AP\_SISO}$ neste critério.



(a)

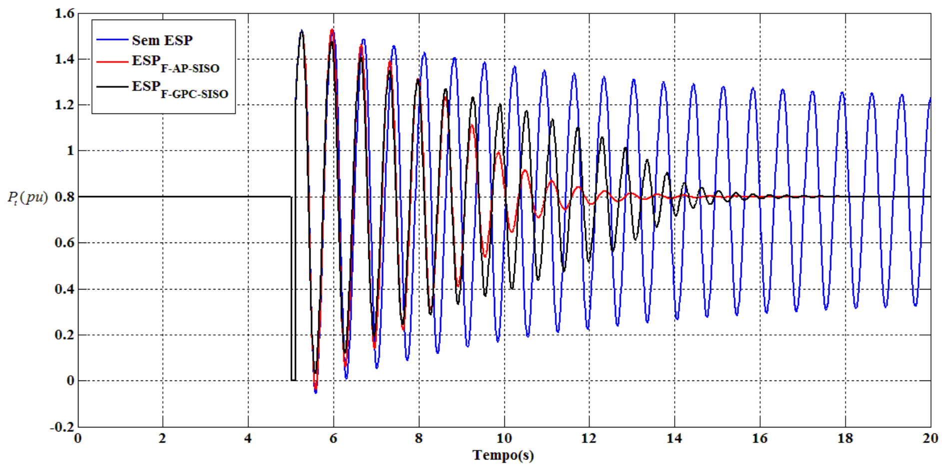
Figura 4.36 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.



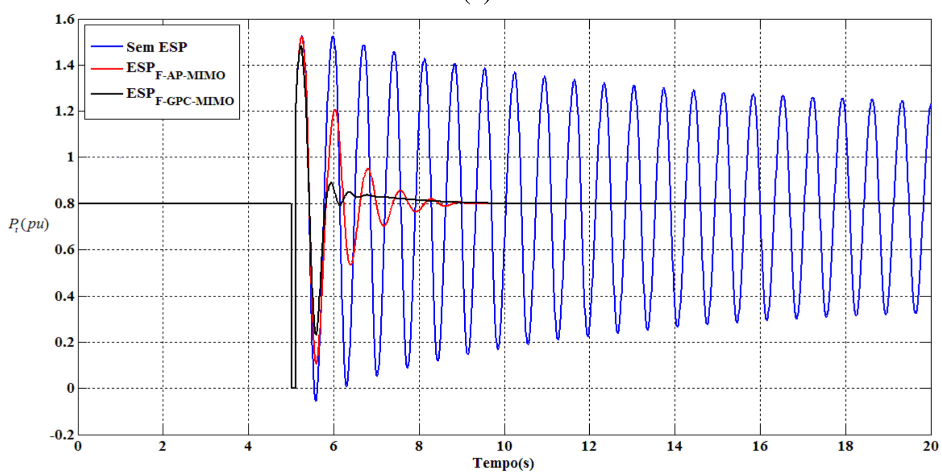
(b)

Figura 4.36 – Resposta obtida no teste 1 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

Na Figura 4.37 é apresentada a comparação das respostas obtidas no teste 1 para o sinal de potência ativa P_t com todas as 8 estratégias de controle avaliadas. A análise dos gráficos revela que os dois controladores que utilizam os modelos fuzzy projetados com a técnica GPC apresentaram o melhor desempenho em relação ao amortecimento das oscilações presentes no sinal P_t e que o desempenho destes controladores e dos controladores fixos multivariáveis foi semelhante, confirmando os resultados numéricos apresentados na Tabela 4.26.

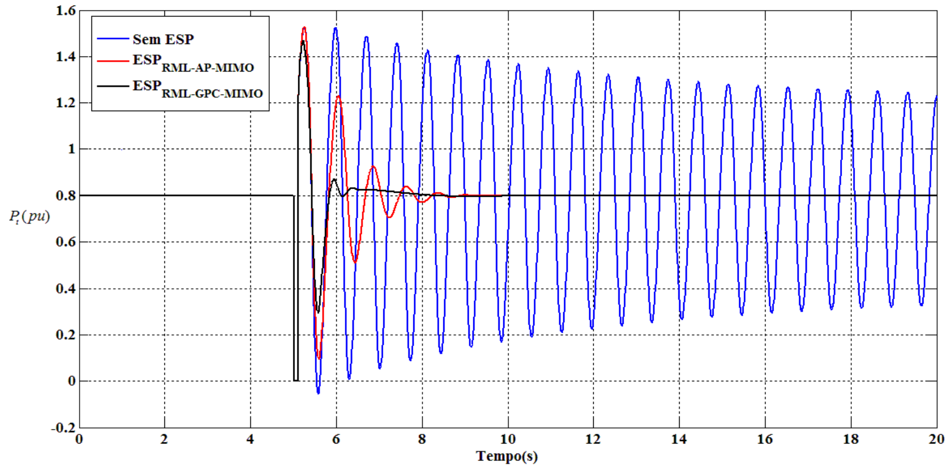


(a)

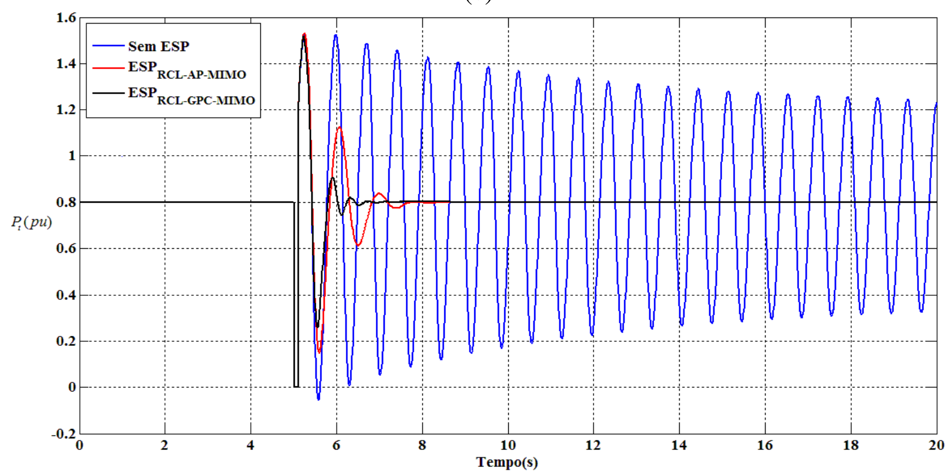


(b)

Figura 4.37 – Resposta do sinal P_t obtida no teste 1: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com RML; d) controladores fuzzy com RCL.



(c)



(d)

Figura 4.37 – Resposta do sinal P_t obtida no teste 1: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com RML; d) controladores fuzzy com RCL.

Tabela 4.26 – Resultados da avaliação de desempenho dos ESPs no teste 1 (em destaque os melhores resultados obtidos em cada critério analisado).

Condição	J_ω	J_P	J_{ESP_P}	J_{ESP_ω}
Sem ESP	3,286458470x10^{-5}	0,129422680590369	-	-
ESP$_{F_AP_SISO}$	1,034583739x10^{-5}	0,045674917924259	**2,703650420887x10^{-4}**	-
ESP$_{F_GPCP_SISO}$	1,1052565795x10^{-5}	0,051311332395655	37,70581583252x10^{-4}	-
ESP$_{F_AP_MIMO}$	0,2825091310x10^{-5}	0,015652318980066	68,48519802894x10^{-4}	**10,67663751777x10^{-4}**
ESP$_{F_GPC_MIMO}$	0,2267839040x10^{-5}	0,010332472705992	7,06966904642x10^{-4}	19,63369774455x10^{-4}
ESP$_{RCL_AP_MIMO}$	0,2385063992x10^{-5}	0,014167085319589	69,58627023215x10^{-4}	16,26160965328x10^{-4}
ESP$_{RML_AP_MIMO}$	0,2696012416x10^{-5}	0,015417258952941	62,15082416971x10^{-4}	14,28359989082x10^{-4}
ESP$_{RCL_GPC_MIMO}$	0,2463054499x10^{-5}	0,010650104580989	5,68844433911x10^{-4}	19,86058021377x10^{-4}
ESP$_{RML_GPC_MIMO}$	**0,21083204702x10^{-5}**	**0,009780383938496**	5,00403292373x10^{-4}	16,20349239867x10^{-4}

4.7.2 – Resposta ao teste 2

Neste teste após o sistema ser submetido a um curto-circuito trifásico de duração 100ms no instante t = 5s ocorre a perda de um dos circuitos da linha de transmissão dupla, mudança na topologia da rede elétrica que leva a uma nova condição operacional. O ponto de funcionamento inicial é $\tilde{\varphi}(0)$ e após a aplicação da falta o novo ponto de funcionamento é estabelecido em

$$\tilde{\varphi}_{T2} = [0{,}8 \ \ 0{,}16 \ \ 1]$$

Na Tabela 4.27, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos no teste 2 para cada estratégia de controle avaliada. A resposta do sistema de potência operando sem o ESP é apresentada na Figura 4.38. Sem o ESP o sistema apresenta resposta oscilatória após a aplicação da falta e não consegue se reestabelecer em um novo ponto de equilíbrio estável até o final do teste.

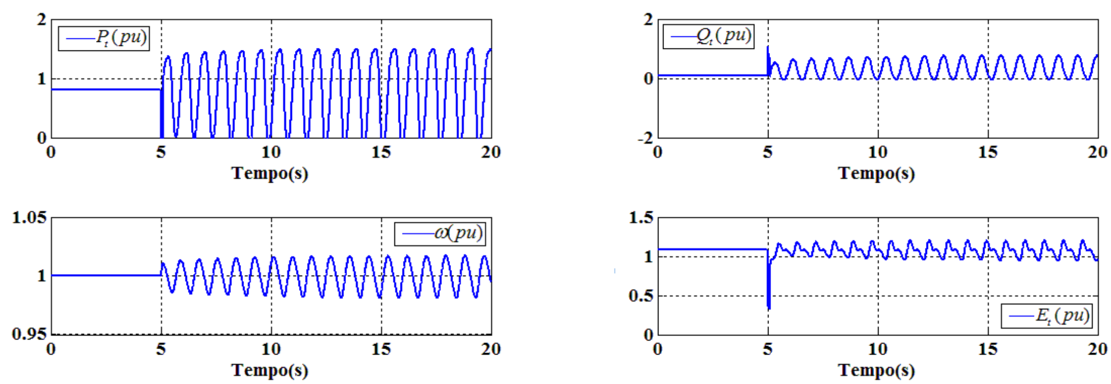
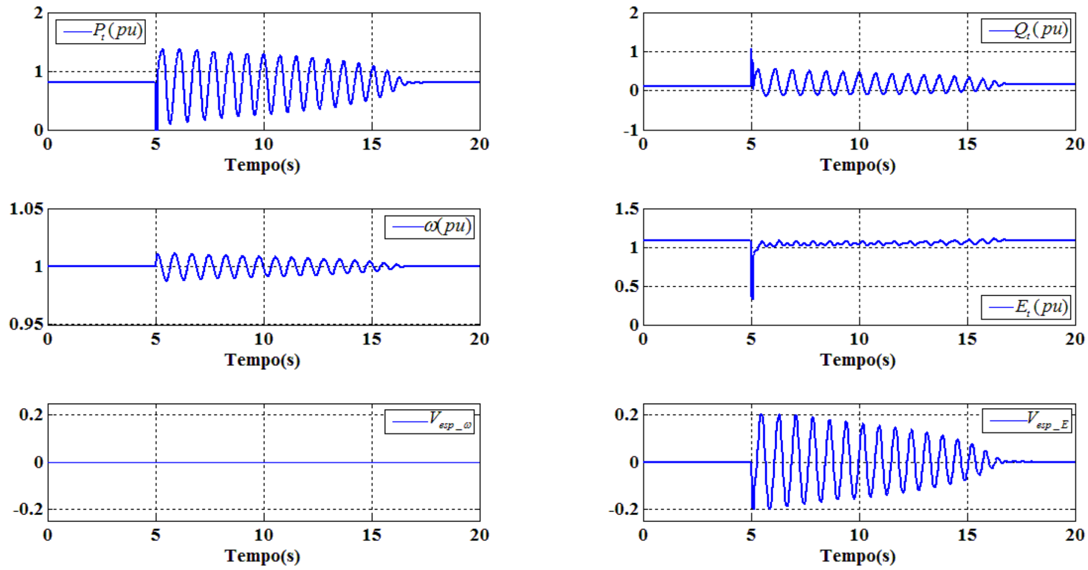
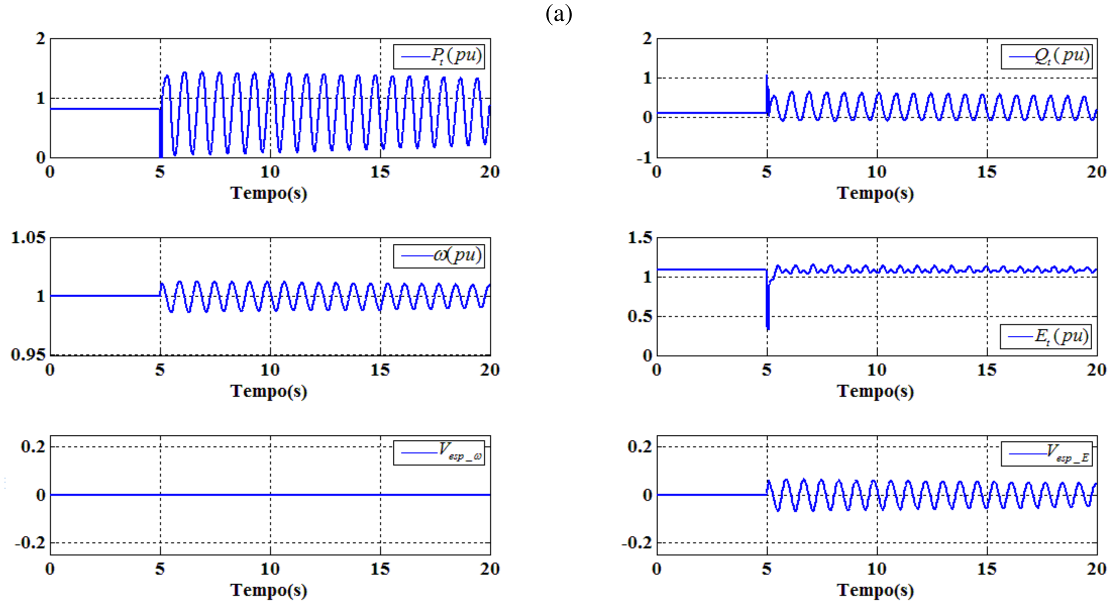


Figura 4.38 – Resposta obtida no teste 2: sistema de potência operando sem o ESP.

A resposta do sistema operando com os ESPs digitais a parâmetros fixos monovariáveis $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e $ESP_{F\_AP\_SISO}$, apresentada na Figura 4.39, indica um aumento no amortecimento das oscilações, mas com uma resposta muito lenta e bem longe do ideal. Depois de aproximadamente 12s do início da aplicação da falta, o $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ consegue estabilizar o sistema na condição de operação final. A estratégia de controle preditivo apresentou o melhor desempenho nos índices J_{ω} e J_P dentre os controladores monovariável fixos, mas com maior esforço de controle, conforme apresentado na Tabela 4.27.



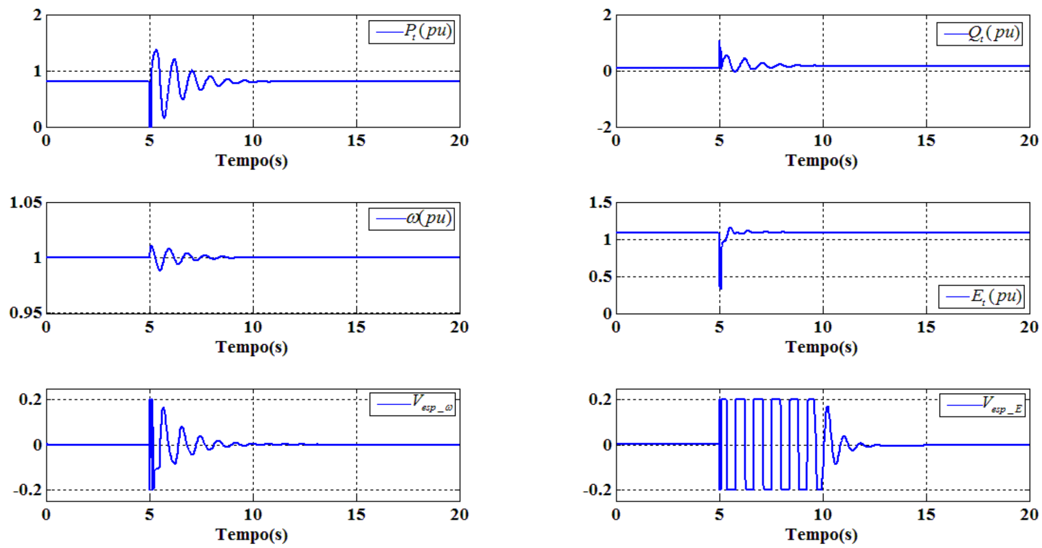
(a)



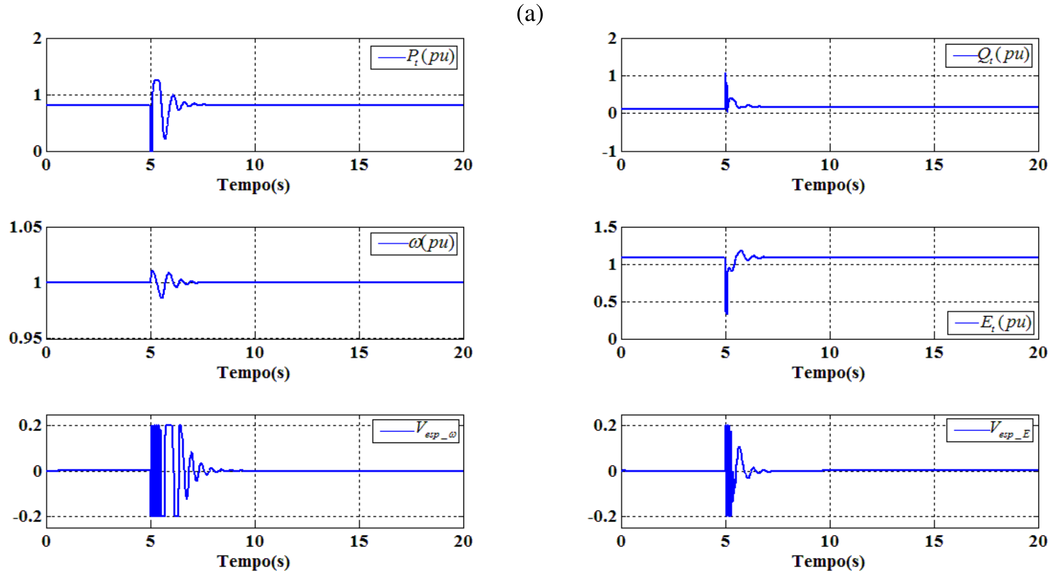
(b)

Figura 4.39 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização dos controladores SISO digitais fixos: a) $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$; b) $ESP_{F\_AP\_SISO}$.

A resposta do sistema operando com os ESPs digitais a parâmetros fixos multivariáveis $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ no teste 2 é apresentada na Figura 4.40. A resposta destes controladores multivariáveis é bem amortecida apesar das saturações dos sinais de controle em ambas as malhas. Após aproximadamente 2s da aplicação da falta, o $ESP_{F\_GPCP\_MIMO}$ consegue estabilizar o sistema na condição de operação final. Dentre os controladores multivariáveis com parâmetros fixos, a estratégia de controle preditivo apresentou o melhor desempenho em relação ao índice J_P, conforme apresentado na Tabela 4.27.



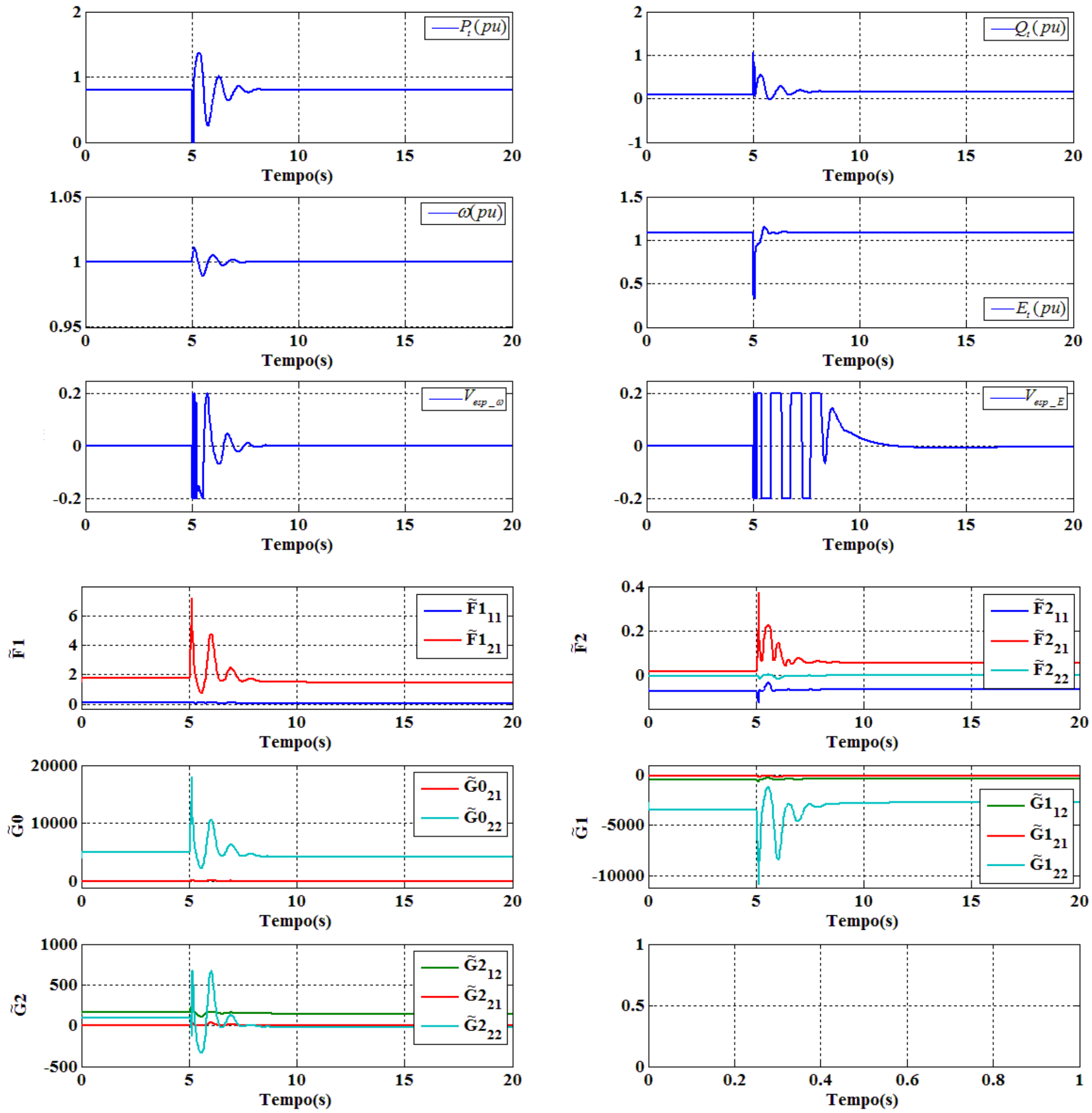
(a)



(b)

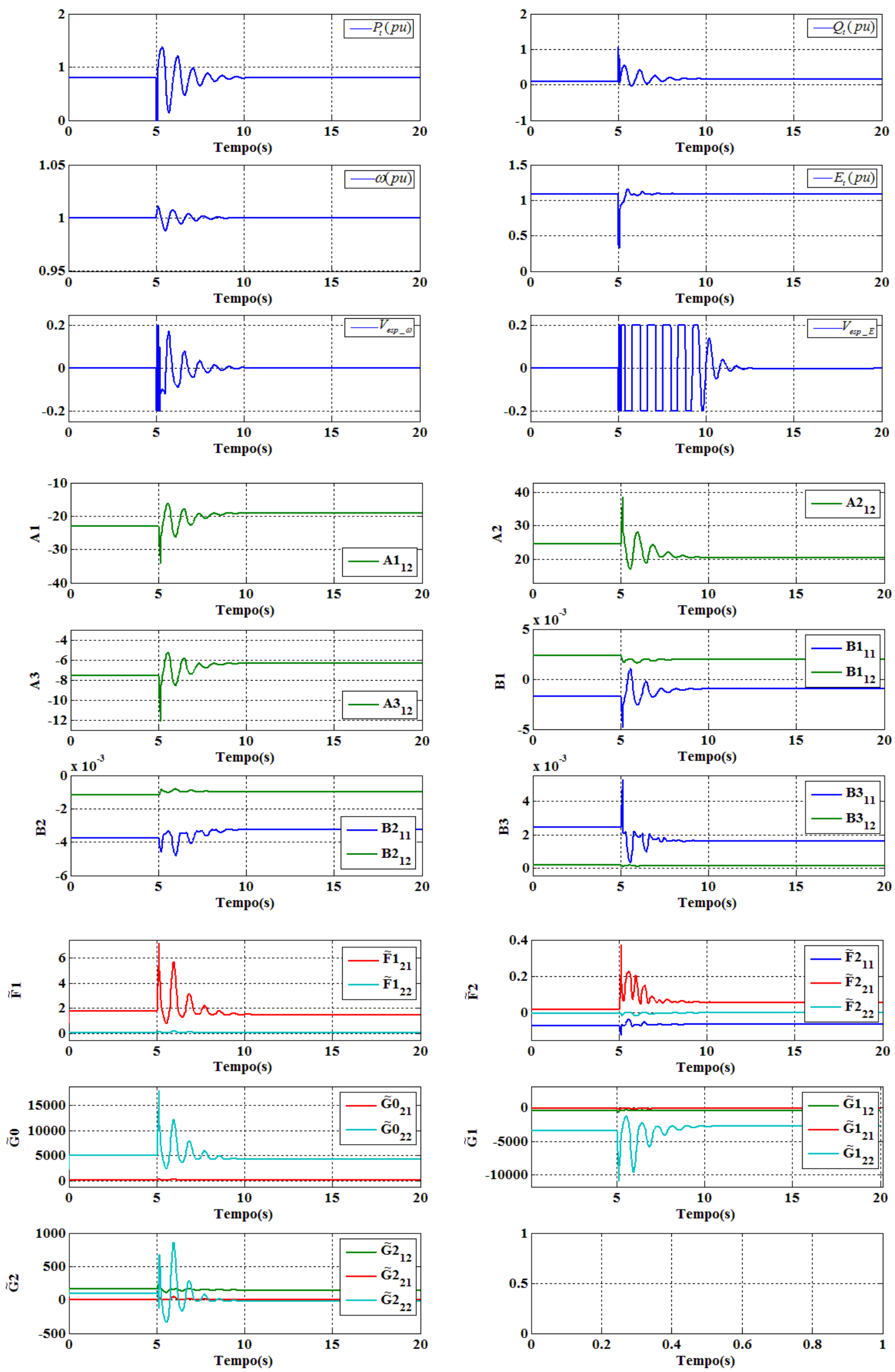
Figura 4.40 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização dos controladores MIMO digitais fixos: a) $ESP_{F\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

Os padrões das respostas do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ são semelhantes aos padrões apresentados pelos ESPs a parâmetros fixos multivariáveis, como pode ser observado na Figura 4.41. Dentre os controladores multivariáveis com projeto da lei de controle do tipo alocação de polos, o desempenho da estratégia que utiliza o modelo não-linear fuzzy do tipo RCL é um pouco superior aos demais, como pode ser verificado na Tabela 4.27.



(a)

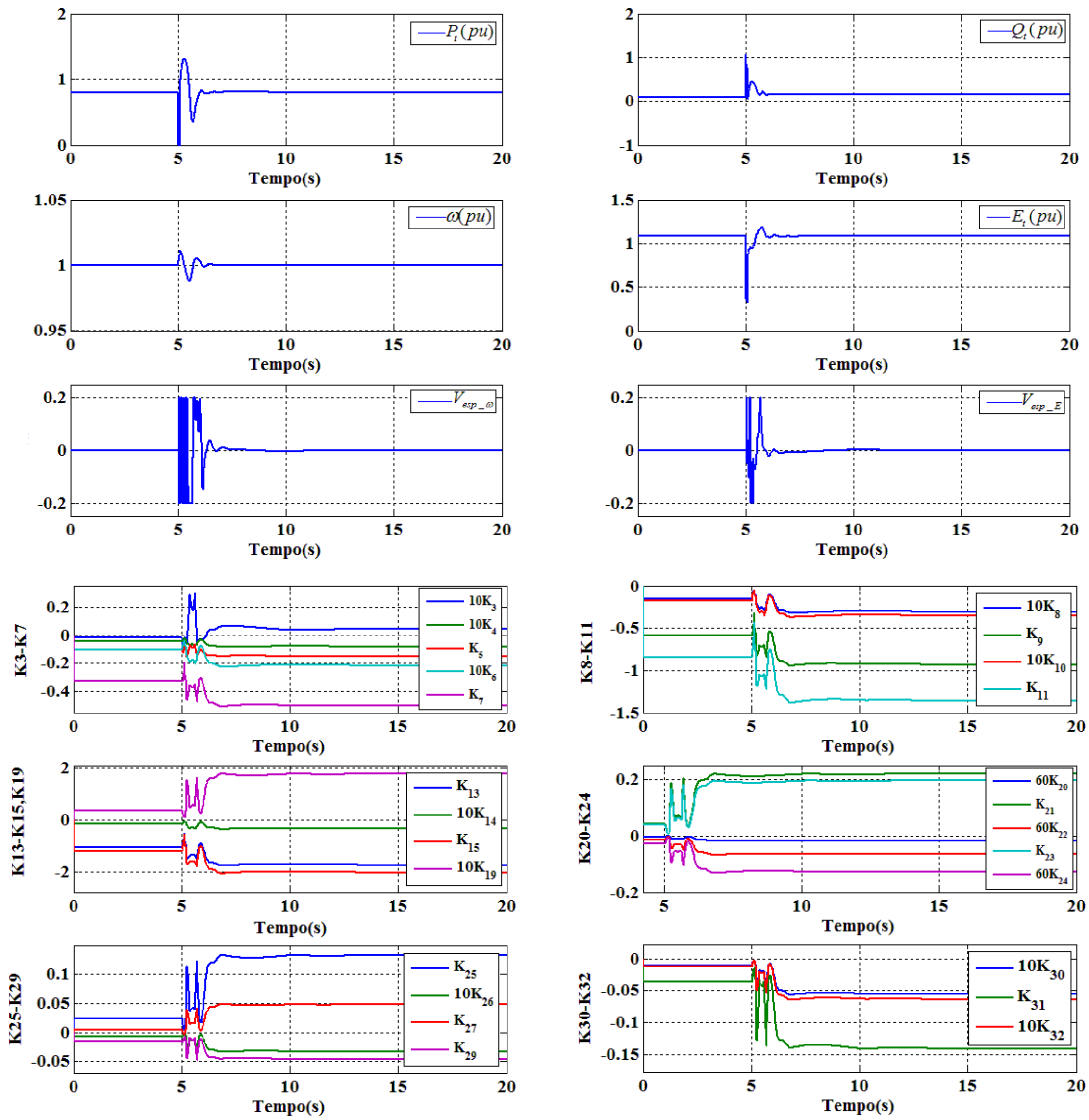
Figura 4.41 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



(b)

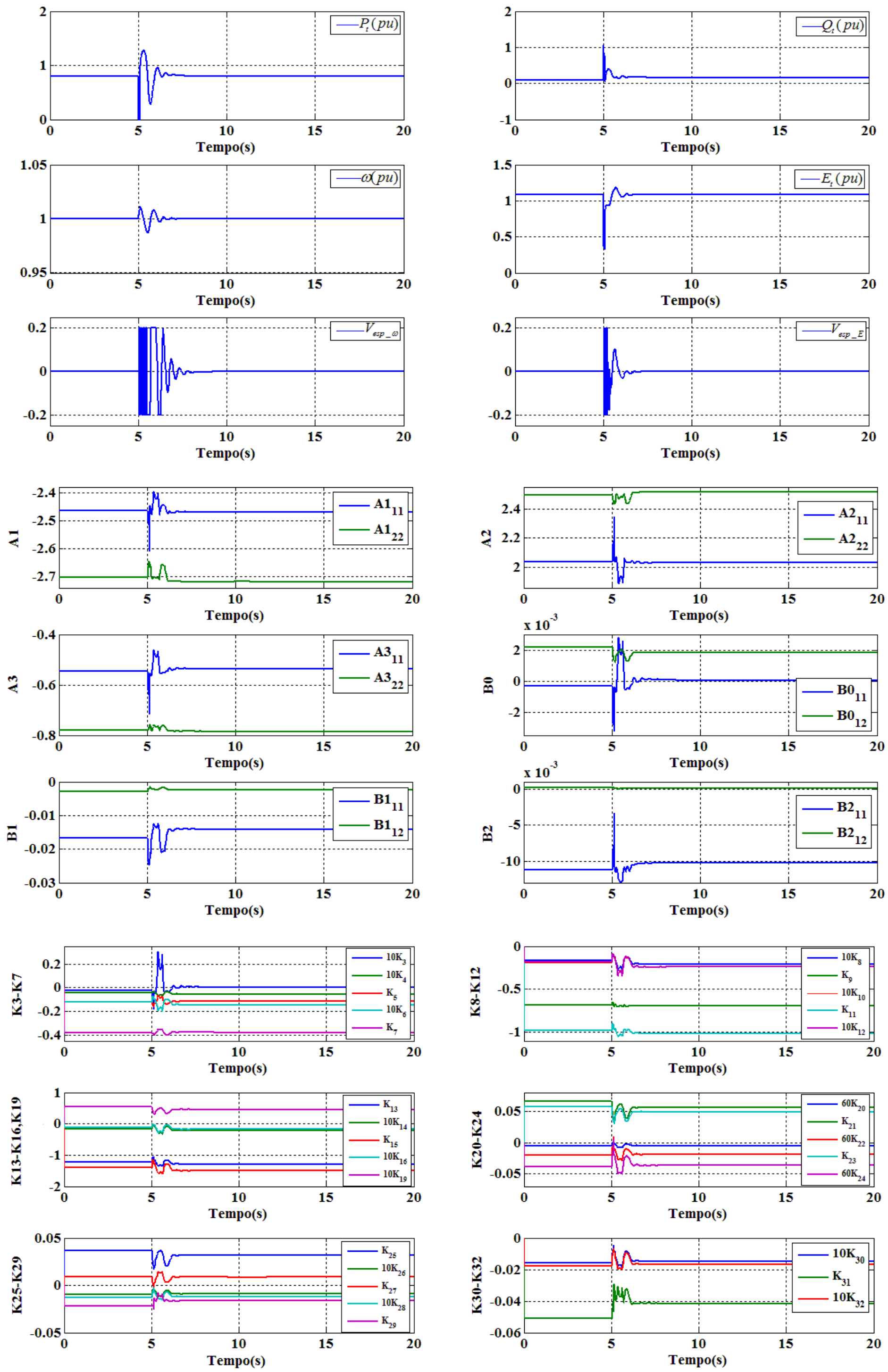
Figura 4.41 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

Na Figura 4.42, são apresentados os comportamentos dos controladores $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ no teste 2.



(a)

Figura 4.42 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.



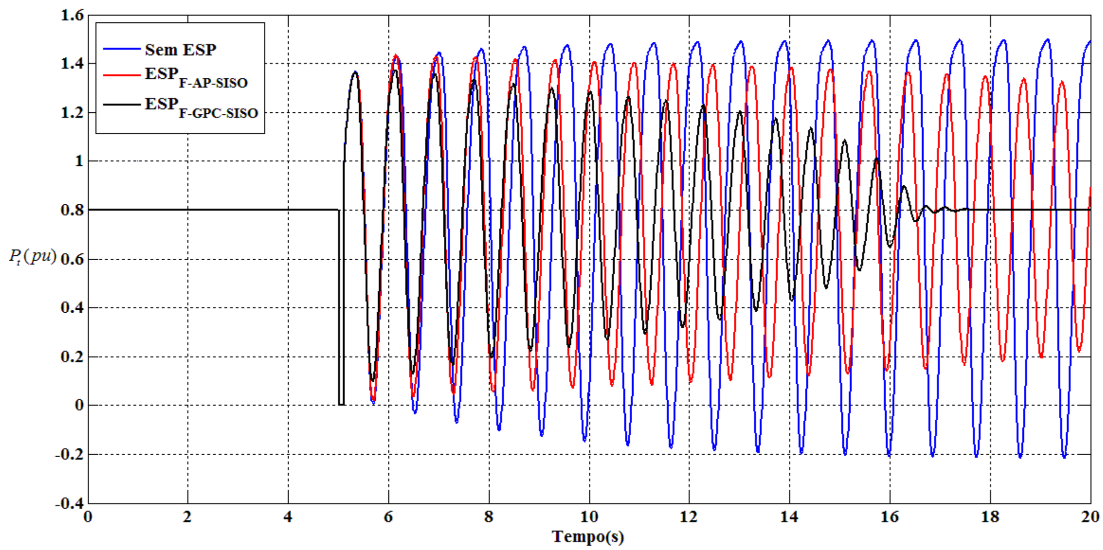
(b)

Figura 4.42 – Resposta obtida no teste 2 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

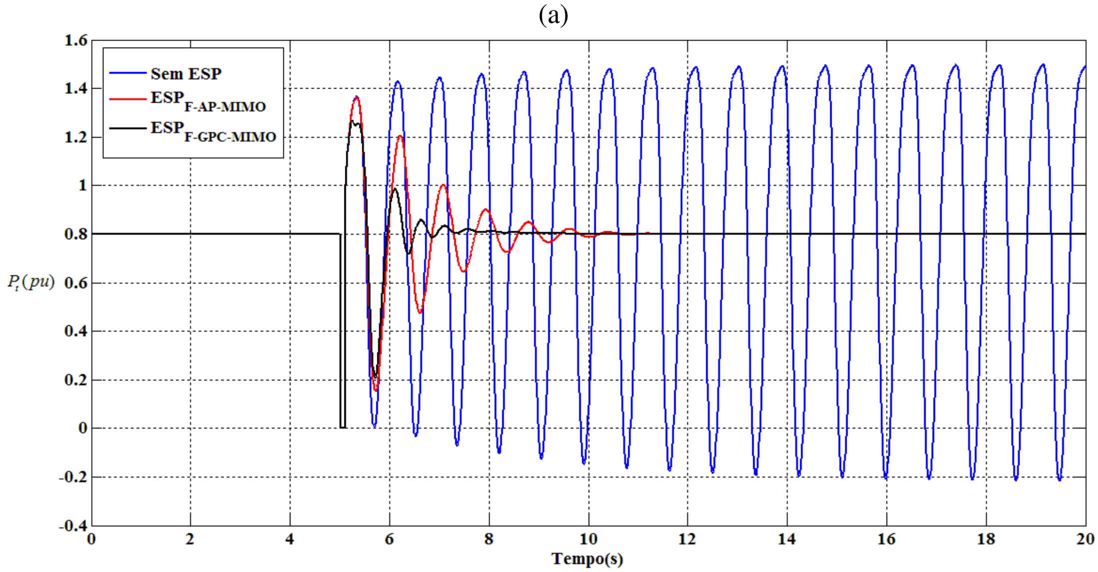
Os comportamentos destes controladores são semelhantes sendo caracterizados por respostas bem amortecidas com um ciclo completo de oscilação na variável P_t após a aplicação da falta e uma recuperação rápida da tensão terminal E_t para o valor pré-falta ($E_t(0) = 1{,}086\,pu$). Observam-se saturações dos sinais de controle nas duas malhas e variações consideráveis em alguns dos coeficientes do ganho linear matricial **K**. Estas variações estão de acordo com o que era esperado pela análise gráfica do comportamento das funções $g_{RML\_MIMO\_GPC}(\ )$ e $g_{RCL\_MIMO\_GPC}(\ )$. Conforme descrito nas Figuras 4.24, 4.30 e nos Anexos M e O quando se passa da condição operacional $\tilde{\varphi}(0) = [0{,}8\ \ 0{,}1\ \ 2]$ para a condição $\tilde{\varphi}_{T2} = [0{,}8\ \ 0{,}16\ \ 1]$, observam-se alterações consideráveis em alguns parâmetros dos controladores.

Na Figura 4.43 é apresentada a comparação das respostas obtidas no teste 2 para o sinal de potência ativa P_t com todas as 8 estratégias de controle avaliadas. É possível observar que o desempenho dos controladores que utilizam o modelo não-linear fuzzy é bem semelhante e superior ao desempenho obtido com as estratégias de controle fixo monovariáveis, confirmando os resultados numéricos apresentados na Tabela 4.27.

Dentre todos os controladores avaliados no teste 2, os controladores preditivos multivariáveis $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ apresentaram os melhores desempenhos em relação a minimização dos índices J_P e J_{ESP_P}, respectivamente. Nos demais critérios de avaliação, estas duas estratégias apresentaram desempenho semelhante ao obtido com os demais controladores multivariáveis.

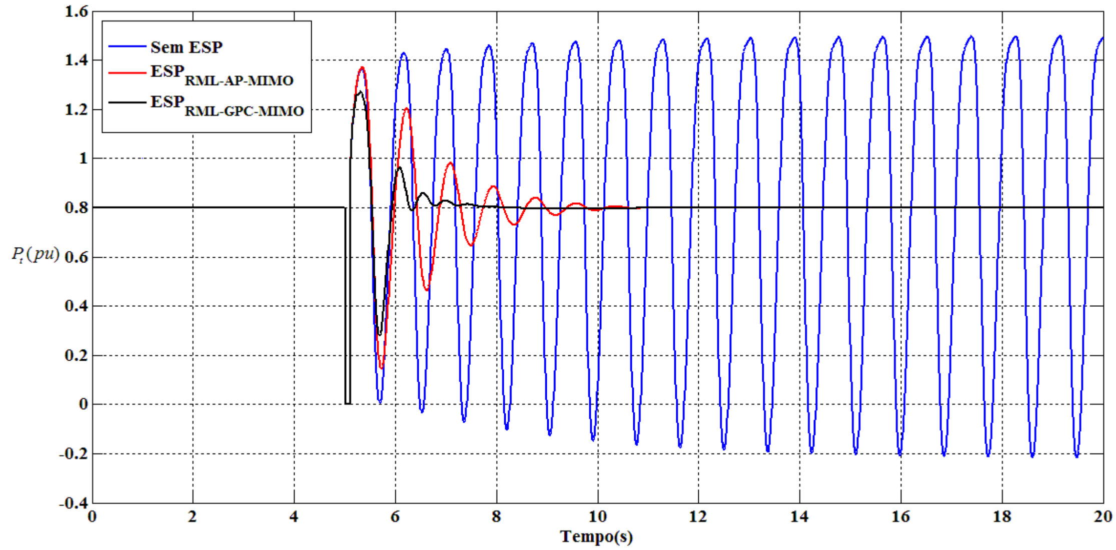


(a)

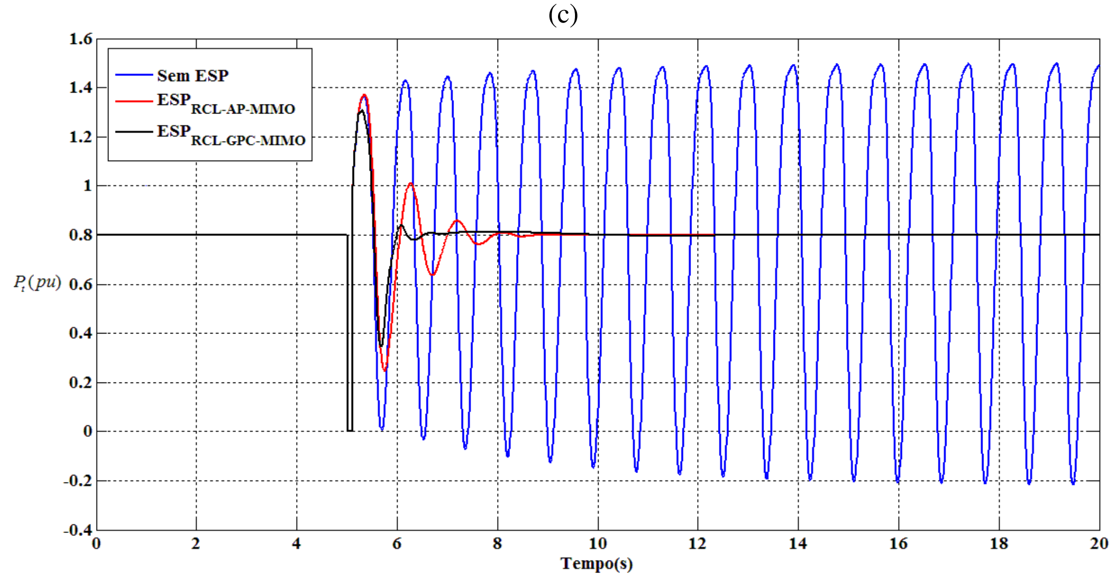


(b)

Figura 4.43 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 2: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com RML; d) controladores fuzzy com RCL.



(c)



(d)

Figura 4.43 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 2: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com RML; d) controladores fuzzy com RCL.

Tabela 4.27 – Resultado da avaliação de desempenho dos ESPs no teste 2 (em destaque os melhores resultados obtidos em cada critério analisado).

Condição	J_ω	J_P	J_{ESP_P}	J_{ESP_ω}
Sem ESP	1,014245277090183x10^{-4}	0,269727464275250	-	-
$ESP_{F\_AP\_SISO}$	0,553086320937777x10^{-4}	0,175373656485381	14,19629939655x10^{-4}	-
$ESP_{F\_GPCP\_SISO}$	0,204377327180969x10^{-4}	0,068860717705569	65,60646478655x10^{-4}	-
$ESP_{F\_AP\_MIMO}$	0,035623019565906x10^{-4}	0,015569388011654	99,41065437947x10^{-4}	**9,937117997149x10^{-4}**
$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	0,036511915339959x10^{-4}	0,009894553119358	7,22546951419x10^{-4}	28,38938694376x10^{-4}
$ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$	**0,023391676249036x10^{-4}**	0,011912380384638	70,21030375470x10^{-4}	15,27962164960x10^{-4}
$ESP_{RML\_AP\_MIMO}$	0,034482537332341x10^{-4}	0,015226947025258	84,84701669129x10^{-4}	12,45992880547x10^{-4}
$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	0,024847788994252x10^{-4}	**0,008277719489841**	5,18349280693x10^{-4}	18,10226961404x10^{-4}
$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	0,031158183280656x10^{-4}	0,009506063223490	**4,91446672251x10^{-4}**	27,23585188000x10^{-4}

4.7.3 – Resposta ao teste 3

Neste teste após o sistema ser submetido a um aumento de 30% na referência de potência mecânica no instante *t* = 5s o novo ponto de funcionamento deve ser reestabelecido na seguinte condição operacional:

$$\tilde{\varphi}_{T3} = [1{,}06 \; 0{,}2 \; 2]$$

Após o inevitável transitório eletromecânico que sucede a segunda perturbação, o curto-circuito trifásico de duração 50ms no instante *t* = 15s, o sistema de potência deve permanecer na condição operacional $\tilde{\varphi}_{T3}$ pois não ocorre perda de nenhum circuito de transmissão. Na Tabela 4.28, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos no teste 3 para cada estratégia de controle avaliada.

A resposta do sistema de potência operando sem o ESP é apresentada na Figura 4.44. Sem o sinal de estabilização verifica-se uma resposta oscilatória não sendo possível atingir o ponto de equilíbrio estável $\tilde{\varphi}_{T3}$ após a primeira falta. Após a segunda falta observa-se a perda de sincronismo. A mudança da condição de operação inicial $\tilde{\varphi}(0)$ para a condição $\tilde{\varphi}_{T3}$ resulta em uma grande perturbação cujos efeitos oscilatórios não podem ser adequadamente minimizados sem o amortecimento extra introduzido por meio da utilização de uma ação de controle suplementar efetiva.

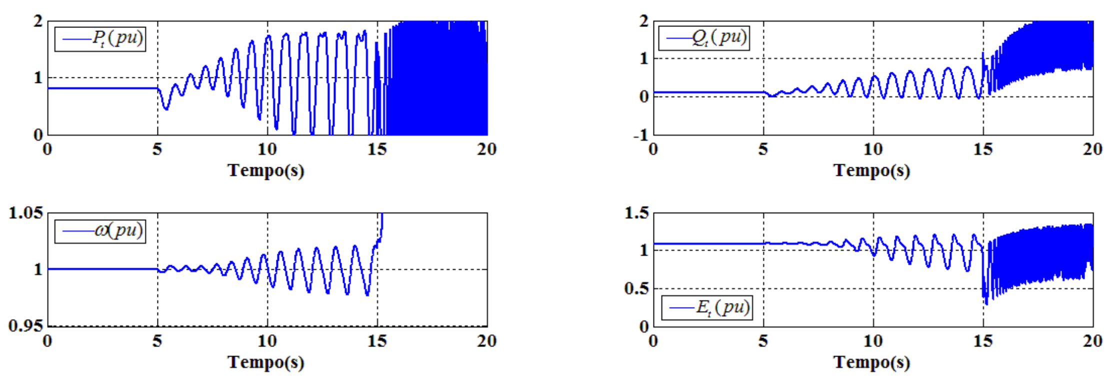
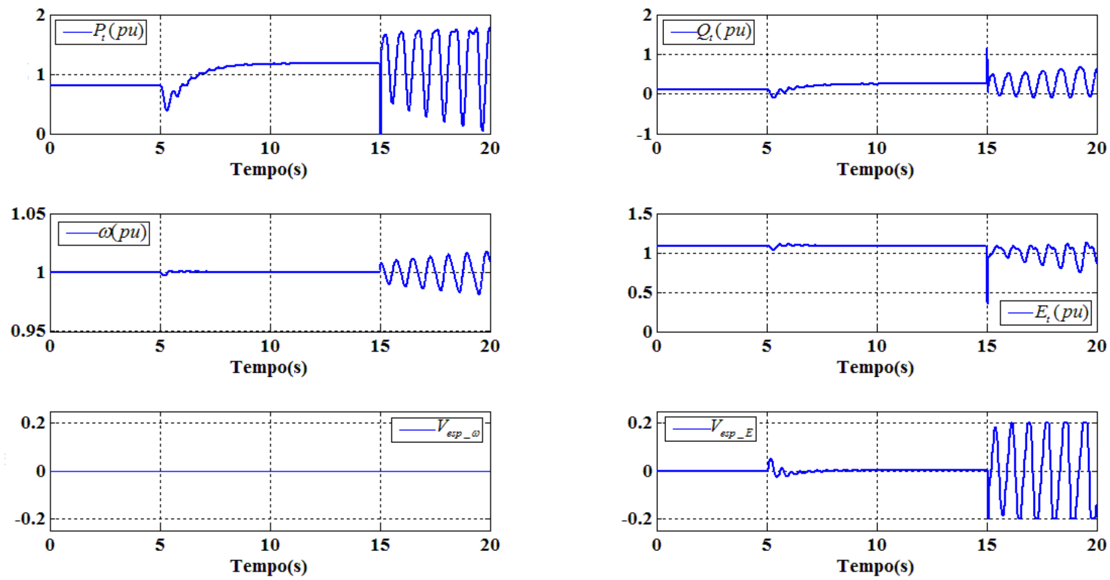
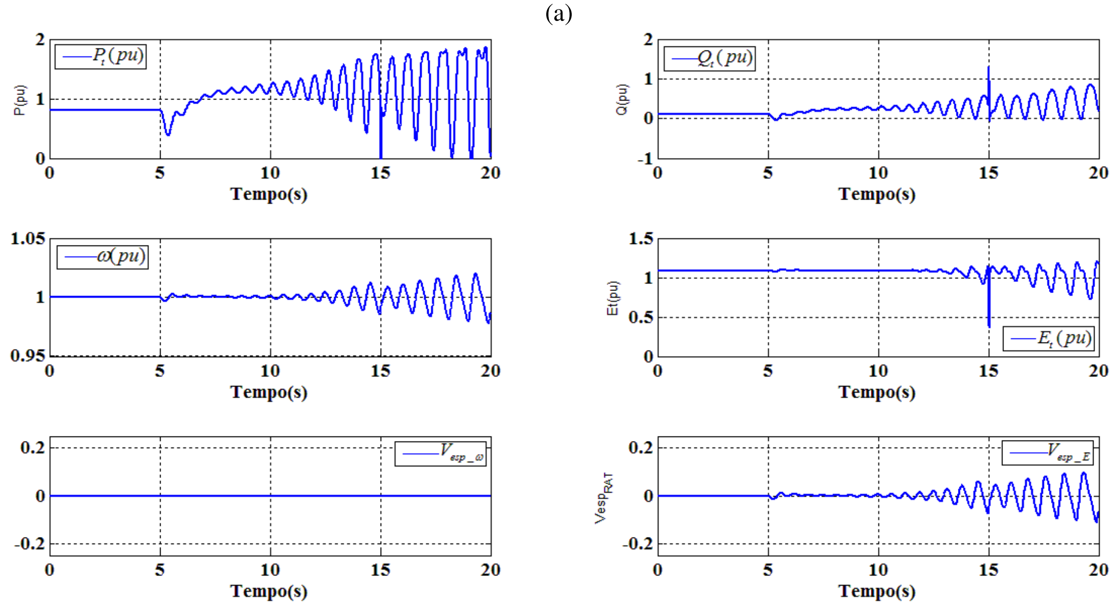


Figura 4.44 – Resposta obtida no teste 3: sistema de potência operando sem o ESP.

A resposta obtida no teste 3 com os ESPs a parâmetros fixos monovariáveis $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e $ESP_{F\_AP\_SISO}$ é apresentada na Figura 4.45. Para o caso em que é utilizado o $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$, após a primeira perturbação observa-se uma resposta bem amortecido com baixo sobre-sinal na variável P_t. Após o curto-circuito, que acontece com o sistema operando na condição $\tilde{\varphi}_{T3}$, este controlador não responde tão bem quanto na primeira perturbação e apresenta uma resposta oscilatória. Isso acontece porque o sistema opera em um ponto de funcionamento diferente daquele para o qual o ESP foi projetado. O $ESP_{F\_AP\_SISO}$ não consegue estabilizar o sistema de potência após a aplicação da primeira perturbação o que revela que esta estratégia é mais sensível às mudanças na condição operacional observadas durante o teste 3.



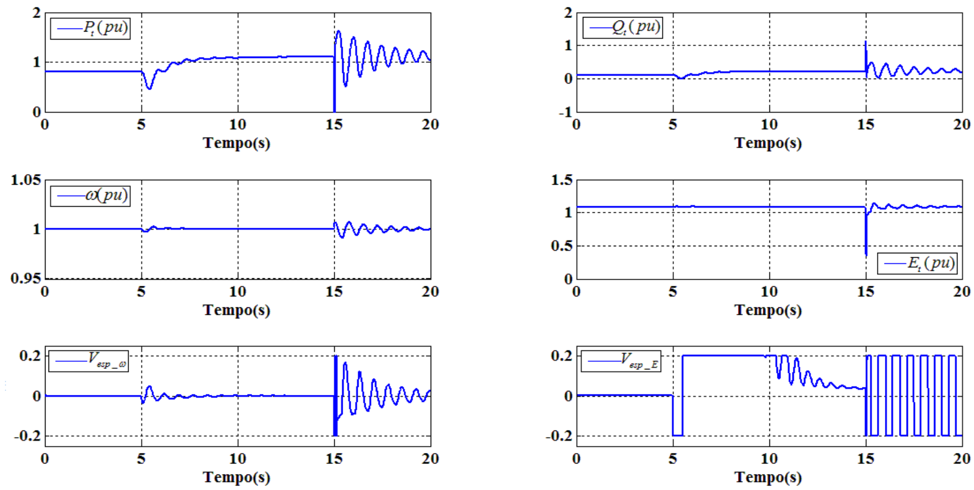
(a)



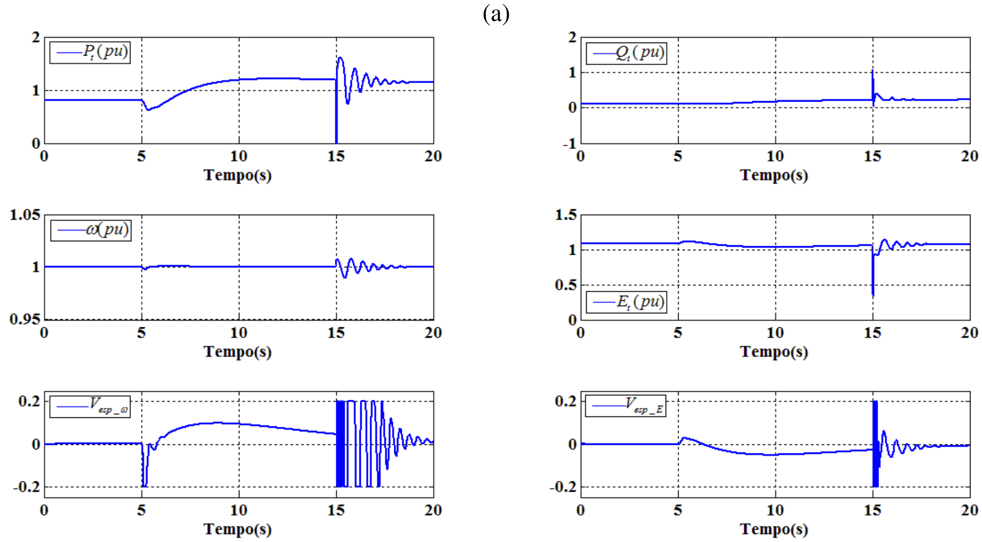
(b)

Figura 4.45 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização dos controladores SISO digitais fixos: a) $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$; b) $ESP_{F\_AP\_SISO}$.

A resposta obtida no teste 3 com os ESPs a parâmetros fixos multivariáveis $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ é apresentada na Figura 4.46. Após a aplicação da primeira perturbação, os dois controladores apresentam comportamentos bem amortecidos com baixo sobre-sinal na variável P_t.



(a)



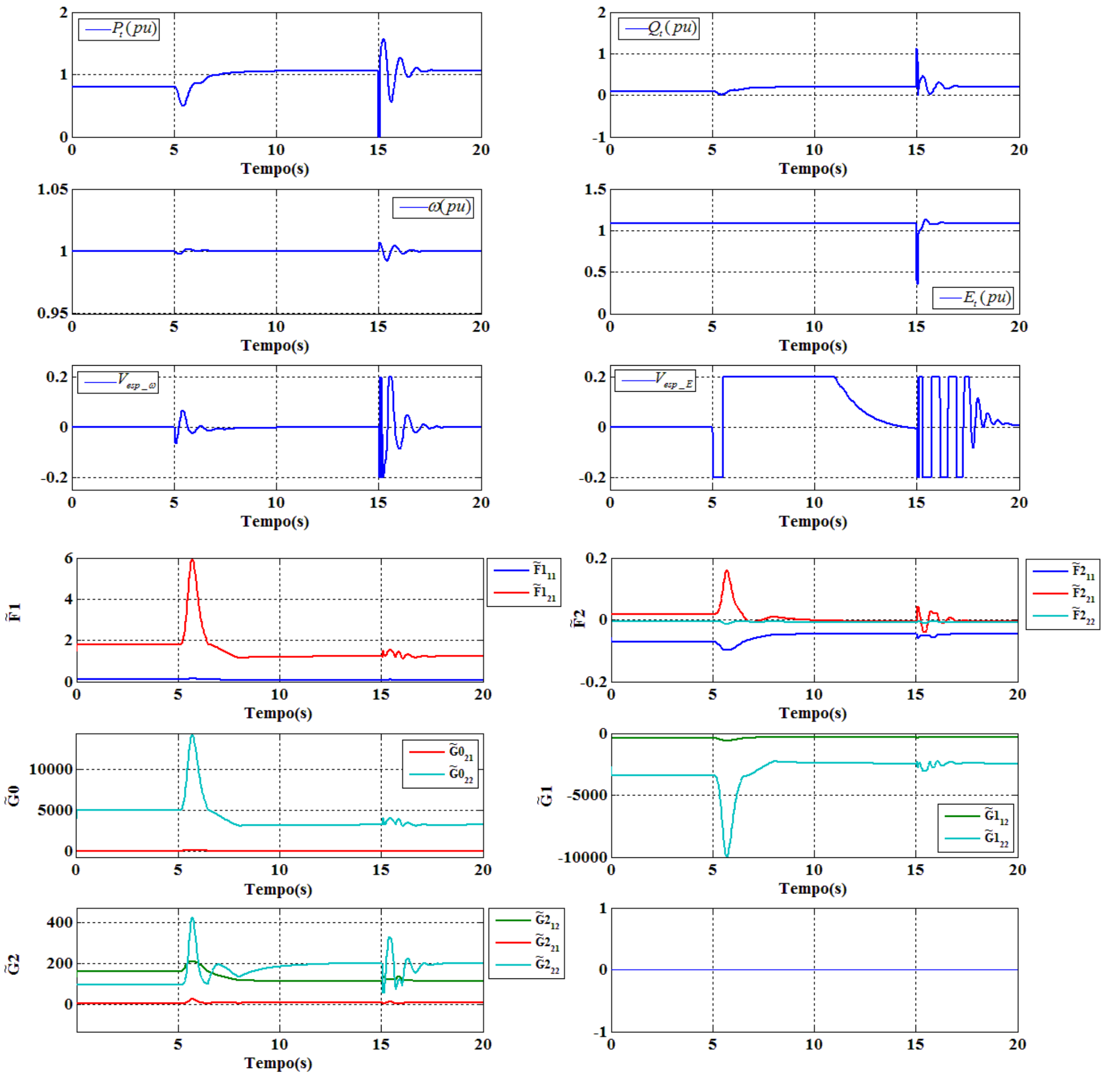
(b)

Figura 4.46 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização dos controladores MIMO digitais fixos: a) $ESP_{F\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

Após a aplicação da primeira perturbação, apesar da mudança na condição de operação, não é observada saturação no sinal de excitação do gerador quando se utiliza o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. A análise do comportamento do $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ durante o teste revela que na malha de excitação o sinal de controle satura após a aplicação da primeira perturbação. Apesar desta saturação, o sinal estabilizador injetado na malha de regulação de velocidade provê o amortecimento necessário para garantir o bom padrão de resposta. Após o curto-circuito, os dois controladores multivariáveis fixos melhoram o amortecimento do sistema de potência em relação ao amortecimento observado com os ESPs monovariáveis fixos. Apesar desta melhora em relação às estratégias de controle monovariáveis, a resposta após o curto-circuito não é a ideal pois observa-se um tempo considerável antes da estabilização após a aplicação desta perturbação. Dentre as estratégias de controle multivariável a parâmetros fixos, o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ apresentou o melhor desempenho em relação a minimização dos índices J_{ω}, J_P e J_{ESP_P}, conforme pode ser verificado na Tabela 4.28.

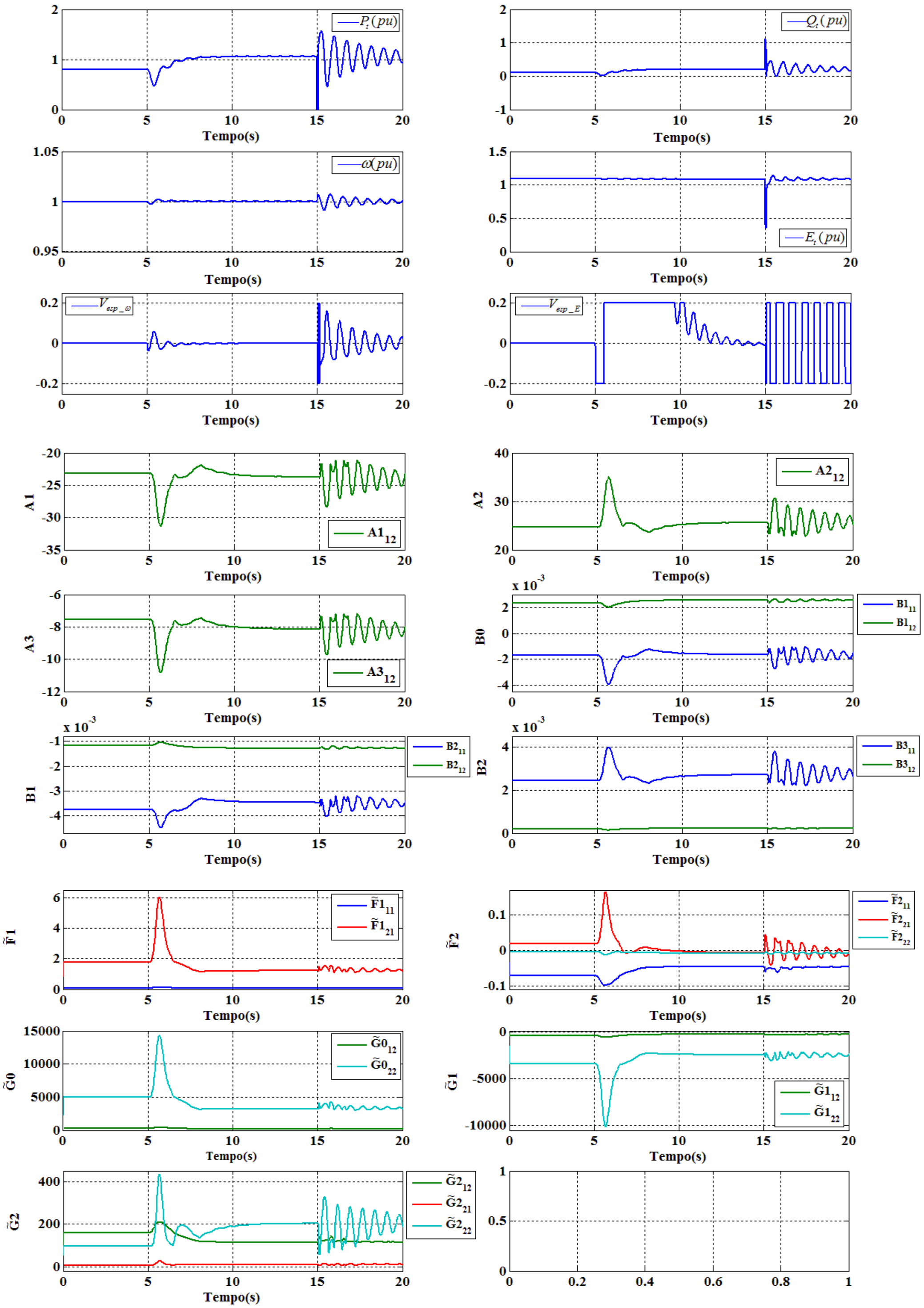
Após a aplicação da primeira perturbação na referência de potência mecânica, verifica-se baixo sobre-sinal na variável P_t e saturação do sinal de controle aplicado na malha de excitação do gerador quando se utilizam os controladores $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, conforme pode ser observado na Figura 4.47. Após a aplicação do curto-circuito, o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ apresentou, aproximadamente, dois ciclos e meio de oscilação no sinal P_t antes de estabilizar na condição operacional final. Já o $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ apresentou comportamento oscilatório após o curto-circuito. São verificadas saturações dos sinais de controle nas duas malhas em ambos os controladores durante a aplicação da segunda perturbação.

Na Figura 4.48, são apresentadas as respostas obtidas com os controladores $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$ no teste 3. Após a primeira perturbação observa-se o bom padrão de resposta comum a todas as estratégias multivariáveis apresentadas anteriormente com baixo sobre-sinal na variável P_t e alterações em alguns parâmetros dos controladores e do modelo estimado pela RML já que ocorreu uma mudança na condição operacional. Após a aplicação do curto-circuito verifica-se uma resposta com um ciclo de oscilação no sinal P_t e saturações dos sinais de controle nas duas malhas em ambos os controladores.



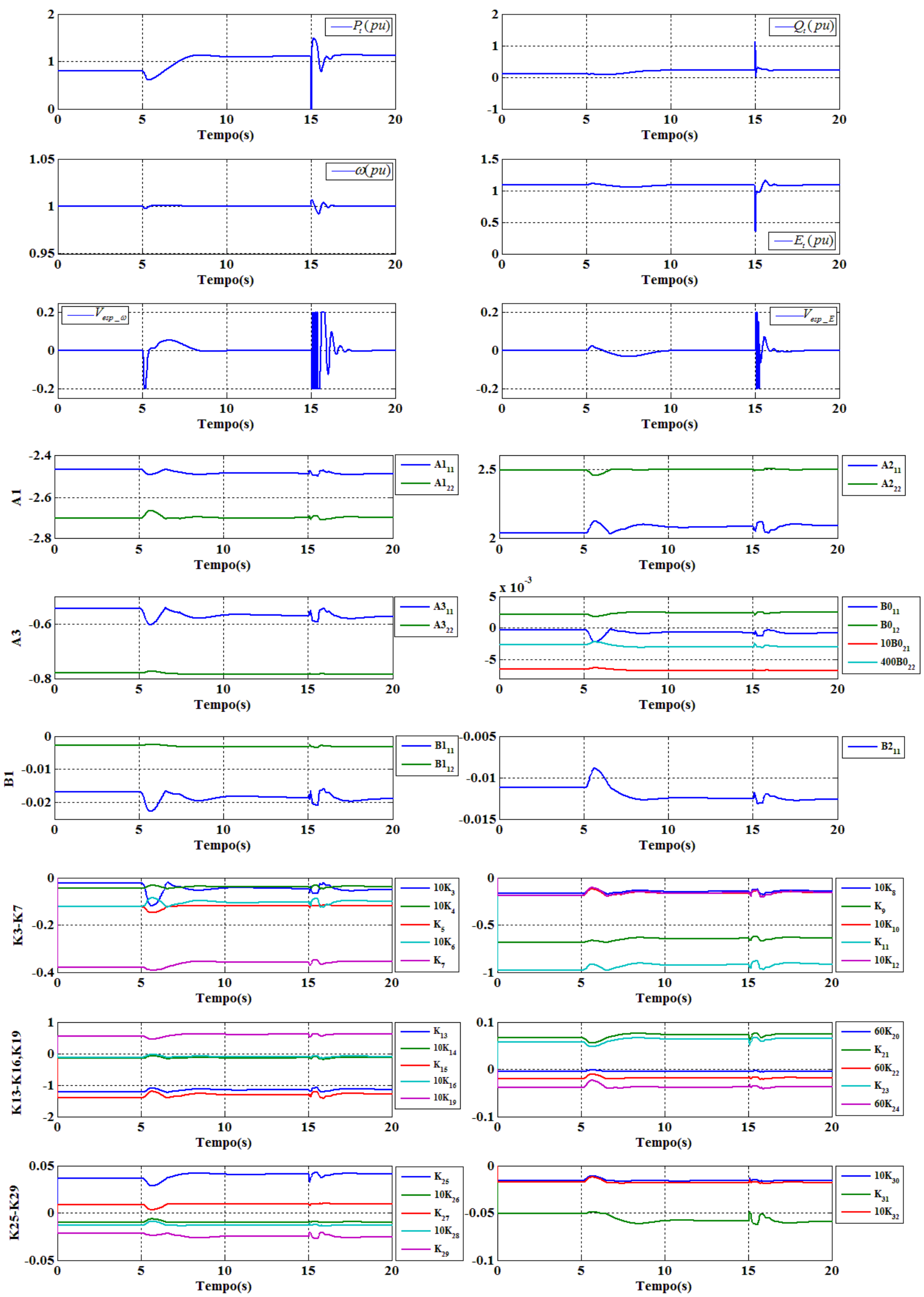
(a)

Figura 4.47 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



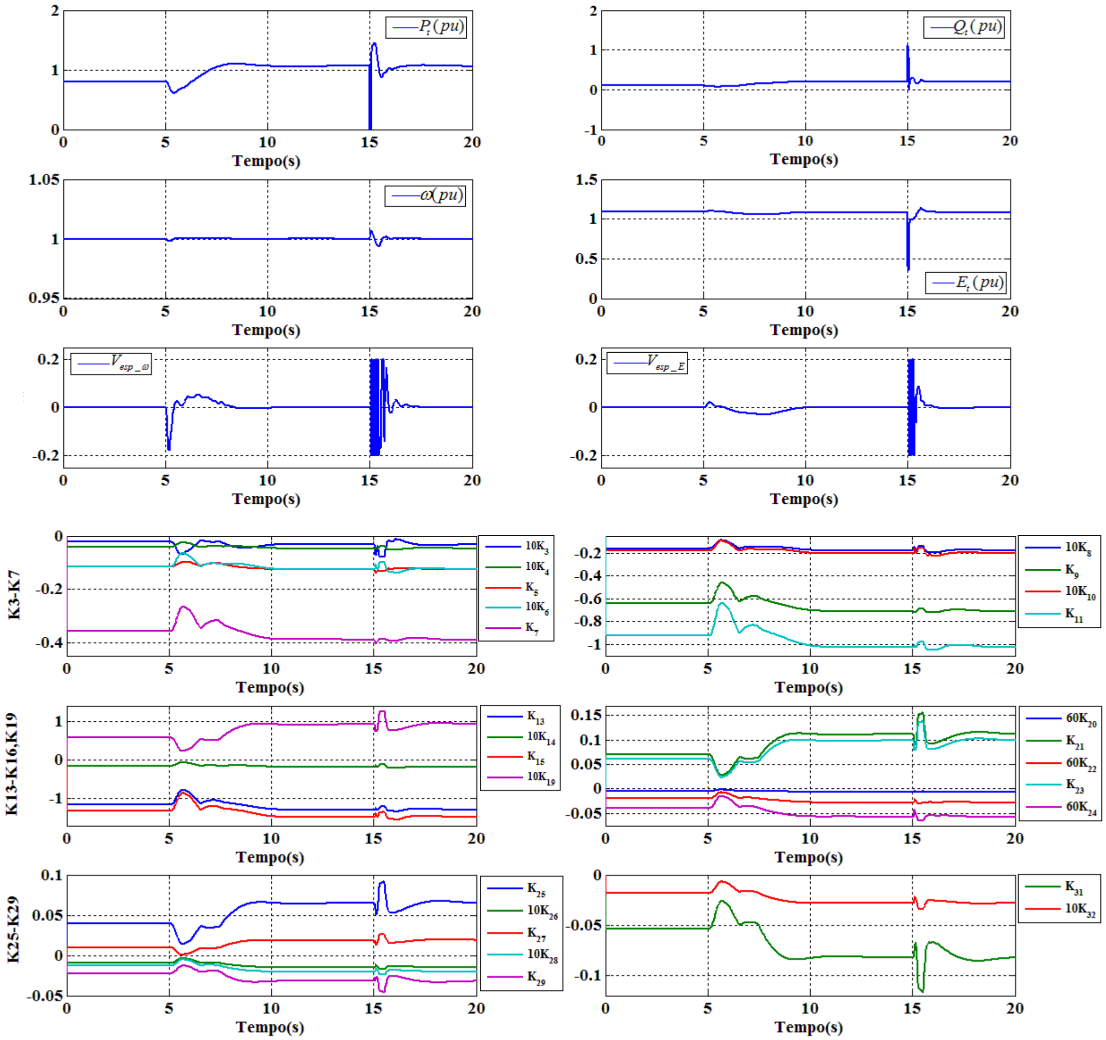
(b)

Figura 4.47 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização do: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



(a)

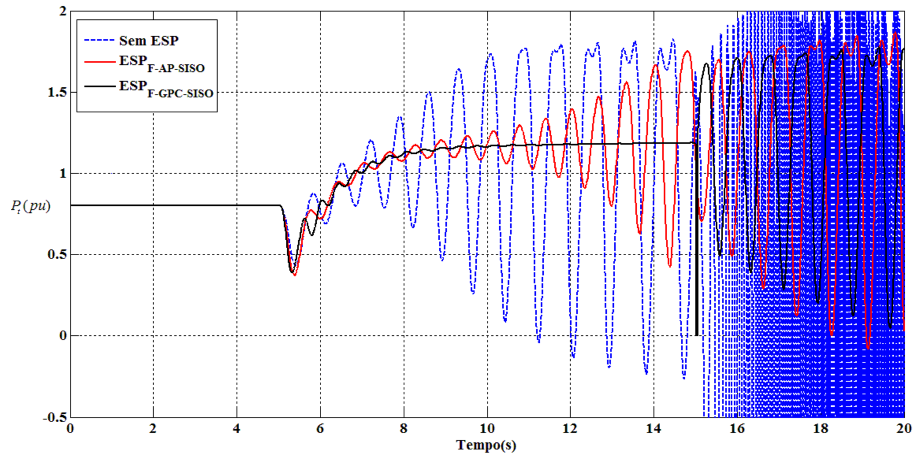
Figura 4.48 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização do: a) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.



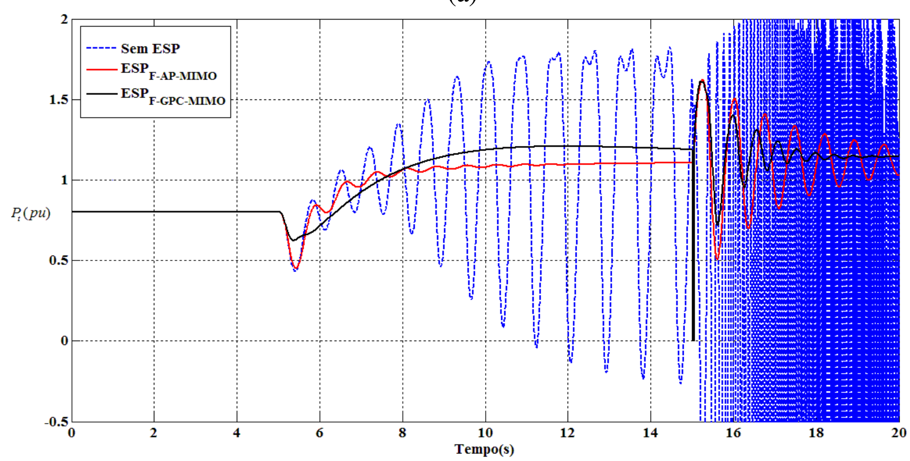
(b)

Figura 4.48 – Resposta obtida no teste 3 com a utilização do: a) $\text{ESP}_{\text{RML\_GPC\_MIMO}}$; b) $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$.

Na Figura 4.49 é apresentada a comparação das respostas obtidas no teste 3 para o sinal de potência ativa, P_t, com todas as 8 estratégias de controle avaliadas. É possível observar que o desempenho dos controladores que utilizam o modelo não-linear fuzzy combinado com a técnica de controle GPC multivarável é excelente após a aplicação do curto-circuito, confirmando os resultados numéricos apresentados na Tabela 4.28. Dentre todos os controladores avaliados no teste 3 o $\text{ESP}_{\text{RCL\_GPC\_MIMO}}$ é imbatível e apresentou os melhores resultados em relação a minimização de todos os critérios de desempenho avaliados.

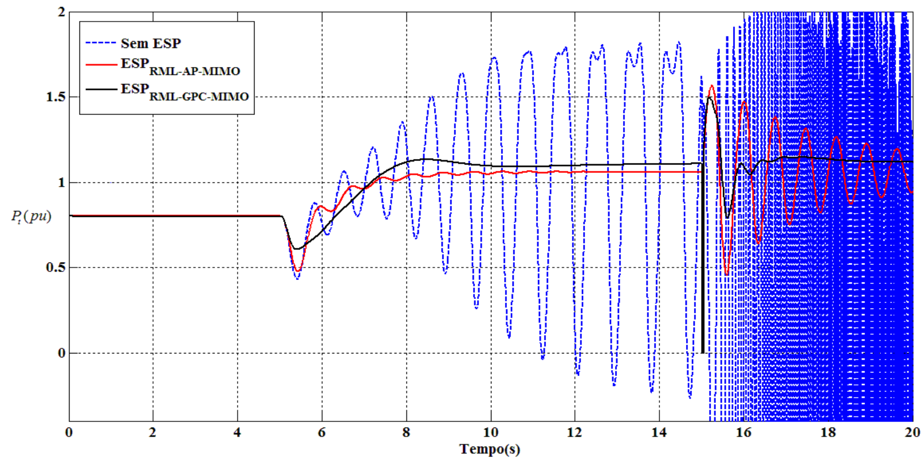


(a)

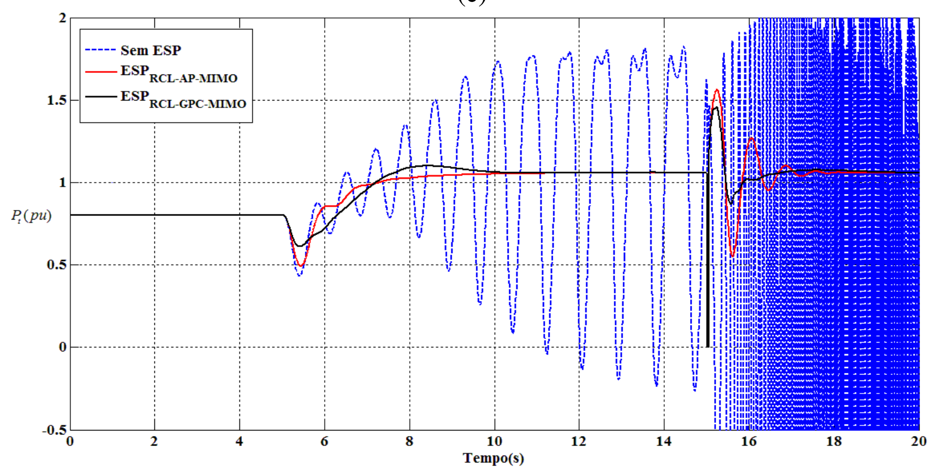


(b)

Figura 4.49 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 3: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com modelo RML; d) controladores fuzzy com modelo RCL.



(c)



(d)

Figura 4.49 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 3: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com modelos RML; d) controladores fuzzy com modelo RCL.

Tabela 4.28 – Resultado da avaliação de desempenho dos ESPs no teste 3 (em destaque os melhores resultados obtidos em cada critério analisado).

Condição	J_{ω}	J_P	J_{ESP_P}	J_{ESP_ω}
Sem ESP	149,22500739003x10^{-4}	0,713780627683082	-	-
$ESP_{F\_AP\_SISO}$	0,3673364888669365x10^{-4}	0,112753682525514	9,423433113680631x10^{-4}	-
$ESP_{F\_GPCP\_SISO}$	0,2481951441690534x10^{-4}	0,079708658638819	58,24980690112x10^{-4}	-
$ESP_{F\_AP\_MIMO}$	0,0279062229502823x10^{-4}	0,019141417137808	224,38425354111x10^{-4}	12,06378997296x10^{-4}
$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	0,0274992558189863x10^{-4}	0,011646602276666	74,31436033991x10^{-4}	13,05145946151x10^{-4}
$ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$	0,0120164769181671x10^{-4}	0,011587638034523	185,41125168136x10^{-4}	14,02360286592x10^{-4}
$ESP_{RML\_AP\_MIMO}$	0,0228259804389160x10^{-4}	0,016529158689224	208,75339392193x10^{-4}	10,95513540588x10^{-4}
$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	**0,0046598081615645x10^{-4}**	**0,005048687606182**	**4,33839426511854x10^{-4}**	**10,90659825836 x10^{-4}**
$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	0,0111442932363502x10^{-4}	0,008999461314609	5,14677740558265x10^{-4}	21,98488967270x10^{-4}

4.7.4 – Resposta ao teste 4

Neste teste após o sistema ser submetido a uma redução de 5% na referência do sistema de excitação no instante t = 5s o novo ponto de funcionamento deve ser reestabelecido na seguinte condição operacional:

$$\tilde{\varphi}_{T4} = [0{,}8\ 0{,}0\ 2]$$

Após o curto-circuito trifásico de duração 50ms, que inicia no instante t = 15s, o sistema de potência deve permanecer na condição operacional $\tilde{\varphi}_{T4}$ pois não ocorre perda de nenhum circuito de transmissão. Na Tabela 4.29, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos no teste 4. A resposta obtida sem a ação de controle suplementar do ESP é apresentada na Figura 4.50.

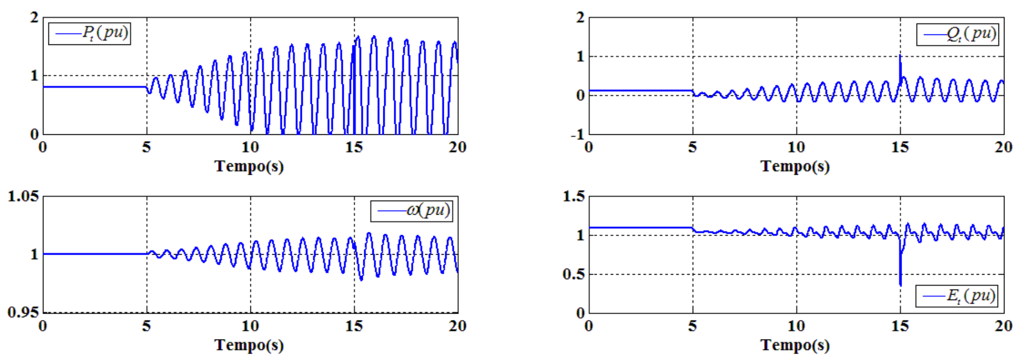
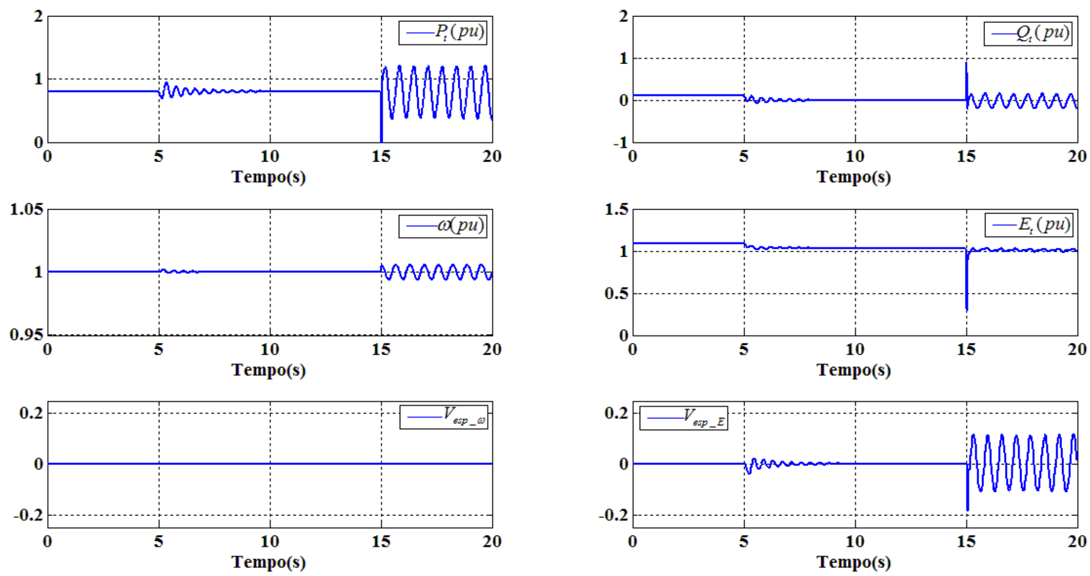


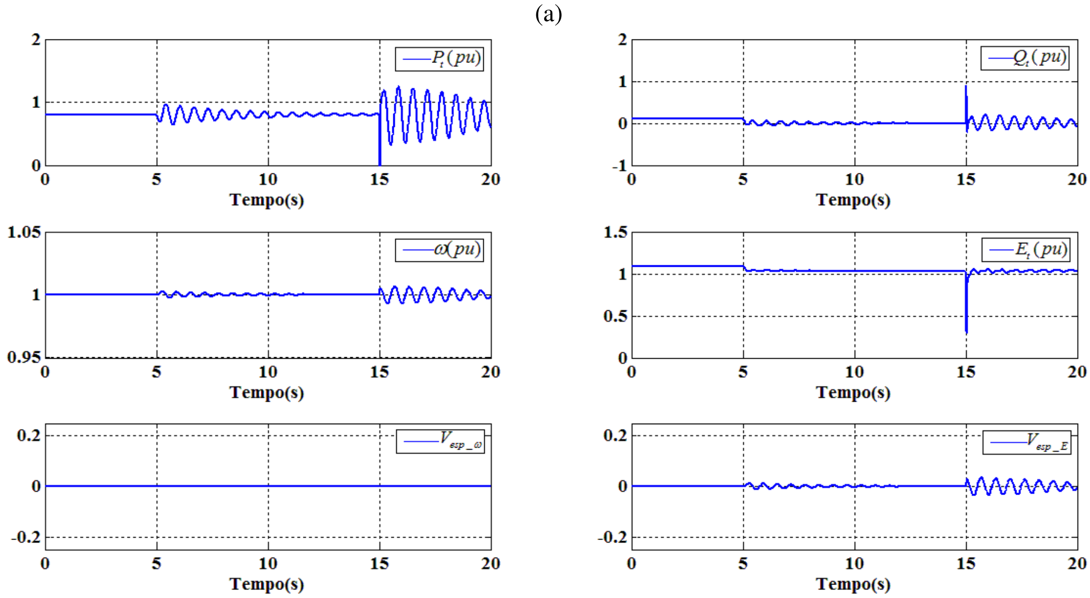
Figura 4.50 – Resposta obtida no teste 4 com o sistema operando sem o ESP.

Apesar de ser uma redução pequena (5%), a alteração na referência do sistema de excitação tem um impacto considerável no comportamento do sistema de potência. Na Tabela F.2 verifica-se que a análise modal do sistema MSBI estudado indica que ao passar para a condição $\tilde{\varphi}_{T4}$ o amortecimento relativo do modo eletromecânico dominante do modelo linear é alterado para o valor de 0,04262 (correspondente à linha ID = 31). Sem o sinal de estabilização observa-se uma resposta oscilatória com amortecimento negativo após a primeira perturbação na simulação não-linear apresentada na Figura 4.50, sendo que o sistema de potência não consegue se reestabelecer em um novo ponto de equilíbrio estável até o fim do teste.

A resposta dos ESPs a parâmetros fixos monovariáveis $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e $ESP_{F\_AP\_SISO}$ no teste 4 é apresentada na Figura 4.51. Após a primeira perturbação, observa-se um aumento do amortecimento do sistema com a utilização destas duas estratégias. No entanto, a oscilação decorrente da primeira perturbação leva um período considerável para ser eliminada. Na segunda perturbação, que acontece com o sistema operando na nova condição operacional $\tilde{\varphi}_{T4}$, os dois controladores apresentam resposta oscilatória sendo que no caso do $\mathrm{ESP_{F\_AP\_SISO}}$ observa-se um amortecimento positivo nesta etapa do teste. O baixo desempenho dos controladores monovariáveis fixos após a aplicação do curto-circuito é atribuído ao fato de que nesta situação o sistema de potência opera em uma condição diferente daquela que foi utilizada no projeto destes controladores.



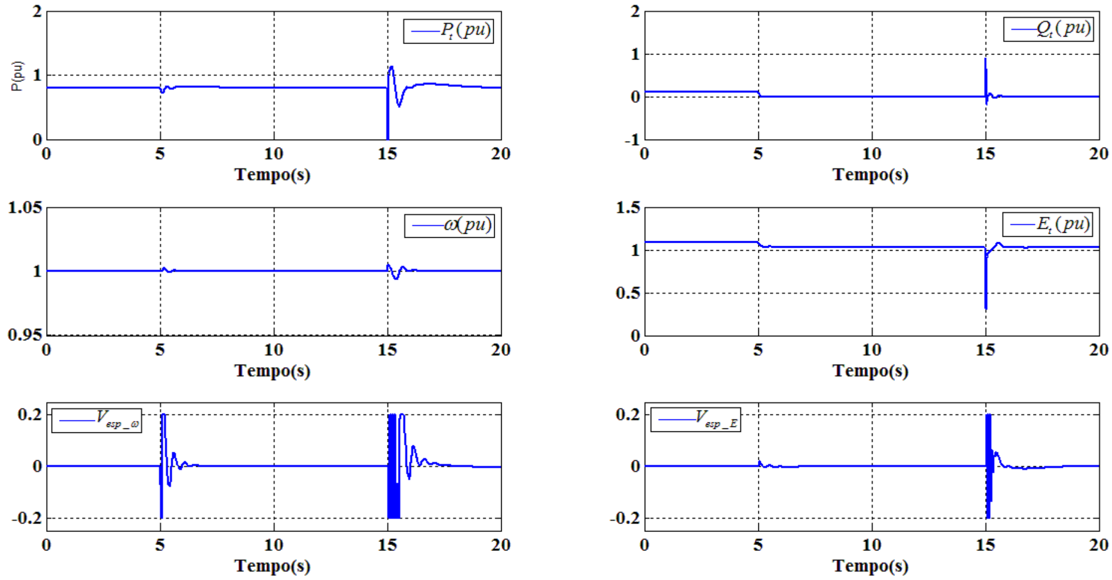
(a)



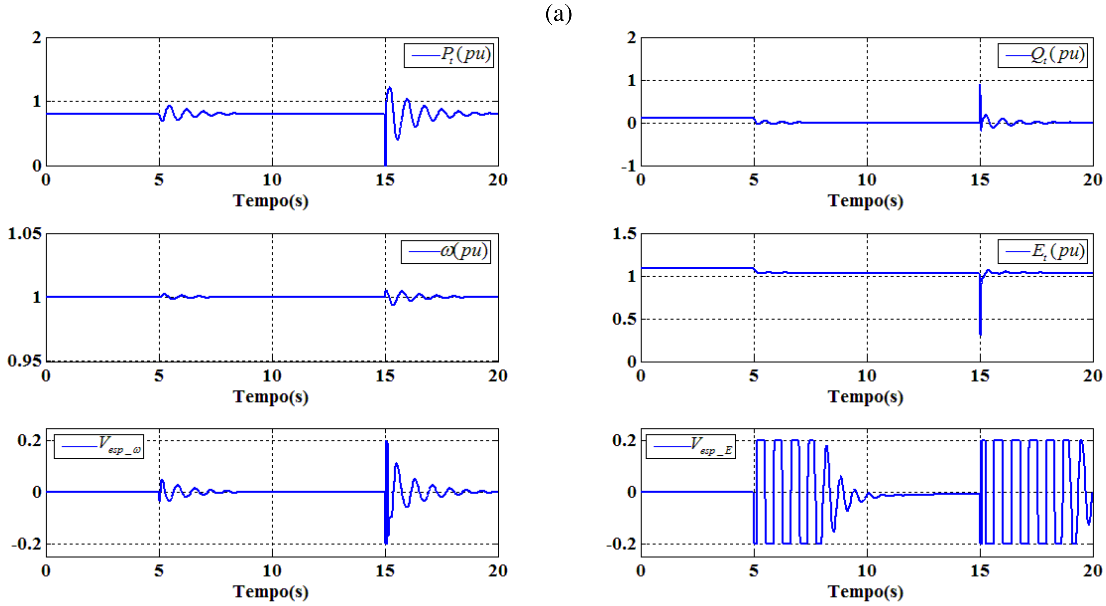
(b)

Figura 4.51 – Resposta obtida no teste 4 com a utilização dos controladores SISO digitais fixos: a) $\mathrm{ESP_{F\_GPCP\_SISO}}$; b) $\mathrm{ESP_{F\_AP\_SISO}}$.

A resposta dos ESPs a parâmetros fixos multivariáveis $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ no teste 4 é apresentada na Figura 4.52.



(a)



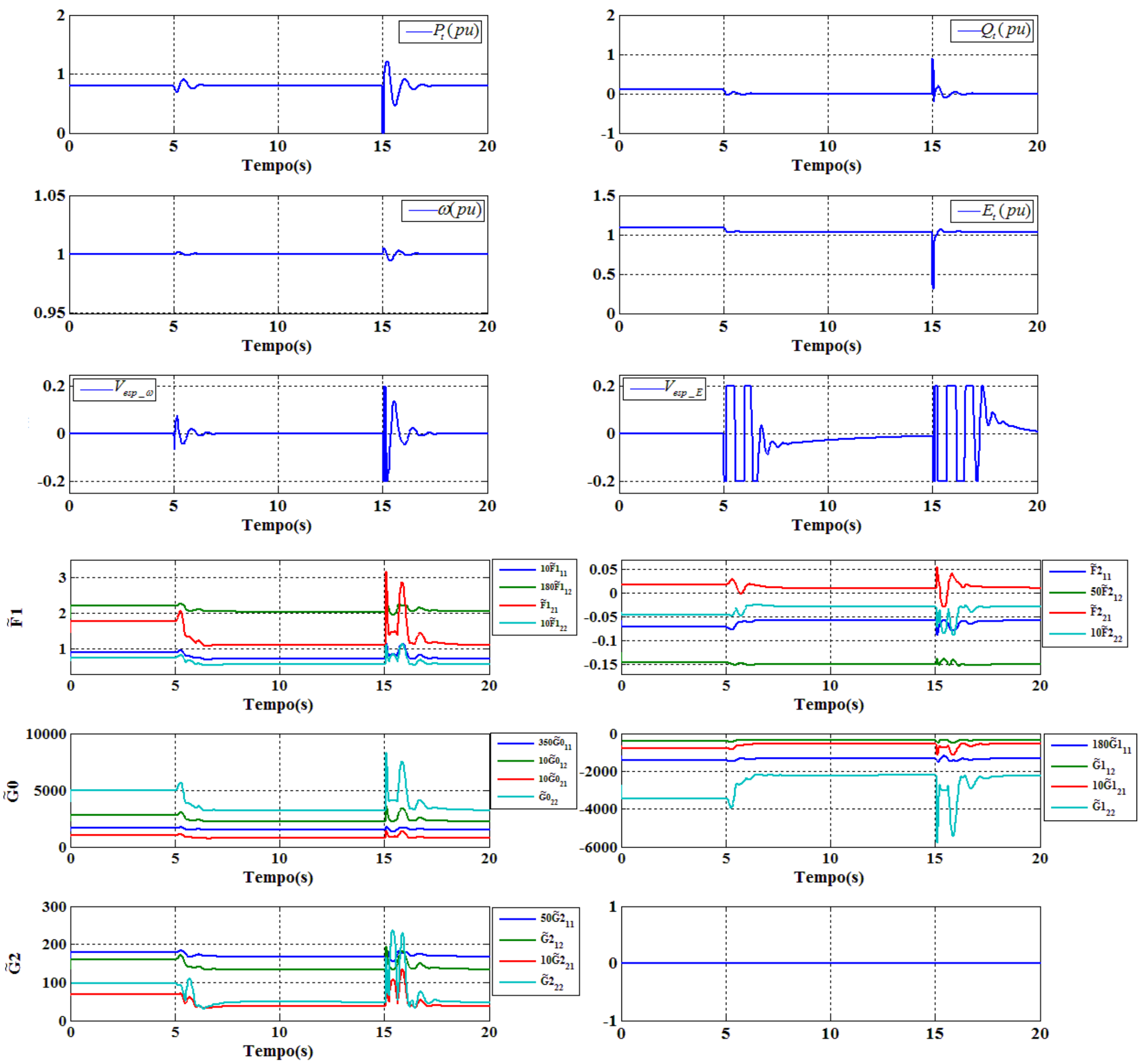
(b)

Figura 4.52 – Resposta obtida no teste 4 utilizando os controladores MIMO digitais fixos a) $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{F\_AP\_MIMO}$.

Após a aplicação da primeira perturbação, os controladores fixos multivariáveis apresentam um comportamento bem amortecido com algumas oscilações no sinal P_t quando se considera o $ESP_{F\_AP\_MIMO}$. Apesar da mudança na condição de operação, não é observada saturação no atuador da malha de excitação do gerador na estratégia $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ nesta etapa do teste. Após a aplicação do curto-circuito, os dois controladores multivariáveis fixos melhoram o amortecimento do sistema de potência em relação ao amortecimento observado com os ESPs monovariáveis fixos, conforme pode ser verificado pela comparação dos valores dos índices de desempenho J_P e J_ω neste teste, que são apresentados na Tabela 4.29. Após o curto-circuito, observa-se um ciclo completo de oscilação, aproximadamente, antes da estabilização do sistema quando se utiliza o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. O desempenho deste controlador é superior aos anteriores principalmente em relação à minimização do índice J_P.

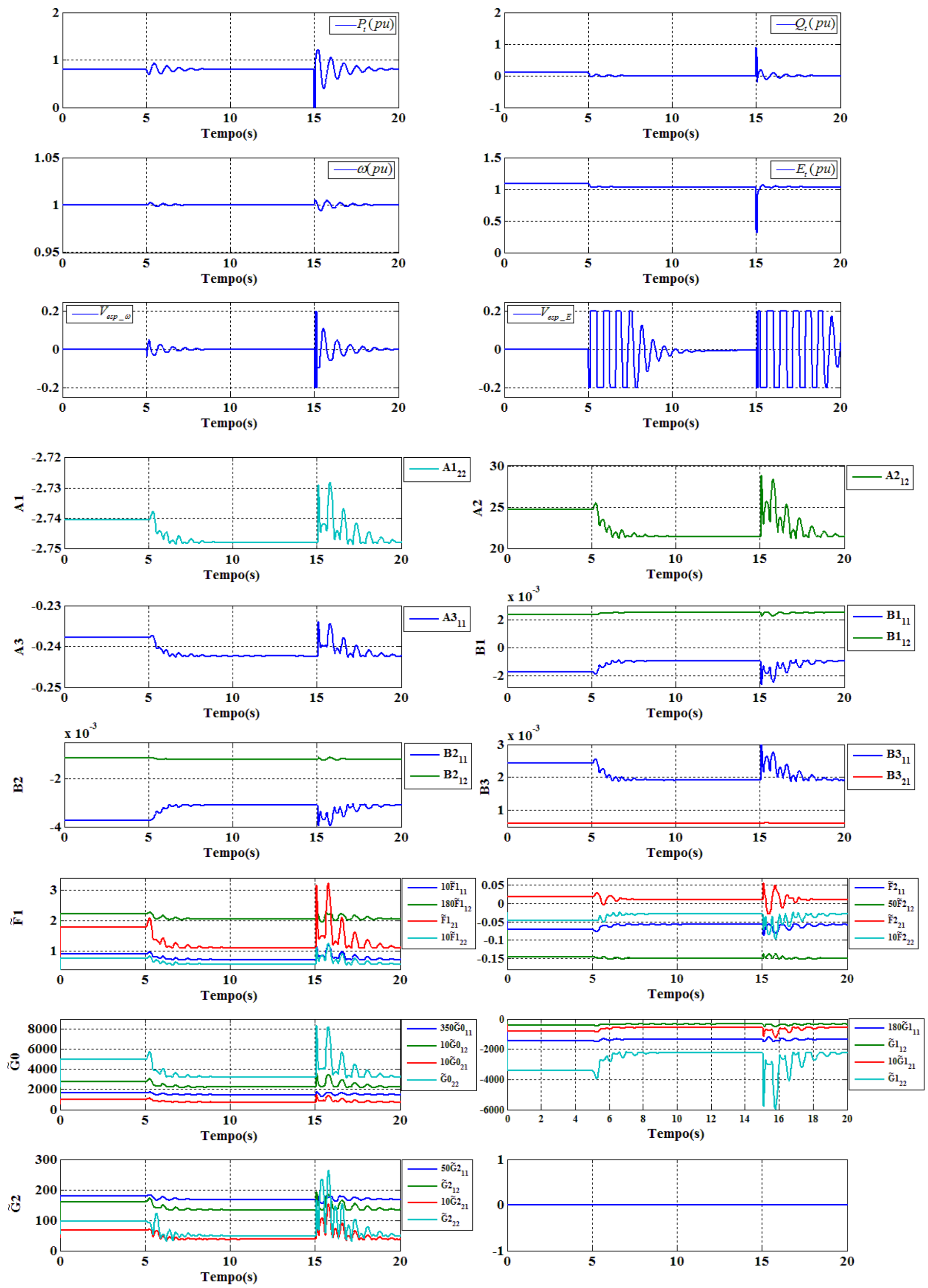
Os comportamentos do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ e do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ no teste 4 são apresentados na Figura 4.53. Os dois controladores apresentam uma resposta bem amortecida tanto na primeira quanto na segunda perturbação sendo que o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ responde com aproximadamente dois ciclos de oscilação na variável P_t após as duas perturbações. Após a primeira perturbação não se observa saturação no atuador da malha de regulação de velocidade em nenhum dos dois controladores. Já na segunda perturbação, ocorrem saturações do sinal de controle nas duas malhas em ambos os controladores. Apesar das saturações, o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ registrou o melhor desempenho no índice J_ω dentre todos os controladores analisados até agora no teste 4, conforme pode ser constatado na Tabela 4.29.

Na Figura 4.54, são apresentadas as respostas obtidas no teste 4 quando se utilizam o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e o $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. Após a primeira perturbação, as oscilações eletromecânicas presentes nos sinais P_t e ω são rapidamente amortecidas e eliminadas quando se utilizam estas estratégias de controle. Após o curto-circuito observa-se o mesmo bom padrão de resposta obtido na primeira perturbação com aproximadamente um ciclo de oscilação no sinal P_t com a utilização de ambos os controladores. Nesta etapa do teste, as saturações dos sinais de controle acontecem nas duas malhas.



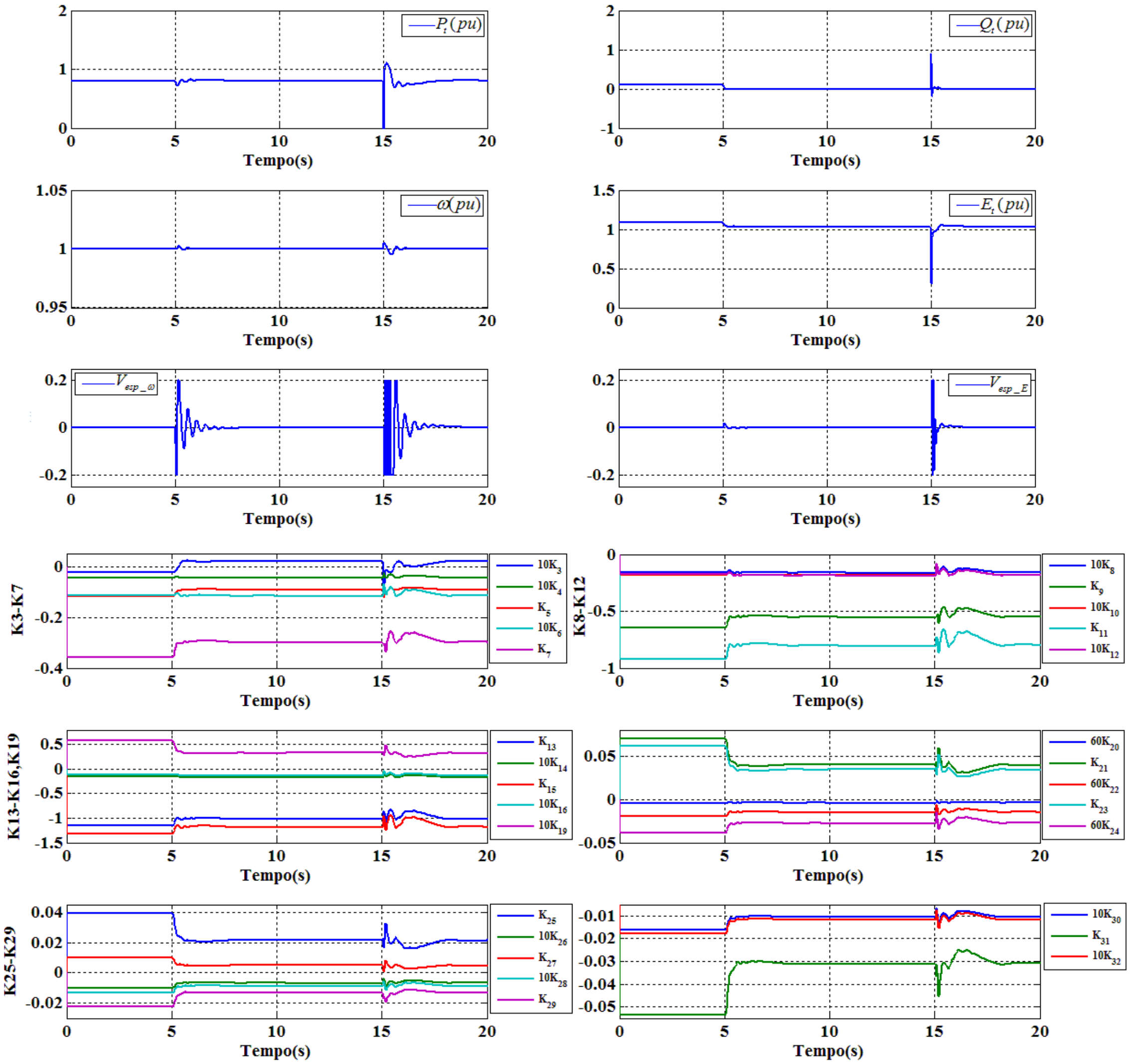
(a)

Figura 4.53 – Resposta ao Teste 4 com o sistema operando com: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



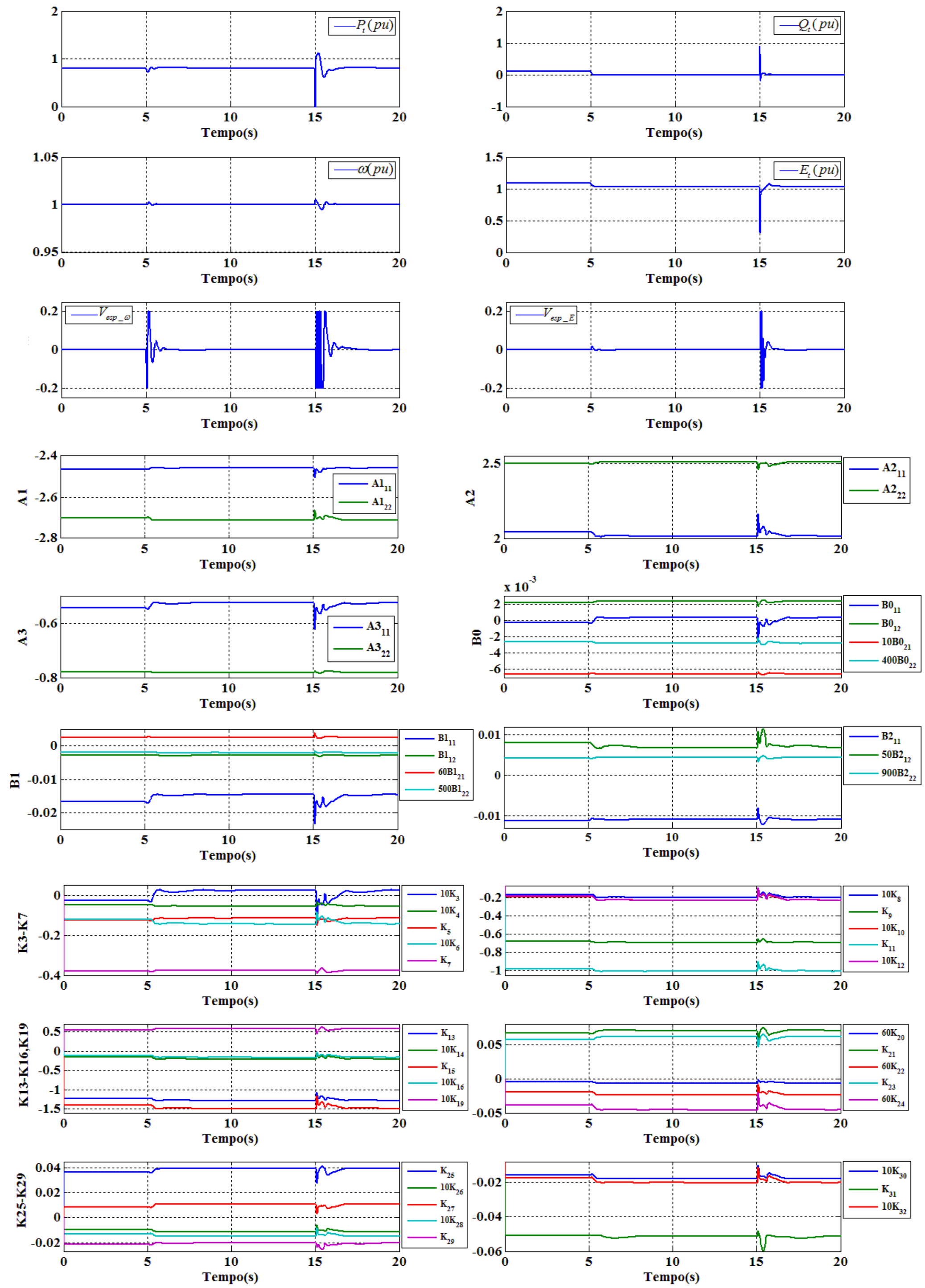
(b)

Figura 4.53 – Resposta ao Teste 4 com o sistema operando com: a) $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.



(a)

Figura 4.54 – Resposta ao Teste 4 com o sistema operando com: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

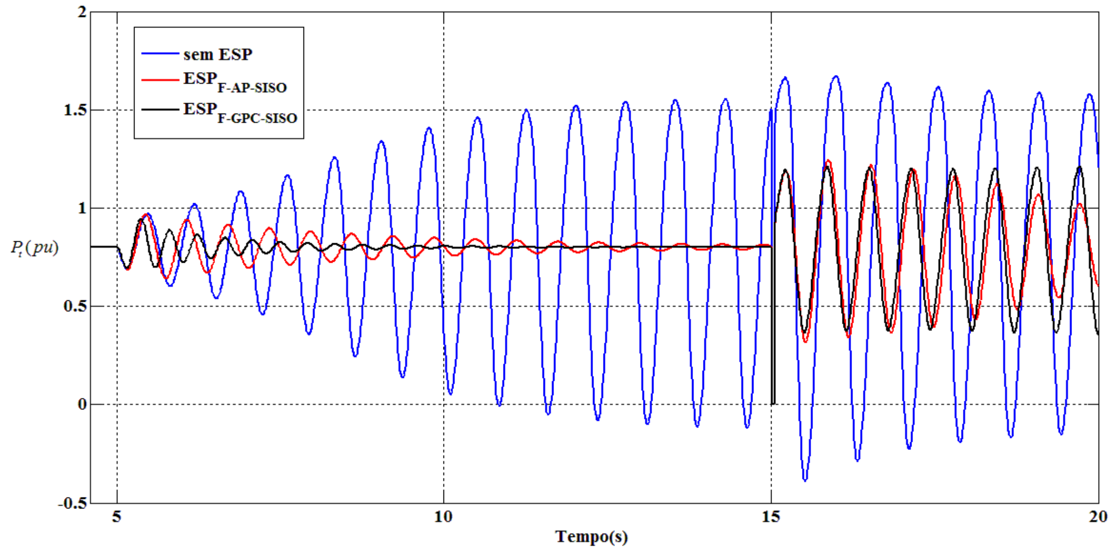


(b)

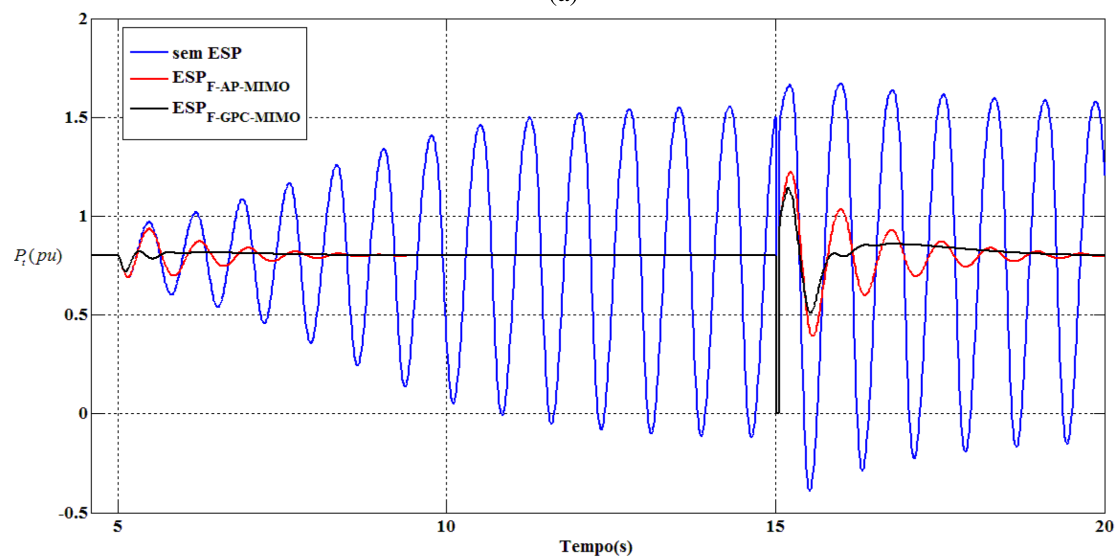
Figura 4.54 – Resposta ao Teste 4 com o sistema operando com: a) $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$; b) $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

Na Figura 4.55 é apresentada a comparação das respostas obtidas no teste 4 para o sinal de potência ativa, P_t, com todas as 8 estratégias de controle avaliadas. A análise da Tabela

4.29 revela que, apesar das saturações dos sinais de controle observadas no teste 4, o melhor desempenho em relação a minimização dos índices J_{ω}, J_P e J_{ESP_P} foi registrado para o controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

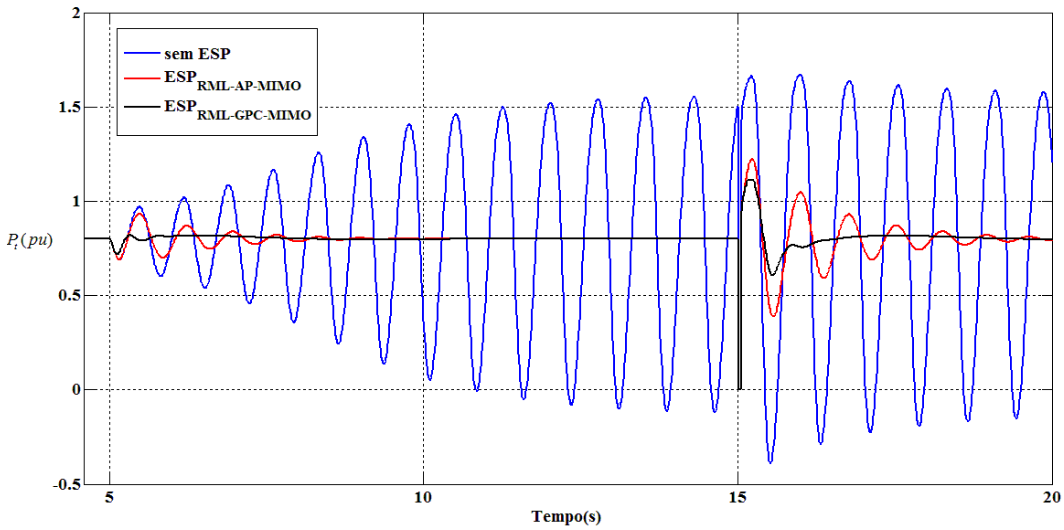


(a)

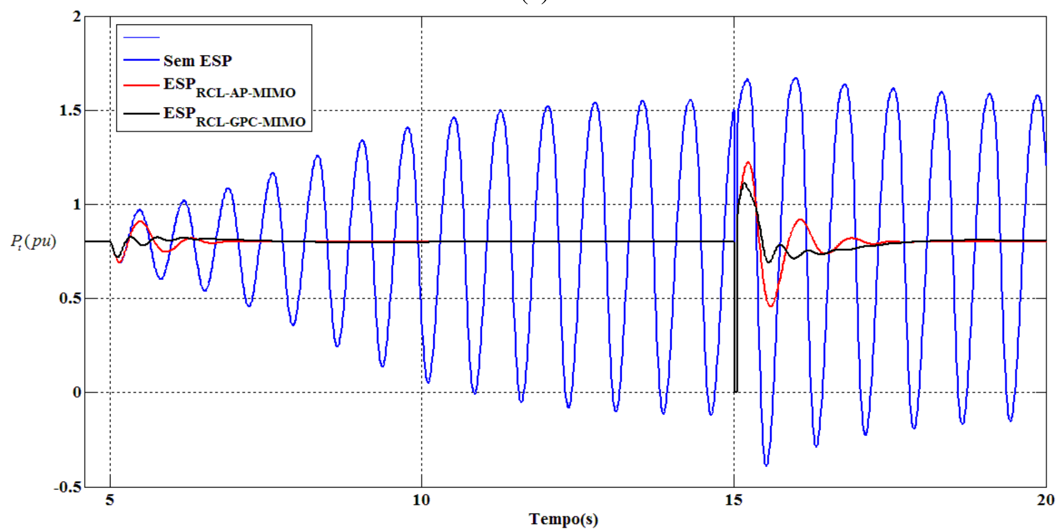


(b)

Figura 4.55 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 4: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com modelo RML; d) controladores fuzzy com modelo RCL.



(c)



(d)

Figura 4.55 – Resposta obtida para o sinal P_t no teste 4: a) controladores fixos SISO; b) controladores fixos MIMO; c) controladores fuzzy com modelos RML; d) controladores fuzzy com modelo RCL.

Tabela 4.29 – Resultado da avaliação de desempenho dos ESPs no Teste 4 (em destaque os melhores resultados obtidos em cada critério analisado).

Condição	J_{ω}	J_P	J_{ESP_P}	J_{ESP_ω}
Sem ESP	$664{,}9786300515468 \times 10^{-7}$	0,219644391812826	-	-
$ESP_{F\_AP\_SISO}$	$41{,}52740630658249 \times 10^{-7}$	0,020289983585817	$1{,}091594156750594 \times 10^{-4}$	-
$ESP_{F\_GPCP\_SISO}$	$45{,}29527938071069 \times 10^{-7}$	0,022622712034397	$16{,}35851830758 \times 10^{-4}$	-
$ESP_{F\_AP\_MIMO}$	$10{,}09919143503643 \times 10^{-7}$	0,006637377237057	$145{,}26685491157 \times 10^{-4}$	$\mathbf{5{,}995899353904006 \times 10^{-4}}$
$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	$6{,}493500530776078 \times 10^{-7}$	0,003500671058156	$3{,}776327774727729 \times 10^{-4}$	$18{,}57814371481 \times 10^{-4}$
$ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$	$5{,}56690336986446 \times 10^{-7}$	0,004920081212435	$74{,}14225147155 \times 10^{-4}$	$8{,}844587025360111 \times 10^{-4}$
$ESP_{RML\_AP\_MIMO}$	$8{,}90396811558453 \times 10^{-7}$	0,006206732446153	$116{,}72168961069 \times 10^{-4}$	$6{,}591427411282142 \times 10^{-4}$
$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$\mathbf{2{,}408380497678523 \times 10^{-7}}$	**0,001927271101573**	$\mathbf{1{,}698962793152679 \times 10^{-4}}$	$10{,}94594929811 \times 10^{-4}$
$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	$4{,}747739709589001 \times 10^{-7}$	0,003074606406798	$3{,}05477735476311 \times 10^{-4}$	$14{,}44887316287 \times 10^{-4}$

4.8 – Conclusões

Na primeira parte deste capítulo foram apresentados os resultados da identificação dos modelos matemáticos utilizados nos projetos de uma parte das estratégias de controle propostas nesta tese. A avaliação do desempenho dos modelos SISO e MIMO durante os procedimentos de identificação revelou que estes modelos representam de forma aproximada as características dos modos oscilatórios presentes no sistema MSBI estudado. Os projetos das 8 estratégias de controle avaliadas foram descritos em forma de tutorial com demonstração numérica dos resultados obtidos em cada etapa. A avaliação de desempenho destes controladores nos 4 testes propostos revelou que a utilização de um sinal de controle estabilizante nas malhas de regulação de velocidade e de tensão pode melhorar o desempenho do sistema MSBI durante os inevitáveis transitórios que sucedem contingências operacionais do tipo curto-circuito, perdas de circuitos de transmissão e alterações nas referências dos sistemas de regulação de velocidade e de tensão.

Os resultados obtidos na avaliação dos índices de desempenho J_ω, J_P, J_{ESP_P} e J_{ESP_ω} com as 8 estratégias de controle propostas nos 4 testes de avaliação apresentados nas Tabelas 4.26 a 4.29 são descritos em forma gráfica na Figura 4.56. Observa-se que dentre as estratégias de controle com parâmetros fixos, as técnicas multivariáveis apresentaram melhor desempenho em todos os testes quando se consideram os índices J_ω e J_P. Dentre as estratégias de controle fuzzy com modelos RML ou RCL, os melhores resultados em relação ao índice J_{ESP_P} foram obtidos com a técnica de projeto GPC.

(a) (b) (c) (d) (e) (f) (g) (h)

Figura 4.56 – Resultados obtidos na avaliação dos índices de desempenho J_{ω}, J_P, J_{ESP_P} e J_{ESP_ω} nos quatro testes realizados: a), c), e) e g) controladores fixos; b), d), f) e h) controladores fuzzy com modelos RML ou RCL.

Na Tabela 4.30 é apresentado o resumo dos melhores resultados obtidos nos 4 testes de avaliação realizados. A cada linha corresponde um teste de avaliação e a cada coluna corresponde um índice de avaliação totalizando dessa forma 16 combinações dos melhores desempenhos por índice em cada teste realizado.

Tabela 4.30 – Resumo da avaliação de desempenho dos ESPs com o sistema MSBI: melhor desempenho por índice de avaliação em cada um dos 4 testes realizados.

Teste	J_{ω}	J_P	J_{ESP_P}	J_{ESP_ω}
1	$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{F\_AP\_SISO}$	$ESP_{F\_AP\_MIMO}$
2	$ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{F\_AP\_MIMO}$
3	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$
4	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{F\_AP\_MIMO}$

Dentre todas as 8 estratégias avaliadas, os 4 controladores multivariáveis com supervisão fuzzy que utilizaram as estruturas não-lineares RML ou RCL ($ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$) apresentaram os melhores desempenhos em 12 das 16 situações analisadas na Tabela 4.30 (correspondente a 75% do total de melhores desempenhos em todos os testes realizados). Quando se considera somente os índices J_{ω} e J_P, em 100% dos casos analisados estas estratégias apresentaram o melhor desempenho. Quando se considera somente o índice J_{ESP_P}, em 75% dos casos analisados estas estratégias apresentaram o melhor desempenho. Quando se considera somente o índice J_{ESP_ω}, em 25% dos casos analisados estas estratégias apresentaram o melhor desempenho. Por esta razão, o autor considera que, quando se analisa somente os resultados obtidos no conjunto de testes realizados neste capítulo, as estratégias que utilizaram as estruturas não-lineares RML ou RCL são as mais adequadas para lidar com as peculiaridades do sistema MSBI estudado, quando se considera o projeto do ESP. No entanto, o preço a ser pago pelo bom desempenho neste caso é o aumento do esforço de controle na malha de velocidade, já que estas estratégias apresentaram melhor desempenho no índice J_{ESP_ω} em apenas 25% dos testes realizados.

Quando se considera somente o universo formado pelas 12 situações onde se registrou o melhor desempenho com um dos 4 controladores multivariáveis com supervisão fuzzy que utilizaram as estruturas não-lineares RML ou RCL, verifica-se que aqueles que foram projetados com a técnica GPC ($ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$) obtiveram melhores resultados em 11 situações (que nesta análise corresponde a 91,6% do total de situações consideradas). Por esta razão, o autor considera que, quando se analisa somente os resultados obtidos no conjunto de testes realizados neste capítulo, a técnica de controle preditivo GPC posicional é a mais adequada para lidar com as peculiaridades do sistema MSBI estudado, quando se considera o projeto do ESP.

Quando se considera somente o universo formado pelas 11 situações onde se registrou o melhor desempenho com os controladores multivariáveis preditivos com supervisão fuzzy que utilizaram a técnica de projeto GPC, verifica-se que a estrutura não-linear RCL apareceu entre os melhores resultados em 8 situações (que nesta análise corresponde a 72,7% do total de situações consideradas). Observa-se ainda que quando se considera somente o teste 3, o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ é imbatível apresentando os melhores resultados em todos os 4 índices analisados. O $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ foi o único controlador que conseguiu o melhor desempenho em todos os índices de avaliação em um único teste. Quando se considera somente o teste 4, o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ apresentou os melhores resultados em 3 dos 4 índices analisados (75% do total) sendo superado apenas pelo controlador $ESP_{F\_AP\_MIMO}$ no índice J_{ESP_ω}. Novamente verifica-se que o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ foi o único controlador que conseguiu o melhor desempenho em 75% dos índices de avaliação em um único teste.

Considerando o exposto acima, o autor considera que dentre todas as 8 estratégias de controle avaliadas neste capítulo, o controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ é o mais adequado para lidar com as peculiaridades do sistema MSBI estudado, quando se considera o projeto do ESP.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos na avaliação das técnicas de controle preditivo em um sistema de potência multimáquinas formado por duas áreas de geração.

5 – Simulações 2: Sistemas Multimáquinas

5.1 - Introdução

No Capítulo 4, a avaliação das estratégias avançadas de controle digital multivariável propostas nesta tese foi realizada por meio de simulação computacional em um sistema do tipo máquina síncrona conectada ao barramento infinito. Para que estas estratégias de controle possam ser utilizadas com segurança em sistemas elétricos de grande porte, também é necessário avaliar os seus desempenhos quando se considera sistemas elétricos de potência multimáquinas. Esta etapa da avaliação, também realizada por meio de simulação computacional, é importante pois permite ao projetista investigar a existência de eventuais deletérios efeitos colaterais provenientes da iteração entre os ESPs preditivos com supervisão fuzzy e os ESPs convencionais instalados nos diversos geradores que formam o sistema elétrico interligado. Portanto, neste capítulo será investigada a possibilidade de utilização da estratégia de controle preditivo com supervisão fuzzy quando se considera um sistema elétrico multimáquinas com modos de oscilação local e inter-área. Para efeito de comparação, os desempenhos destas estratégias serão comparados com o desempenho de ESPs a parâmetros fixos.

O diagrama unifilar do sistema de potência utilizado nas simulações computacionais é apresentado na Figura 5.1. Trata-se de um sistema *benchmark* simples composto de 4 geradores iguais de potência nominal 900MVA cada um, os quais são interligados de modo a formar um sistema de potência contendo 2 áreas de geração, com a área 1 sendo formada pelos geradores G1 e G2 e a área 2 englobando os geradores G3 e G4. O sistema de duas áreas é artificial. O modelo foi criado em um relatório de comissionamento da Ontario Hydro para exemplificar os diferentes tipos de oscilação que podem ocorrer em pequenos e grandes sistemas de potência interligados. (Klein *et al.*, 1991; Kundur *et al.*, 1993)

Embora seja simples, este sistema de potência exibe uma série de fenômenos que normalmente são observados em sistemas de grande porte e por isso ele é muito utilizado para estudar o fenômeno da estabilidade dinâmica de sistemas de potência (Klein *et al.*, 1991; Kundur, 1994; Rogers, 2000). Os dados dos geradores (que são representados pelo modelo 5 apresentado no Anexo A), das linhas de transmissão e dos controladores são fornecidos no Anexo D e também podem ser encontrados em Kundur (1994).

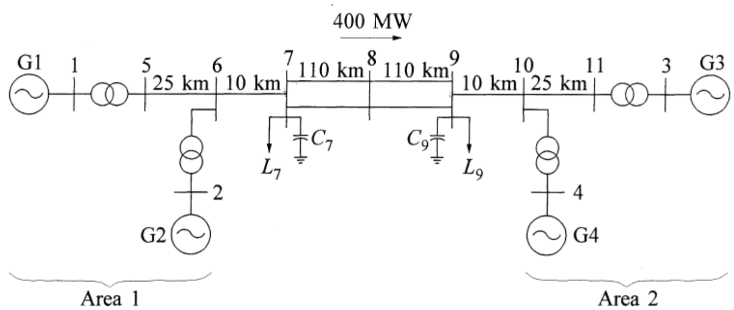


Figura 5.1 – Diagrama unifilar do sistema elétrico com 4 máquinas síncronas.

O sistema multimáquinas exibe 3 modos de oscilação:

- Modo 1 – Modo inter-área resultante da oscilação do grupo de geradores G1-G2 da área 1 contra o grupo de geradores G3-G4 da área 2;
- Modo 2 – Modo local resultante da oscilação de G1 contra G2;
- Modo 3 – Modo local resultante da oscilação de G3 contra G4;

Os sistemas de excitação dos geradores são todos estáticos de ação rápida, e equipados com reguladores de tensão de alto ganho, o que afeta o amortecimento dos modos do sistema, em especial para o caso do modo inter-área, que se torna instável apresentando amortecimento negativo para determinadas condições de operação. Para estas condições, o sistema multimáquinas não poderia operar sem o uso de ESPs para a estabilização do modo inter-área e para melhorar o amortecimento dos modos locais. Em Kundur (1994), foi sugerida a utilização de quatro ESPs convencionais idênticos um para cada gerador do sistema.

O sinal de controle estabilizante também pode ser introduzido de forma simultânea por meio dos sistemas de excitação dos geradores e regulação de velocidade das turbinas, como está sendo proposto nesta tese. Para verificar esta possibilidade, a estratégia de controle preditivo multivariável com supervisão fuzzy $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, proposta neste trabalho e descrita no Capítulo 4, foi utilizada para substituir o ESP convencional do gerador G1. O desempenho desta estratégia será comparado ao desempenho obtido com outras duas estratégias de controle digital preditivo a parâmetros fixos, também apresentadas no Capítulo 4: o $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ e o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. Em todos os testes de avaliação realizados serão mantidos os ESPs convencionais nos geradores da área 2. Nestes testes, optou-se por não utilizar o ESP no gerador G2 quando são utilizadas as estratégias de controle preditivo. Isso evidencia o fato de que a maior parte do amortecimento do modo local entre os geradores G1 e G2 pode ser proveniente da ação de controle do ESP preditivo instalado no gerador G1.

Todos os testes descritos foram realizados utilizando os recursos de simulação disponíveis no ***PowerSim_PredC_Id*** descrito no Capítulo 2.

O posicionamento do controlador, a seleção dos sinais locais mais adequados para realimentação e a seleção das componentes do vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(k)$ são escolhidos considerando um compromisso razoável entre a seleção de uma localização (gerador) com suficiente controlabilidade para o modo alvo e (preferencialmente) uma baixa controlabilidade para os demais modos de oscilação, de maneira a afetá-los minimamente (Barra, 2005).

Para o caso máquina síncrona conectada ao barramento infinito, apresentado no Capítulo 4, foram utilizadas as variáveis de operação potência ativa e reativa para compor o vetor $\tilde{\varphi}(k)$. Existem várias possibilidades de escolha para as variáveis mais adequadas para representar este vetor para o caso de sistemas multimáquinas. Neste trabalho o vetor ponto de operação para o sistema multimáquinas de 4 geradores considera as seguintes variáveis:

- Potência elétrica ativa do gerador G1 (MW);
- Fluxo de potência ativa na linha 7-8 (MW);

Portanto o vetor ponto de operação será representado da seguinte forma:

$$\tilde{\varphi}(k) = \begin{bmatrix} P_1(k) & P_{78}(k) \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

Nos estudos de simulação realizados foi verificado que essa escolha de variáveis como entradas do ESP preditivo fuzzy apresentou um resultado satisfatório para o sistema multimáquinas estudado já que a potência ativa nos terminais do gerador G1 e o carregamento da linha de interligação podem afetar os modos eletromecânicos do sistema. A escolha foi baseada em conhecimentos intuitivos sobre o sistema multimáquinas estudado e também com base em resultados de trabalhos anteriores que demonstraram que a utilização desse conjunto de variáveis é adequada para a implementação de estratégias de controle baseadas em sistemas neurais (Barreiros *et al.*, 2006). No entanto, o autor reconhece que a escolha, tanto do posicionamento do controlador quanto das variáveis do vetor ponto de operação para outros sistemas de potência multimáquinas com maior nível de complexidade deve ser realizada por meio de uma investigação detalhada baseada, por exemplo, em análise modal. Para isso, deveria existir suficiente informação a priori, sobre o sistema multimáquinas, para que o desempenho dos controladores pudesse ser avaliado via simulação, antes de sua efetiva implantação (Barra, 2005).

Os pontos de operação escolhidos para avaliar o comportamento do sistema multimáquinas são apresentados na Tabela 5.1. Foram considerados diferentes níveis de carregamento para o gerador G1 e do fluxo de potência na linha de interligação 7-8.

Tabela 5.1 – Casos base utilizados para avaliar o comportamento do sistema multimáquinas.

ID	Fluxo	Caso	Variáveis (p.u.) P_1	Variáveis (p.u.) P_{78}
1	**7-8**	1a	7,00	4,0
2		1b	1,00	4,0
3		1c	4,00	4,0
4		1d	1,00	1,5
5		1e	4,00	1,5
6		1f	7,00	1,5
7	**8-7**	1g	1,00	-4,0
8		1h	4,00	-4,0
9		1i	7,00	-4,0
10		1j	1,00	-1,5
11		1k	4,00	-1,5
12		1l	7,00	-1,5

No caso base 1a, os geradores da área 1 fornecem aproximadamente 400MW para atender à demanda de potência ativa da área 2. Nesta condição observa-se um modo inter-área instável com amortecimento negativo (f = 0,61 Hz e ζ = –0,008) e os dois modos locais apresentam uma frequência de oscilação de aproximadamente 1Hz e, embora sejam estáveis nesta condição, apresentam um amortecimento relativo baixo (ζ = 0,07).

Utilizando a função *linmod*, do Matlab® foi possível linearizar o sistema multimáquinas para avaliar os seus modos oscilatórios. O resultado desta análise, para o caso base 1a, é apresentado na Tabela 5.2, onde são apresentados os valores do amortecimento e da frequência dos 3 modos de oscilação.

Tabela 5.2 – Resultado da análise modal do sistema multimáquina para o caso base 1a. Modos oscilação e *mode-shapes* (magnitude e fase).

Modo de Oscilação		ξ^{MODAL}	ω_n^{MODAL} (Hz)	***Mode-shapes*** G1	G2	G3	G4
1	+0,0521 ± j 3,9167	-0,008	0,61	0,7568 ∠56,34°	0,4409 ∠69,40°	1,00 ∠-108,17°	0,9155 ∠-110,02°
2	-0,5107 ± j 6,0199	0,07	1,14	0,9453 ∠139,46°	1,00 ∠-34,54°	0,1096 ∠177,55°	0,0558 ∠6,77°
3	-0,5508 ± j 6,1997	0,07	1,17	0,1905 ∠-67,90°	0,2005 ∠121,64°	0,9454 ∠95,71°	1,00 ∠-74,10°

Nas Figuras 5.2 a 5.4, são apresentados os gráficos polares dos *mode-shapes* de velocidade normalizados de cada um dos modos de oscilação.

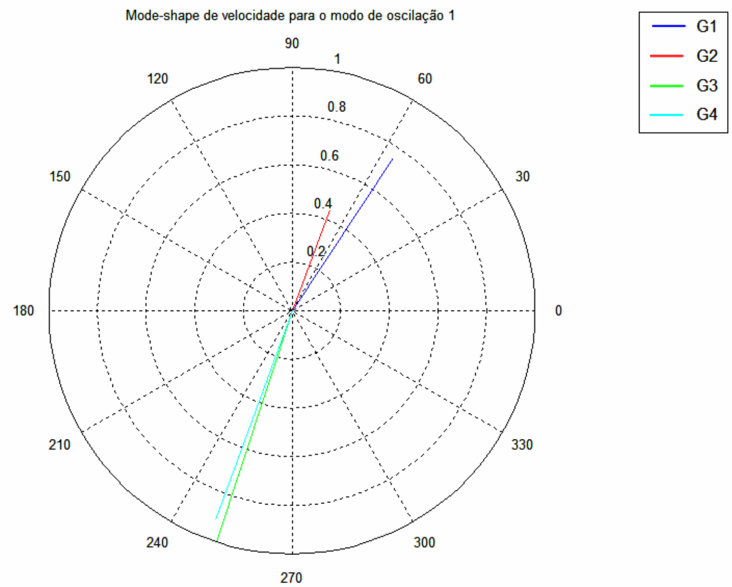


Figura 5.2 – *Mode-shape* de velocidade para o modo de oscilação 1.

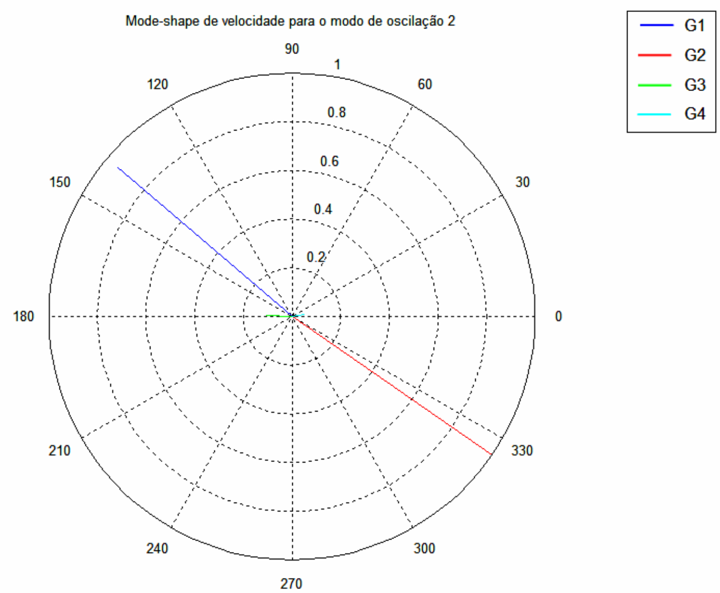


Figura 5.3 – *Mode-shape* de velocidade para o modo de oscilação 2.

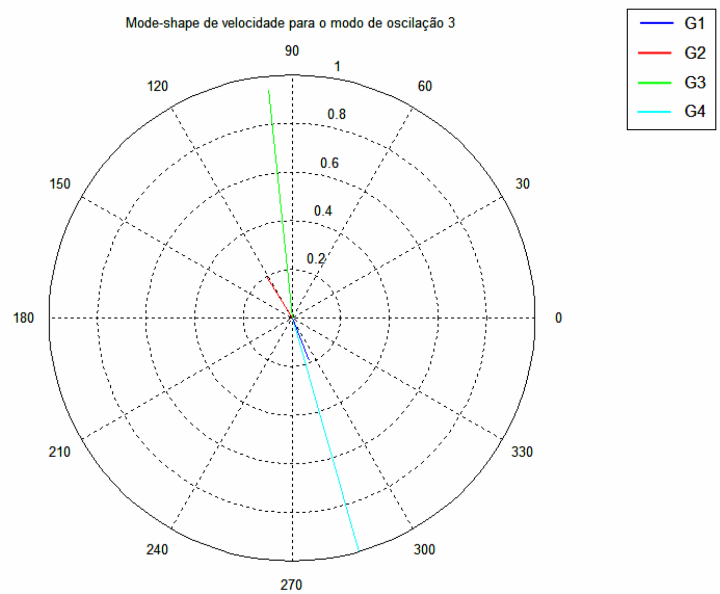


Figura 5.4 – *Mode-shape* de velocidade para o modo de oscilação 3.

A análise dos gráficos das Figuras 5.2 a 5.4 e da Tabela 5.2 revela que o modo de oscilação 1 representa a oscilação inter-área resultante da iteração entre os grupos de geradores G1-G2 e G3-G4. No caso base 1a, este modo é instável. Os modos de oscilação 2 e 3 são relacionados aos modos locais dos geradores G1-G2 e G3-G4, respectivamente.

5.2 - Identificação dos parâmetros dos modelos do sistema de potência

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos com o procedimento de identificação dos modelos SISO e MIMO utilizados nos projetos das estratégias de controle $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. Em todos os testes de identificação realizados a condição inicial do sistema de potência é o caso base 1a e os geradores da área 1 operam sem ESP. Os modelos identificados são do tipo ARX e o método de estimação utilizado foi o de mínimos quadrados não-recursivo.

5.2.1 – Identificação não-recursiva do modelo SISO

O teste realizado para identificar o modelo SISO na condição operacional do caso base 1a é apresentado na Figura 5.5.

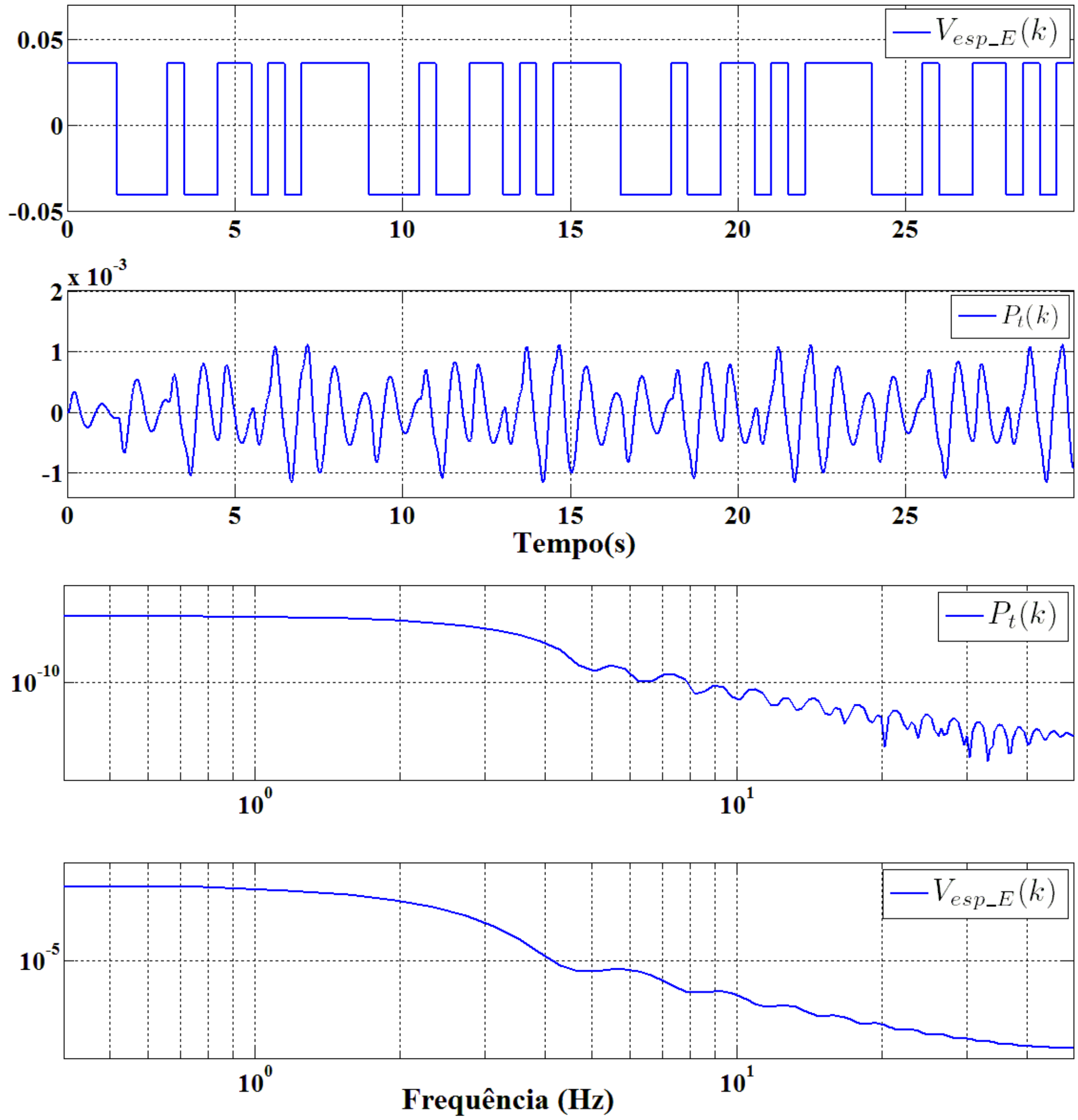


Figura 5.5 – Procedimento de Identificação do modelo SISO representativo do sistema multimáquinas no caso base 1a – Etapa 1.

Durante o teste quatro perturbações SBPA idênticas foram aplicadas à entrada $V_{esp\_E}(k)$ do sistema de excitação do gerador G1, somando-se ao sinal $E_r(k)$ na Figura A.1, enquanto o sinal de potência ativa do gerador G1, $P_t(k)$, é observado totalizando 30s de teste, aproximadamente. As características da perturbação SBPA utilizada no teste são apresentadas na Tabela 5.3, sendo L o comprimento de uma SBPA ($L = \mathrm{T_b} * (2^n - 1)$).

Tabela 5.3 – Características do sinal SBPA utilizado no teste de identificação do modelo SISO na condição operacional do casa base 1a.

Característica	Valor
T_b	250ms
N	5
L	7,75 s
$E_{fd}(0)$	1,9177pu
AMP_{SBPA}	0,02* $E_{fd}(0)$
$fmin_{\text{SBPA}}$	0,12903 Hz
$fmax_{\text{SBPA}}$	1,76 Hz

Seguindo o mesmo procedimento adotado no Capítulo 4 para o caso do sistema máquina síncrona conectada ao barramento infinito, os dados do teste de identificação foram utilizados para escolher a estrutura do modelo matemático representativo da dinâmica da malha de excitação do gerador G1. Foi utilizada a seguinte estrutura ARX monovariável:

$$\frac{\Delta P_t(k)}{V_{esp\_E}(k)} = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-1}(\sum_{i=0}^{n_a} b_i q^{-i})}{(1+\sum_{i=1}^{n_b} a_i q^{-i})} \tag{5.2}$$

onde: $V_{esp\_E}(k)$ representa o sinal da tensão aplicado na entrada do sistema de excitação do gerador G1 (ver Figura A.1 disponível no Anexo A) e ΔP_t representa o desvio de potência elétrica ativa medida nos terminais de saída do gerado G1. O sinal $\Delta P_t(k)$ é obtido de acordo com a Eq. (4.2).

A escolha da ordem (os valores de n_a, n_b e d), e do intervalo de amostragem T_s foi realizada analisando a relação de custo e benefício entre a complexidade estrutural do modelo e a sua capacidade de interpretar corretamente uma parte da informação dinâmica presente na massa de dados do ensaio de identificação. Para simplificar esta análise, somente modelos com d = 1 serão considerados. A função $FIT(y)$, Eq. (4.34), foi utilizada para avaliar a capacidade de predição da saída. A função $Erro_{\omega_n}$, Eq. (4.35), foi utilizada para medir o erro de estimação da frequência natural do modo eletromecânico dominante e a função $Erro_{\xi}$, Eq. (4.36), foi utilizada para medir o erro de estimação do amortecimento, ξ, do modo eletromecânico dominante. Os valores de ξ^{MODAL} e ω_n^{MODAL} são obtidos por meio da linearização do sistema de potência na condição do caso base 1a.

Os dados de entrada e saída do teste de identificação foram divididos em 4 partes iguais cada uma correspondendo a uma SBPA: a primeira foi desprezada; a segunda foi utilizada na estimação dos parâmetros dos modelos; e a terceira parte foi utilizada para a validação dos modelos. O método de estimação utilizado foi o de mínimos quadrados não-recursivo apresentado na Seção 3.2.2. Na Tabela 5.4, são apresentados os valores obtidos para as funções $Erro_{\xi}$, $Erro_{\omega_n}$ e $FIT(\Delta P_t)$ para os modelos de ordem 2 a 6 com intervalo de amostragem de 100ms.

Tabela 5.4 – Resultado da avaliação dos índices $Erro_{\xi}$, $Erro_{\omega_n}$ e $FIT(y)$ para os modelos SISO de ordem 2 a 6 na condição operacional do caso base 1a.

Modelo	$Erro_{\xi}$	$Erro_{\omega_n}$	$FIT(\Delta P_t)$
ARX221	19,200597910924614	11,471511458453302	75,628576773160432
ARX331	28,548333496301108	12,952739745166458	74,173794345553290
ARX441	46,953544167018549	4,568012541685406	83,395032812158789
ARX551	27,065650554321351	2,688760849213765	84,382775996937170
ARX661	6,817684935912915	2,443316658604146	90,268033677173918

Em relação à função $FIT(y)$, verifica-se que os modelos de ordem 2 e 3 apresentam os piores desempenhos. Os modelos de ordem 4 e 5 apresentam desempenhos aproximadamente iguais neste critério de avaliação enquanto que o modelo de ordem 6 apresenta desempenho um pouco superior aos demais. Em relação ao erro na estimação da frequência do modo de oscilação, $Erro_{\omega_n}$, os melhores desempenhos são registrados para os modelos de ordem 4 a 6.

Na Figura 5.6, é apresentado o espectro de frequência dos modelos de ordem 2 a 6 com intervalo de amostragem de 100ms. A linha vertical vermelha indica a frequência do modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2. A comparação das magnitudes das respostas revela o comportamento no domínio da frequência é aproximadamente igual nos modelos e que todos conseguem capturar o modo de oscilação local com boa precisão. A fase das respostas também apresenta um comportamento semelhante em todos os modelos.

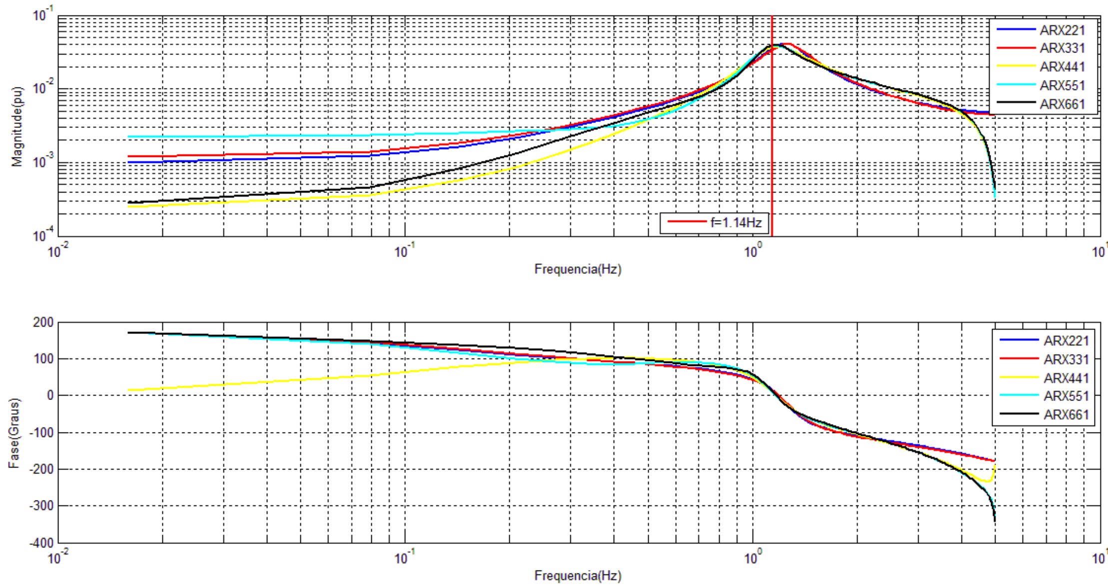


Figura 5.6 – Comparação da resposta em frequência dos modelos de ordem 2 a 6.

Na Figura 5.7, é apresentada a resposta ao degrau dos modelos de ordem 2 a 6 com intervalo de amostragem de 100ms. Todos os modelos conseguem reproduzir de forma semelhante o comportamento oscilatório observado no sinal de potência ativa após a aplicação de um degrau unitário.

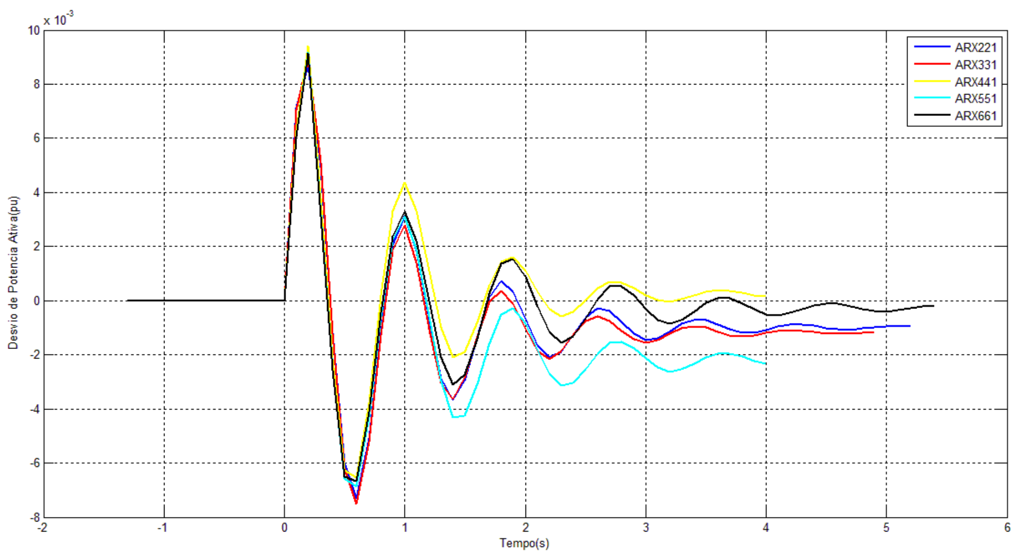


Figura 5.7 – Comparação da resposta ao degrau dos modelos de ordem 2 a 6.

Como o modelo de ordem 4 apresenta boa capacidade de predição nos critérios avaliados e baixa complexidade estrutural ele será escolhido para representar a dinâmica da malha de excitação do gerador G1. Na Figura 5.8, é apresentada a localização dos polos e zeros do modelo de 4ª ordem no plano-*z*. Na Tabela 5.5, são apresentados os valores dos parâmetros identificados.

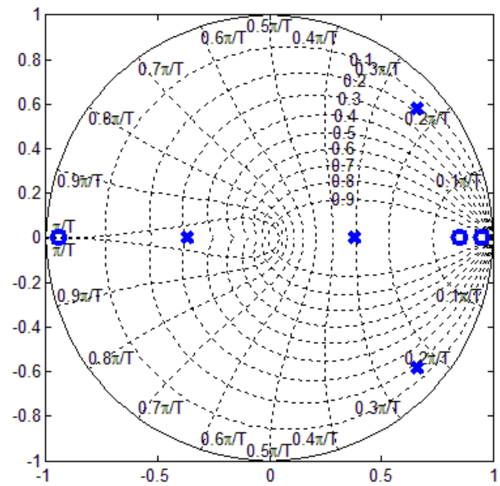


Figura 5.8 - Diagrama de polos e zeros do modelo SISO de 4ª ordem representativo da dinâmica do sistema de excitação no caso base 1a.

Tabela 5.5 - Parâmetros de modelo de 4ª ordem SISO representativo do sistema de potência no caso base 1a.

Coeficientes	a_1	a_2	a_3	a_4
Valor	-1,351132632048500	0,670069201955328	0,168494364965341	-0,108705828607873
Coeficientes	b_0	b_1	b_2	b_3
Valor	0,006297587416788	-0,005385816179965	-0,005629433165486	0,004808844471090

5.2.2 – Identificação não-recursiva do modelo MIMO

O teste realizado para identificar o modelo MIMO na condição operacional do caso base 1a é apresentado na Figura 5.9. Durante o teste dois sinais de perturbação do tipo SBPA foram utilizados:

a) O primeiro sinal foi aplicado na entrada $V_{esp\_E}(k)$ do sistema de excitação do gerador G1, somado ao sinal $E_r(k)$ na Figura A.1;

b) O segundo sinal foi aplicado na entrada $V_{esp\_\omega}(k)$ do sistema de atuação hidráulica do gerador G1, somado ao sinal $u_g(k)$ na Figura A.3.

Os sinais de desvio de potência ativa, $\Delta P_t(k)$, e desvio de velocidade, $\Delta\omega(k)$, do gerador G1 são observados durante o teste. As características das perturbações SBPA utilizadas são apresentadas na Tabela 5.6. Foram aplicadas 4 SBPAs idênticas em cada entrada totalizando 30s de teste, aproximadamente.

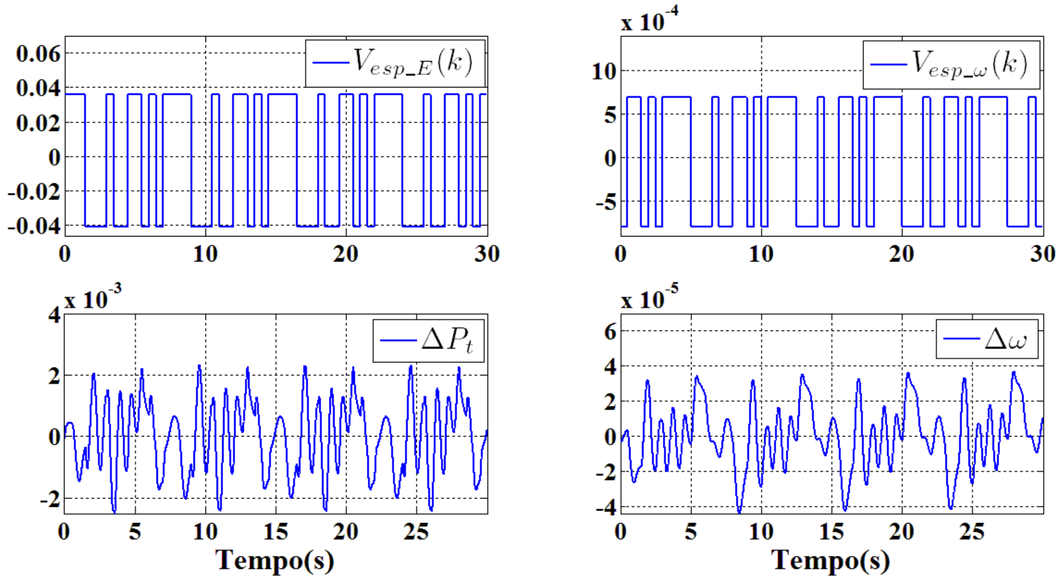


Figura 5.9 – Procedimento de Identificação do modelo MIMO representativo do sistema multimáquinas no caso base 1a – Etapa 1.

Tabela 5.6 – Características dos sinais SBPA utilizados no teste de identificação do modelo MIMO na condição operacional do caso base 1a.

Característica	SBPA1 – Malha de velocidade	SBPA 2 – Malha de excitação
T_b	250ms	250ms
n	5	5
L	7,75s	7,75s
$E_{fd}(0)$	-	1,9177 pu
$g(0)$*	0,7444 pu	-
AMP_{SBPA}	0,001*$g(0)$	0,02*$E_{fd}(0)$
$fmin_{\text{ SBPA}}$	0.12903Hz	0.12903Hz
$fmax_{\text{SBPA}}$	1.76 Hz	1.76 Hz

* $g(0)$ é o valor da abertura inicial do distribuidor em pu

Seguindo o mesmo procedimento adotado no Capítulo 4 para o caso do sistema máquina síncrona conectada ao barramento infinito, os dados do teste de identificação foram utilizados para escolher a estrutura do modelo matemático representativo da dinâmica da malha de excitação e de velocidade do gerador G1. O modelo MIMO que será considerado neste trabalho é do tipo CARMA, conforme apresentado a seguir:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}(q^{-1})\mathbf{y}(k) &= \mathbf{B}(q^{-1})\mathbf{u}(k-1)+\mathbf{C}(q^{-1})\mathbf{e}(k)\\
\mathbf{u}(k) &= \left[V_{esp_\omega}(k)\ V_{esp_E}(k)\right]^T\\
\mathbf{y}(k) &= \left[\Delta P_t(k)\ \Delta\omega(k)\right]^T\\
\mathbf{A}(q^{-1}) &= I + A_1 q^{-1} + \cdots + A_{n_a} q^{-n_a}\\
\mathbf{B}(q^{-1}) &= B_0 + B_1 q^{-1} + \cdots + B_{n_b} q^{-n_b}\\
\mathbf{C}(q^{-1}) &= I + C_1 q^{-1}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

onde: os termos A_i e B_i são coeficientes matriciais de dimensão R^{2x2}; $V_{esp\_\omega}(k)$ é o sinal de controle somado ao sinal $u_g(k)$ na entrada da unidade de atuação hidráulica; $\Delta P_t(k)$ é o desvio de potência elétrica ativa, obtido por meio da Eq. (4.2); e $\Delta\omega(k)$ é o desvio de velocidade, obtido por meio da Eq. (4.5). Será utilizada a estrutura diagonal para os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{C}(q^{-1})$, conforme descrito na Eq. (4.26);

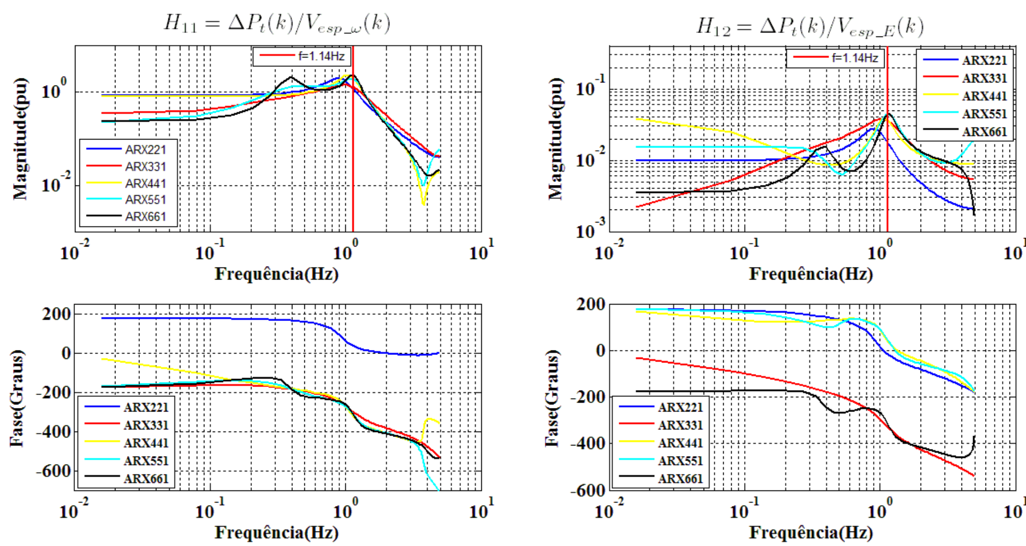
A análise da relação custo/benefício entre a complexidade estrutural (custo) do modelo e a sua capacidade interpretativa (benefício) foi realizada de forma análoga ao procedimento que foi utilizado na identificação do modelo monovariável. O método de estimação utilizado foi o de mínimos quadrados não-recursivo multivariável, equivalente ao apresentado na Seção 3.2.3. Na Tabela 5.7, são apresentados os valores das funções $Erro_\xi$, $Erro_{\omega_n}$ e $FIT(y)$ para os modelos MIMO de ordem 2 a 6 com intervalo de amostragem de 100ms. Os maiores erros na estimação do amortecimento e da frequência do modo oscilatório local são registrados para os modelos de ordem 2 e 3. Os melhores resultados obtidos nos critérios $FIT(\Delta P_t)$ e $FIT(\Delta\omega)$ são obervados quando se utiliza o modelo de ordem 6 sendo que os modelos de ordem 5 e 4 apresentam um desempenho aproximadamente semelhante nestes índices. Considera-se, portanto, que um intervalo de amostragem de 100ms é adequado para o modelo MIMO que representa a dinâmica da malha de excitação e de velocidade do gerador G1.

Tabela 5.7 – Resultado da avaliação dos índices $Erro_\xi$, $Erro_{\omega_n}$ e $FIT(y)$ para os modelos MIMO de ordem 2 a 6 na condição operacional do caso base 1a.

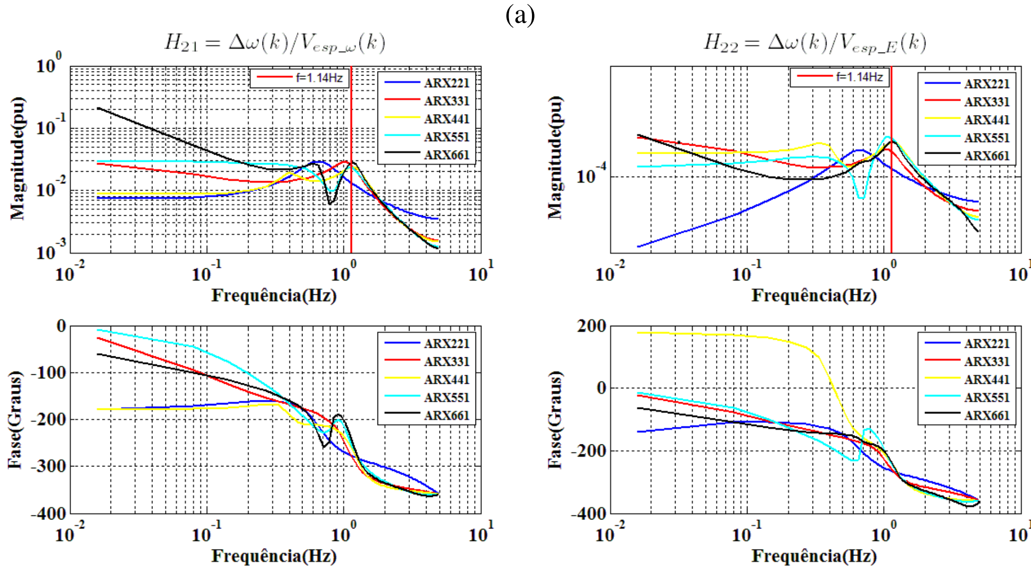
Modelo	$Erro_\xi$	$Erro_{\omega_n}$	$FIT(\Delta P_t)$	$FIT(\Delta\omega)$
ARX221	85,039327902025619	16,045689839322627	26,049191928520663	32,707895027706854
ARX331	94,172491178364965	4,277923129883445	29,765240129224225	28,939764992635851
ARX441	32,565581793370143	3,412942099503421	47,826420896409630	29,339649582010342
ARX551	33,831088029476611	3,731548495823154	56,263022780266802	36,281181696129252
ARX661	18,280348092396366	4,158883945228939	63,366479013258136	43,840384739043060

Uma vez escolhido o intervalo de amostragem, foi realizada uma analise do comportamento no domínio do tempo e da frequência do modelo MIMO conforme a sua ordem é alterada (parâmetros n_a e n_b).

Na Figura 5.10, é apresentado o espectro de frequência dos modelos multivariáveis de ordem 2 a 6 com intervalo de amostragem de 100ms. A linha vertical vermelha indica a frequência do modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2. A comparação das magnitudes das respostas para a função de transferência $H_{11} = \Delta P_t / V_{esp\_\omega}$ revela que os modelos de ordem 4, 5 e 6 conseguem estimar o modo de oscilação local com boa precisão, confirmando os resultados da função $Erro_{\omega_n}$ apresentados na Tabela 5.7. Já os modelos de ordem 2 e 3 apresentam um erro um pouco maior ao tentar estimar a frequência de oscilação. A comparação das fases das respostas para a função de transferência $H_{11} = \Delta P_t / V_{esp\_\omega}$ revela um comportamento semelhante em todos os modelos com exceção do modelo de ordem 2. O modelo multivariável de ordem 4 apresentou boa capacidade interpretativa das informações presentes no teste de identificação e baixa complexidade estrutural em relação aos modelos de ordem 5 e 6 e por isso ele será utilizado neste trabalho para representar a dinâmica do sistema de excitação e regulação de velocidade do gerador G1.



(a)



(b)

Figura 5.10 – Comparação da resposta em frequência dos modelos MIMO de ordem 2 a 6 identificados com intervalo de amostragem de 100ms: a) Saída = $\Delta P_t(k)$; b) Saída = $\Delta\omega(k)$.

Os coeficientes do modelo identificado são apresentados a seguir na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Coeficientes do Modelo MIMO de ordem 4 na condição operacional do caso base 1a.

Coeficientes	A_1	A_2	A_3
Valor	$\begin{bmatrix} -2,5776 & 0 \\ 0 & -3,0558 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2,7552 & 0 \\ 0 & 3,8254 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1,4319 & 0 \\ 0 & -2,3607 \end{bmatrix}$
Coeficientes	A_4	B_0	B_1
Valor	$\begin{bmatrix} 0,2800 & 0 \\ 0 & 0,6223 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,0199 & 0,0088 \\ -0,0023 & -0,000027 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0,0863 & -0,0183 \\ 0,0009 & 0,0000027 \end{bmatrix}$
Coeficientes	B_2	B_3	C_1
Valor	$\begin{bmatrix} 0,0054 & 0,0102 \\ 0,0041 & 0,000074 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,1312 & 0,00017 \\ -0,0030 & -0,00006 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

Na Figura 5.11, são apresentados os diagramas de polos e zeros em todas as malhas do modelo identificado.

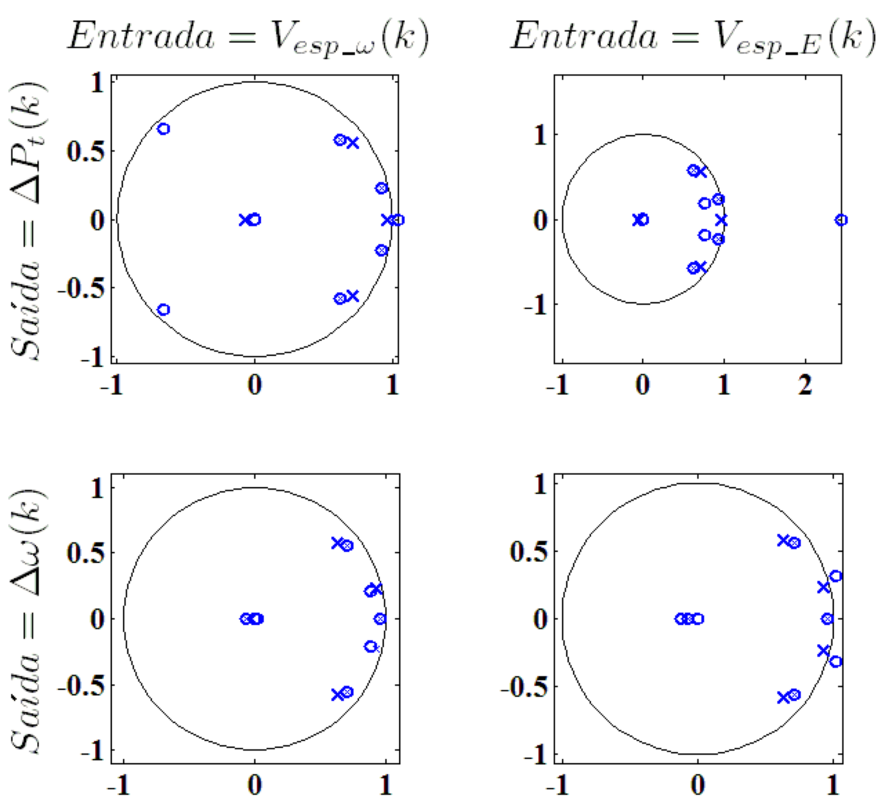


Figura 5.11 - Diagrama de polos e zeros do modelo MIMO de ordem 4 representativo da dinâmica do sistema de excitação e regulação de velocidade no caso base 1a.

Na Figura 5.12, é apresentada a comparação entre a resposta obtida com os dados de validação e a resposta simulada do modelo identificado.

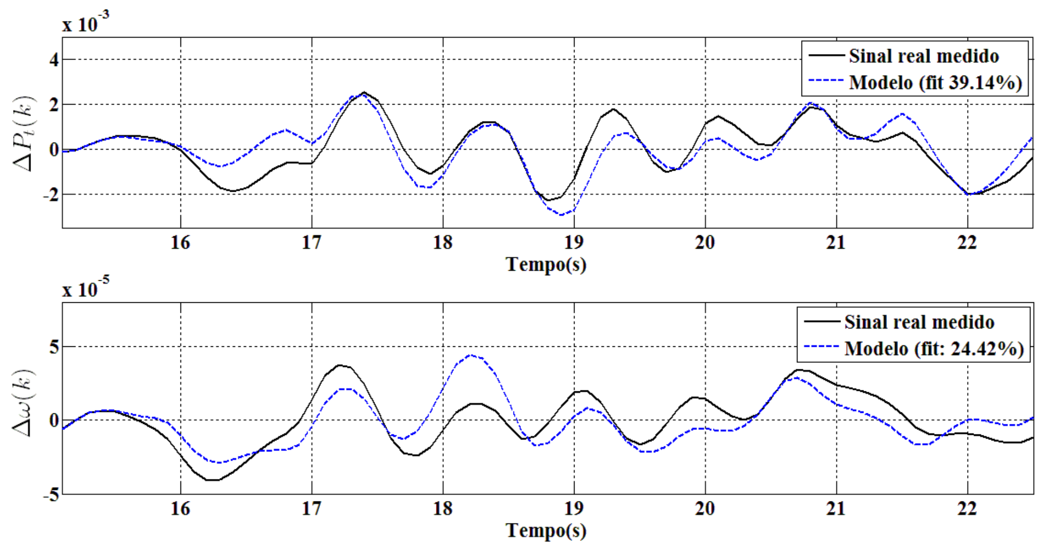


Figura 5.12 – Comparação entre os dados de validação e a resposta do modelo MIMO de ordem 4 representativo da dinâmica do gerador G1 no caso base 1a.

5.3 - Projetos dos controladores digitais a parâmetros fixos

Uma vez obtidos os parâmetros dos modelos locais SISO e MIMO, na condição operacional do caso base 1a, estes foram então utilizados nos projetos de dois controladores digitais preditivos a parâmetros fixos propostos neste capítulo:

a) O primeiro é monovariável e tem a mesma estrutura do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ apresentado no Capítulo 4 Seção 4.3.2;
b) O segundo é multivariável e tem a mesma estrutura do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ apresentado no Capítulo 4 Seção 4.4.2.

Nos dois controladores foi utilizado o método de projeto GPC posicional em suas versões monovariável e multivariável, descritas nas Seções 3.3.3 e 3.3.4, respectivamente. O intervalo de amostragem utilizado foi de 100ms. O objetivo do projeto destes controladores foi, neste caso, ampliar o amortecimento, isso sem afetar substancialmente o valor da frequência natural de oscilação, do modo de oscilação local resultante da oscilação do gerador G1 contra o gerador G2. Os dois controladores a parâmetros fixos serão utilizados para fins de comparação de desempenho com o controlador preditivo com supervisão fuzzy $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

5.3.1 - Projeto do controlador $ESP_{F\_GPC\_SISO}$

Para fins de comparação de desempenho, nos teste de avaliação do controlador preditivo com supervisão fuzzy será utilizado um controlador a parâmetros fixos monovariável com a mesma estrutura do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ apresentado no Capítulo 4. O procedimento de projeto adotado para o caso do sistema multimáquinas é o mesmo que foi descrito na Seção 4.3.2 para o caso máquina síncrona conectada ao barramento infinito. Foi utilizado o modelo de ordem 4 ARX SISO, cuja estrutura é apresentada na Eq. (5.2) e que foi identificado pelo procedimento descrito na Seção 5.2.1. Portanto, os parâmetros de projeto necessários para implementar o algoritmo do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ são:

- N_1, N_2, N_u, λ;
- Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ do modelo ARX SISO da Eq. (5.2) estimados de forma não-recursiva;

5.3.1.1 – Influência do parâmetro λ sobre o comportamento do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$

A influência do parâmetro de projeto λ sobre o comportamento do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ foi avaliada analisando os índices de desempenho quadráticos J_P e J_ω, definidos nas Eqs. (4.44) e (4.45), respectivamente. Adicionalmente para medir a iteração entre a estratégia de controle preditivo e as outras estruturas de controle utilizadas no sistema multimáquinas os seguintes índices de desempenho quadrático devem ser minimizados:

- Média no tempo da integral quadrática da diferença angular entre G1 e G2:

$$J_{\delta 12} = \frac{1}{T}\int_0^T [\delta_1(t) - \delta_2(t)]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}[\delta_1(k) - \delta_2(k)]^2 \tag{5.4}$$

- Média no tempo da integral quadrática da diferença angular entre G1 e G3:

$$J_{\delta 13} = \frac{1}{T}\int_0^T [\delta_1(t) - \delta_3(t)]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}[\delta_1(k) - \delta_3(k)]^2 \tag{5.5}$$

sendo: $\delta_1(k)$, $\delta_2(k)$ e $\delta_3(k)$ os ângulos dos rotores dos geradores em relação ao frame de referência da tensão terminal dos geradores G1, G2 e G3, respectivamente; n é o número total de amostras analisadas.

Os índices $J_{\partial 12}$ e $J_{\partial 13}$ estão relacionados à diferença angular entre os rotores dos geradores G2 (na área 1) e de G3 (na área 2), em relação ao ângulo do rotor de G1, respectivamente. Quanto menor os valores destes índices, menor é a oscilação dos modos local entre G1 e G2 e inter-área presentes no sistema multimáquinas estudado.

Foi executado um teste de duração total de 10s e que consistiu em aplicar um curto-circuito trifásico de duração 100ms na barra 8 em t = 5s com o sistema de potência operando inicialmente na condição operacional do caso base 1a. Com o ESP$_{F_GPC_SISO}$ implantado no sistema de excitação do gerador G1, os índices J_P, J_ω, $J_{\delta 12}$ e $J_{\delta 13}$ foram então calculados para diferentes valores de λ. Na Figura 5.13, são apresentados os resultados obtidos para $[N_1\ N_2\ N_u] = [1\ 8\ 1]$. Verifica-se que o valor mínimo de $J_{\delta 12}$ é obtido para $\lambda = 3x10^{-3}$ (linha vermelha) e o valor mínimo de $J_{\delta 13}$ é obtido para $\lambda = 8x10^{-4}$ (linha azul), aproximadamente. O mínimo do índice J_P é alcançado em $\lambda = 3x10^{-3}$ (linha preta). O índice J_ω não apresenta variação significativa para $\lambda \geq 0{,}001$.

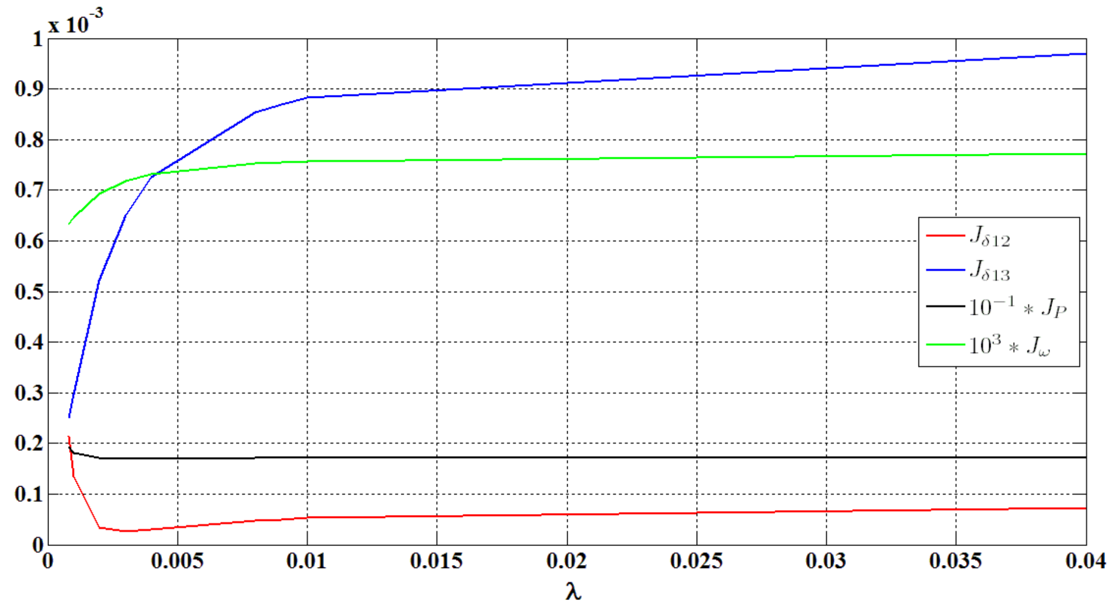


Figura 5.13 – Resultado da avaliação da influência do parâmetro de projeto λ sobre o comportamento do ESP$_{F_GPC_SISO}$ para o caso base 1a.

A análise do comportamento do ESP$_{F_GPC_SISO}$ durante o teste revela que o desempenho deste controlador em relação ao amortecimento do modo local, relacionado à minimização do índice $J_{\delta 12}$, e o amortecimento do modo inter-árera, relacionado à minimização do índice $J_{\delta 13}$, são objetivos conflitantes em algumas condições operacionais não sendo possível, nessas situações, obter o melhor desempenho na minimização dos dois índices para uma única escolha do parâmetro λ. Observa-se que esta análise é valida para outras combinações dos parâmetros $[N_1\ N_2\ N_u]$. Portanto, a escolha do parâmetro λ, dada uma combinação qualquer de parâmetros $[N_1\ N_2\ N_u]$, deve levar em consideração a relação entre o custo e o benefício de amortecer mais o modo de oscilação local em detrimento do prejuízo no amortecimento do modo inter-área, e vice-versa, dependendo do objetivo do projeto do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$.

Neste trabalho o parâmetro λ deve ser escolhido de modo a obter o menor valor possível para os índices $J_{\delta 12}$ e $J_{\delta 13}$. Não sendo possível tal escolha, deve ser privilegiada a minimização de $J_{\delta 12}$ já que, por definição de projeto, o objetivo principal do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ é melhorar o amortecimento do modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2. Levando em consideração esta premissa, os detalhes do projeto do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ são apresentados na Tabela 5.9. Observa que a escolha do parâmetro λ privilegiou a minimização do índice $J_{\delta 12}$. Conforme será visto na Seção 5.5, esta escolha não provocou deterioração considerável no amortecimento do modo inter-área durante os testes de avaliação realizados.

Tabela 5.9 – Detalhes do projeto do $ESP_{F\_GPC\_SISO}$.

Parâmetro	Valor
Condição Operacional	Caso base 1a
Modelo	SISO ARX 441 - Eq. (5.2). Coeficientes identificados na Tabela 5.8
T_s	100ms
λ	2,3 x 10^{-3}
$[N_1\quad N_2\quad N_u]$	[1 8 1]
$\mathbf{G}$, K	$\mathbf{G}=\begin{bmatrix}0{,}006297587416788\\0{,}003123059682035\\-0{,}005629584691864\\-0{,}005951245212374\\-0{,}004110343785445\\-0{,}000277825399154\\0{,}002769618431430\\0{,}003973918808381\end{bmatrix}$ $K=\begin{bmatrix}2{,}563164892214744\\1{,}271108506083585\\-2{,}291282817523062\\-2{,}422201040457857\\-1{,}672940475220591\\-0{,}113077002691427\\1{,}127255289755715\\1{,}617414495430464\end{bmatrix}^T$

5.3.2 - Projeto do controlador $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$

Para fins de comparação de desempenho, nos teste de avaliação do controlador preditivo com supervisão fuzzy será utilizado um controlador a parâmetros fixos multivariável com a mesma estrutura do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ apresentado no Capítulo 4. O procedimento de projeto adotado para o caso do sistema multimáquinas é o mesmo que foi descrito na Seção 4.4.2. Foi utilizado o modelo CARMA MIMO de ordem 4, cuja estrutura é apresentada na Eq. (5.2), que foi identificado pelo procedimento descrito na Seção 5.2.2. Portanto, os parâmetros de projeto necessários para implementar o algoritmo do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ são:

- $N_1, N_2,\ N_3$ e λ;
- Os polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ do modelo CARMA MIMO da Eq. (5.2) estimados de forma não-recursiva;
- O polinômio $\mathbf{C}(q^{-1})$ da Eq. (5.2), especificado pelo projetista;

5.3.2.1 – Influência do parâmetro λ no comportamento do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$

A influência do parâmetro de projeto λ sobre o comportamento do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ foi avaliada analisando os índices de desempenho quadráticos J_P, J_ω, $J_{\delta 12}$, $J_{\delta 13}$ utilizando o mesmo procedimento de teste que foi descrito na Seção 5.3.1.1 com o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ implantado no sistema de excitação do gerador G1. Na Figura 5.14, são apresentados os resultados obtidos para $[N_1\ N_2\ N_3] = [1\ 2\ 1]$. Verifica-se que os valores mínimos de $J_{\delta 13}$ e J_ω são obtidos para $\lambda = 0.3$. Já o índice $J_{\delta 12}$ apresenta mínimo em $\lambda = 0.5$, aproximadamente. Os detalhes do projeto do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ são apresentados na Tabela 5.10.

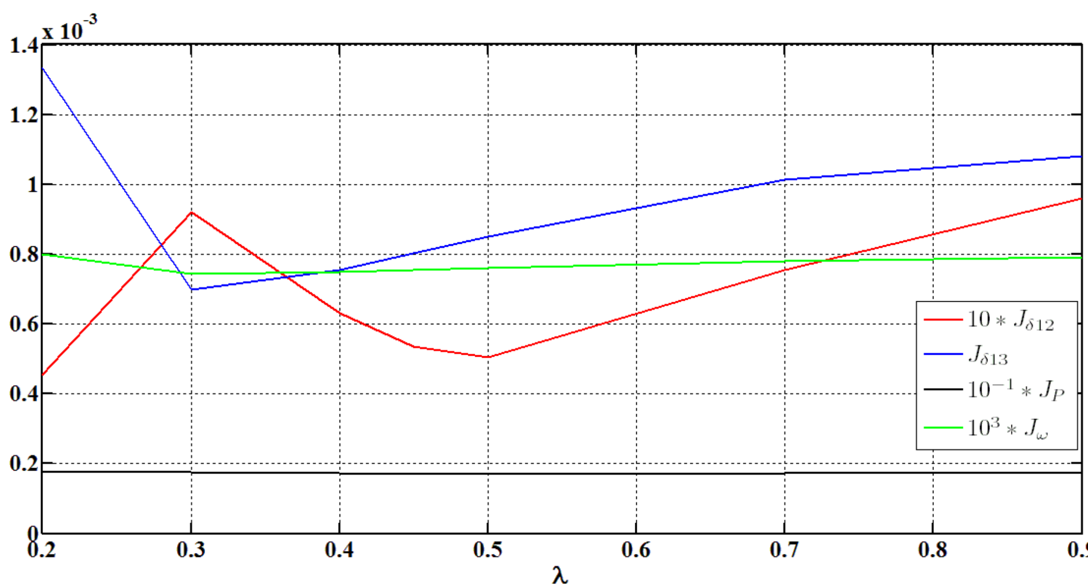


Figura 5.14 – Resultado da avaliação da influência do parâmetro de projeto λ sobre o comportamento do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ para o caso base 1a.

Tabela 5.10 – Detalhes do projeto do $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$.

Parâmetro	Valor
Condição Operacional	Caso base 1a
Modelo CARMA	MIMO CARMA da Eq. (5.2). Coeficientes identificados na Tabela 5.8.
T_s	100ms
C_1	$\begin{bmatrix} c_{11}^1 = 0 & 0 \\ 0 & c_{11}^1 = 0 \end{bmatrix}$
λ	$\lambda = 0{,}4$
$\begin{bmatrix} N_1 & N_2 & N_3 \end{bmatrix}$	[1 2 1]
$\mathbf{G}_{N_{123}}$	$\mathbf{G}_{N_{123}} = \begin{bmatrix} -0{,}019904980762777 & 0{,}008833388733927 \\ -0{,}002365114244873 & -0{,}000027257488819 \\ -0{,}137617580989689 & 0{,}004467020233719 \\ -0{,}006315309168462 & -0{,}000080555428515 \end{bmatrix}$
$\mathbf{u}_{N_3}$	$\mathbf{u}_{N_3} = \begin{bmatrix} V_{esp\_\omega}(k) \; V_{esp\_E}(k) \end{bmatrix}^T$
$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$	$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
$\mathbf{y}_{N_{12}}$	$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k)^T & \hat{\mathbf{y}}(k+2 \mid k)^T \end{bmatrix}^T$
$\mathbf{f}_{N_{12}}$	$\mathbf{f}_{N_{12}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1^T & \mathbf{f}_2^T \end{bmatrix}^T$
$\mathbf{K}$	$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0{,}047421430924333 & 0{,}021984429362558 \\ -0{,}005639694934783 & -0{,}000079262642235 \\ -0{,}328125279110335 & 0{,}010516930250875 \\ -0{,}015059104970491 & -0{,}000231073536291 \end{bmatrix}^T$

5.4 - Projeto do controlador preditivo com supervisão fuzzy - $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$

5.4.1 – Considerações gerais sobre a identificação dos modelos locais

O controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ considera o conjunto formado por 12 modelos locais do tipo CARMA MIMO identificados em cada uma das 12 condições de operação apresentadas na Tabela 5.1. A estrutura de cada modelo local é representada na Eq. (5.2). O vetor ponto de operação é representado conforme a Eq. (5.2). As funções de pertinência utilizadas em cada uma das 2 variáveis do vetor ponto de operação e as partições da faixa operacional são apresentadas nas Figura 5.15 e 5.16, respectivamente.

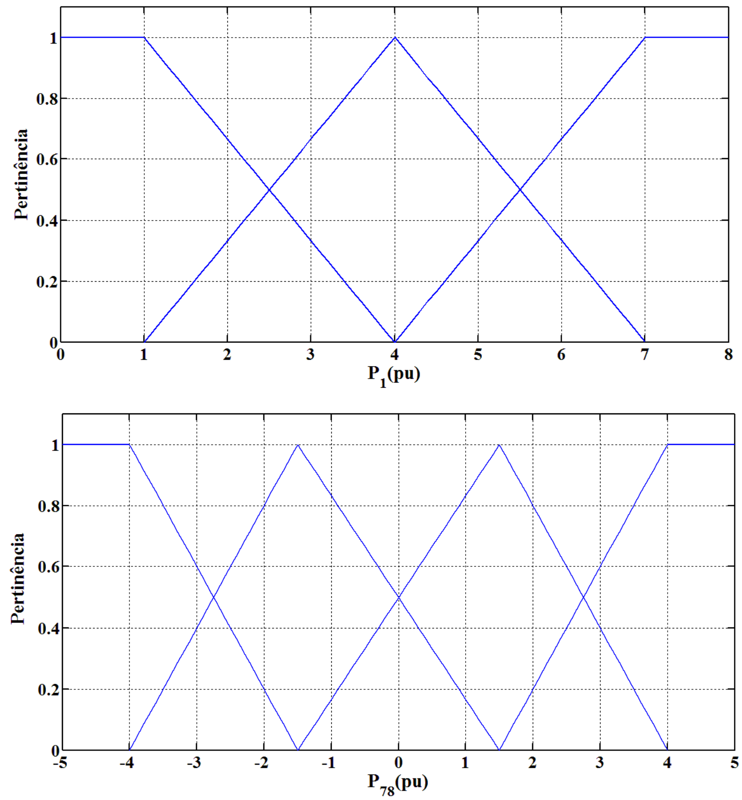


Figura 5.15 - Conjuntos Fuzzy utilizados para descrever as variáveis $P_1(k)$ e $P_{78}(k)$ componentes do vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(k)$.

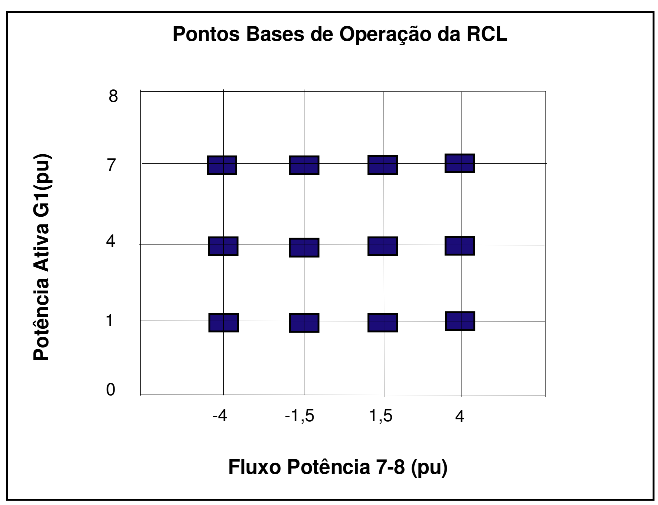


Figura 5.16 – Pontos de operação escolhidos para representar a RCL utilizada no projeto do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

O intervalo de valores de 1pu a 7pu, correspondente a potências na faixa de 100MW a 700MW para o gerador G1, foi escolhido como a faixa de variação do sinal P_1. Já para o sinal

P_{78}, a faixa vai de -4pu a 4pu, que corresponde a -400MW a 400MW de intercâmbio de potência entre as áreas 1 e 2. Por simplicidade computacional, o universo de discurso destas variáveis foi uniformemente dividido em funções de pertinência triangulares e trapezoidais com sobreposição parcial de 50% entre dois conjuntos adjacentes. As funções de pertinência trapezoidais descrevem os dois conjuntos fuzzy extremos. A faixa operacional da variável P_{78} foi dividida em 4 funções de pertinência. A variável P_1 tem 3 partições. Dessa forma totaliza-se 12 condições operacionais resultantes da interseção entre estes conjuntos. Os parâmetros dos 12 modelos locais correspondente a cada condição de operação foram identificados utilizando o procedimento descrito na Seção 5.2.2. O intervalo de amostragem utilizado nos modelos locais foi de 100ms.

5.4.2 – Projeto da RCL

Para cada um dos 12 modelos locais identificados foi projetado um controlador local utilizando o procedimento de projeto que foi descrito na Seção 5.3.2. O conjunto de controladores obtidos dessa maneira forma a RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$. Os parâmetros de projeto utilizados nesse controlador são os seguintes:

- Os horizontes de predição N_1, N_2 e N_3;
- O vetor de parâmetros de projeto $\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO} = [\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \cdots \quad \lambda_{12}]$ com as constantes que poderão a importância do erro do sinal de saída sobre o sinal de controle durante a minimização do critério de desempenho da Eq. (4.27);
- O conjunto de polinômios $\mathbf{C}(q^{-1})$, especificados pelo projetista para cada modelo local da RCL por meio do vetor $\mathbf{c}_{RCL\_MIMO} = [c_1^1 \quad c_1^2 \quad \cdots \quad c_1^{12}]$;
- O conjunto de polinômios $\mathbf{A}(q^{-1})$ e $\mathbf{B}(q^{-1})$ dos modelos locais identificados.

Na Tabela 5.11, é apresentada uma descrição geral dos parâmetros utilizados no projeto do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$. A escolha dos parâmetros λ_j e c_1^j é realizada pelo projetista e depende do modelo local analisado. Na Tabela 5.12, é apresentado o conjunto de valores escolhidos para os vetores $\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO}$ e $\mathbf{c}_{RCL\_MIMO}$.

Tabela 5.11 – Detalhes do projeto do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

Parâmetro	Valor
Modelos Locais	Conjunto de 12 modelos CARMA MIMO Eq. (5.2) Identificados nas condições operacionais descritas na Figura 5.16.
Condição Operacional $\tilde{\varphi}(k) = [P_1(k) \quad P_{78}(k)]$	$0 \le P_1(k) \le 7 \quad -4 \le P_{78}(k) \le 4$
T_s	100ms
C_1	$\begin{bmatrix} c_1^j = 0 & 0 \\ 0 & c_1^j = 0 \end{bmatrix}, \ j = 1, 2, \cdots, 12$
$\mathbf{c}_{RCL\_MIMO}$	$\mathbf{c}_{RCL\_MIMO} = [c_1^1 \quad c_1^2 \quad \cdots \quad c_1^{12}]$
$\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO}$	$\boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO} = [\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \cdots \quad \lambda_{12}]$
$[N_1 \quad N_2 \quad N_3]$	[1 2 1]
$\mathbf{u}_{N_3}$	$\mathbf{u}_{N_3} = [V_{esp\_\omega}(k) \ V_{esp\_E}(k)]^T$
$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}}$	$\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$
$\mathbf{y}_{N_{12}}$	$\mathbf{y}_{N_{12}} = [\hat{\mathbf{y}}(k+1 \mid k)^T \quad \hat{\mathbf{y}}(k+2 \mid k)^T]^T$
$\mathbf{f}_{N_{12}}$	$\mathbf{f}_{N_{12}} = [\mathbf{f}_1^T \quad \mathbf{f}_2^T]^T$
$\mathbf{K}$	$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_3 & k_5 & k_7 \\ k_2 & k_4 & k_6 & k_8 \end{bmatrix}$

Tabela 5.12 - Parâmetros de projeto c_1^j e λ_j dos controladores locais da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$.

ID	Fluxo	Caso	P_1	P_{78}	N_1	N_2	N_u	c_1^j	$\boldsymbol{\lambda}_j$
1	7-8	1a	7,00	4,0	1	2	1	0	0,400
2		1b	1,00	4,0	1	2	1	0	0,040
3		1c	4,00	4,0	1	2	1	0	0,500
4		1d	1,00	1,5	1	2	1	0	0,040
5		1e	4,00	1,5	1	2	1	0	0,200
6		1f	7,00	1,5	1	2	1	0	0,600
7	8-7	1g	1,00	-4,0	1	2	1	0	0,050
8		1h	4,00	-4,0	1	2	1	0	0,400
9		1i	7,00	-4,0	1	2	1	0	0,500
10		1j	1,00	-1,5	1	2	1	0	0,080
11		1k	4,00	-1,5	1	2	1	0	0,300
12		1l	7,00	-1,5	1	2	1	0	1,000

5.5 - Avaliação comparativa de desempenho

Depois de finalizar os projetos dos ESPs preditivos, os mesmos foram implantados no sistema de excitação do gerador G1 e seus desempenhos no auxílio ao amortecimento do modo de oscilação observável na variável potência ativa foram avaliados de forma comparativa em dois testes executados por meio de simulações computacionais não-lineares realizadas utilizando os recursos do software de simulação ***PowerSim_PredC_Id***. A simulação não-linear é a ferramenta comunmente utilizada nos estudos do comportamento dinâmico de sistema de potência quando este é submetido a contingências operacionais severas como por exemplo uma falta do tipo curto-circuito trifásico seguida de retirada de linhas de transmissão (Rogers, 2000). Por esta razão, será utilizada a simulação computacional para avaliar os controladores propostos nesta tese.

Os dois testes de avaliação realizados são os seguintes:

- **Teste 1:** Curto-Circuito trifásico de duração de 100ms na barra 8 em t = 1s sem perda de circuito de transmissão após sanado o curto. Condição de operação inicial igual ao caso base 1a (ver Tabela 5.1) com um fluxo de 400MW no sentido da área 1 para a área 2;
- **Teste 2:** Curto-circuito trifásico de duração de 100ms na barra 8 em t = 1s sem perda de circuito de transmissão após sanado o curto. Condição de operação inicial semelhante ao caso base 1i com fluxo de potência invertido, com a área 2 fornecendo 400MW para a área 1 mas com $P_1 = 6.0$ p.u.

Para medir o desempenho dos controladores durante os testes os índices de desempenho quadrático J_P, J_ω, J_{ESP_ω} e J_{ESP_P}, Eqs. (4.44) a (4.47) e $J_{\delta 12}$ e $J_{\delta 13}$ das Eqs. (5.4) e (5.5) devem ser minimizados.

Para fins de comparação, em todos os testes será utilizada a estratégia proposta por Kundur (1994). Neste caso são considerados quatro ESPs convencionais idênticos, implantados no sistema de excitação de cada gerador, e que utilizam o desvio de velocidade angular como sinal local de realimentação com seus parâmetros definidos da seguinte forma: $T_w = 10s$, $K_{ESP} = 20$, $T_{1num} = 0{,}05s$, $T_{2den} = 0{,}02s$, $T_{3num} = 3{,}0s$, $T_{4den} = 5{,}4s$.

A nomenclatura utilizada para identificar os sinais apresentados nos gráficos nesta seção é a seguinte:

- $P_1(pu)$ representa o valor real da potência ativa em p.u. do gerador G1;
- V_{esp_E} sinal estabilizador injetado na malha de excitação do gerador G1 (ver Figura A.1 e 4.1);
- V_{esp_ω} sinal estabilizador injetado na malha de regulação de velocidade do gerador G1 (somado ao sinal $u_g(k)$, ver Figura A.3 e 4.1);
- $\omega(pu)$ representa a velocidade em p.u. do gerador G1;

$\delta_{12} = \delta_1 - \delta_2$ diferença dos ângulos dos rotores dos geradores G1 e G2 em graus; $\delta_{13} = \delta_1 - \delta_3$ diferença dos ângulos dos rotores dos geradores G1 e G3 em graus;

5.5.1 – Resposta ao teste 1

Neste teste a condição de operação inicial do sistema multimáquinas é o caso base 1a, representada pelo seguinte vetor ponto de operação:

$$\tilde{\varphi}_{T1} = [7{,}00 \quad 4{,}00]$$

Nas Figuras 5.17 a 5.21, são apresentados, em forma de gráficos, os comportamentos do sistema de potência durante o teste. Na Tabela 5.13, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos neste teste para cada uma das 4 estratégia de controle consideradas.

Quando os geradores não estão equipados com ESPs, a resposta do sistema de potência é oscilatória, conforme pode ser visualizado na Figura 5.17. Este resultado já era esperado pois na condição do caso base 1a o modo inter-área é instável e os modos locais possuem baixo amortecimento quando se utilizam os reguladores de tensão estáticos de alto ganho.

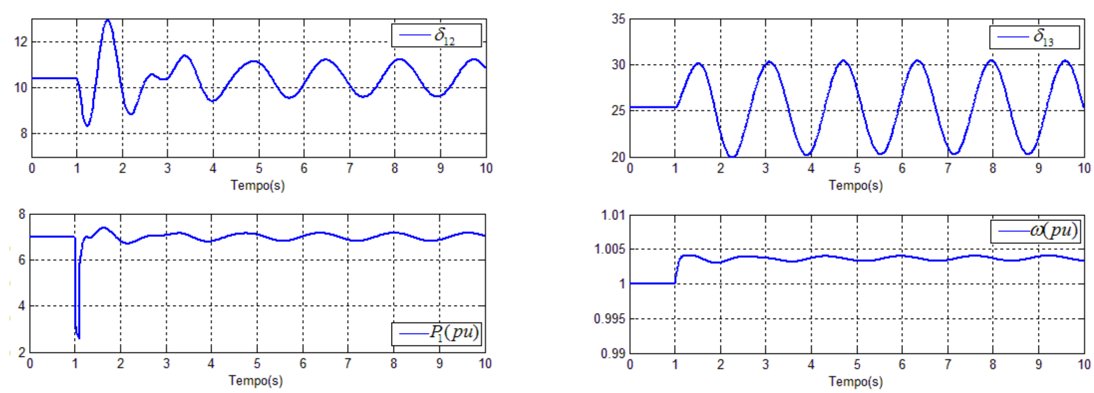


Figura 5.17 – Resposta ao teste 1: sistema de potência operando sem ESPs.

Analisando os gráficos da Figura 5.18 e a Tabela 5.13, verifica-se que com a utilização do estabilizador convencional implantado no sistema de excitação dos quatro geradores, o sistema de potência apresenta um desempenho dinâmico excelente aumentando o amortecimento dos modos de oscilação local e inter-área em relação ao sistema operando sem o estabilizador. Após o curto-circuito, em aproximadamente 5 segundos a maior parte das oscilações é eliminada. A estratégia de controle convencional apresentou o melhor desempenho dentre todos os controladores avaliados neste teste em relação ao índice $J_{\partial 13}$.

A análise dos comportamentos do $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e do $ESP_{F\_GPCP\_MIMO}$, apresentados nas Figuras 5.19 e 5.20 respectivamente, revela que quando se utiliza uma destas duas estratégias é possível obter um desempenho superior ao que foi registrado com a utilização dos ESPs convencionais em relação à minimização dos índices $J_{\partial 12}$, J_P e J_{ESP_P} conforme pode ser verificado na Tabela 5.13. Em relação aos outros índices, verifica-se um desempenho similar ao desempenho obtido com os ESPs convencionais sendo que o $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ superou a estratégia de controle convencional na minimização do índice $J_{\partial 12}$.

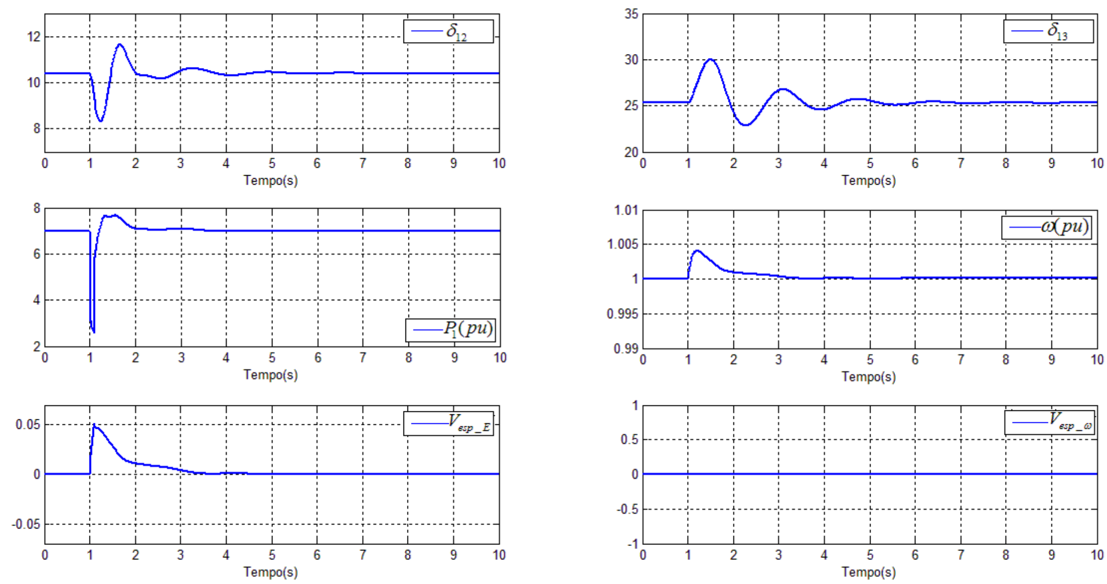


Figura 5.18 – Resposta ao teste 1 com os 4 geradores equipados com ESPs convencionais.

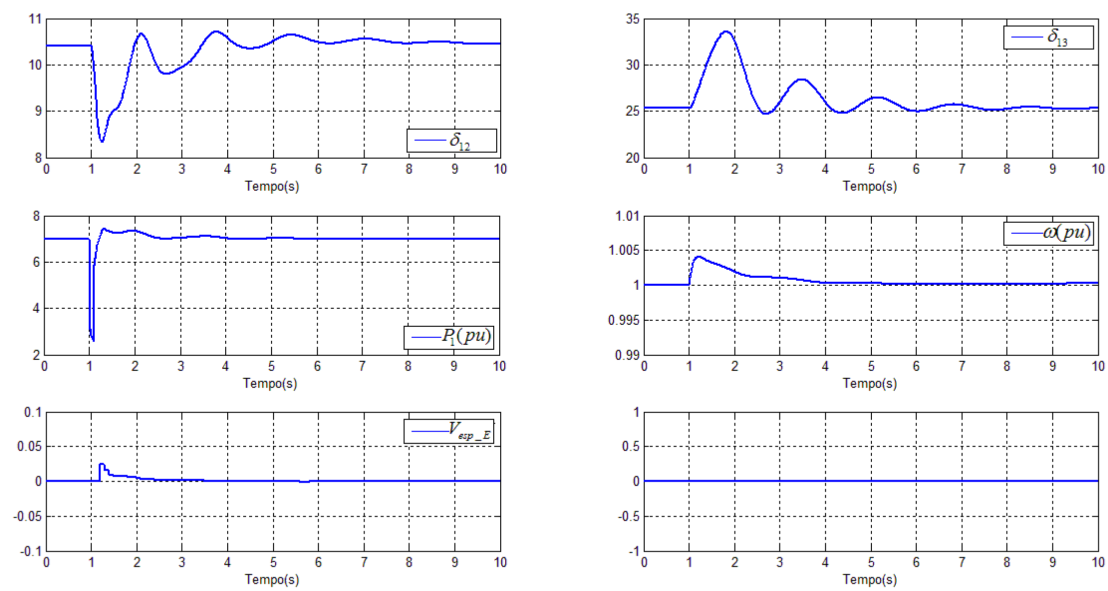


Figura 5.19 – Resposta ao teste 1 utilizando o $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ implantado no gerador G1.

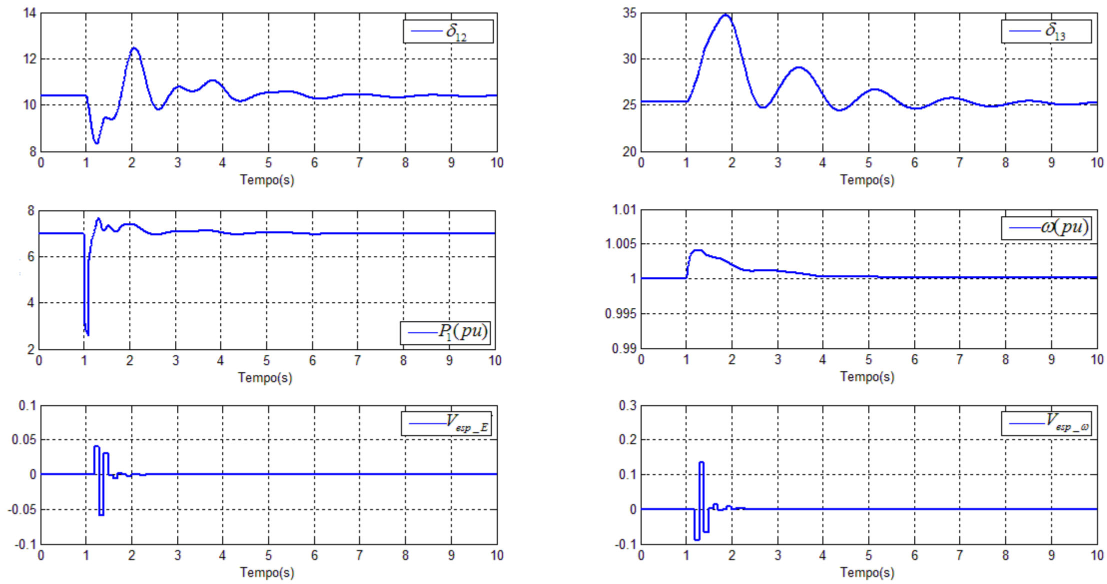


Figura 5.20 – Resposta ao teste 1 utilizando o $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$ implantado no gerador G1.

Na figura 5.21 é apresentado o desempenho obtido com o controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ no teste 1. Este controlador superou a estratégia convencional em relação à minimização do índice J_P.

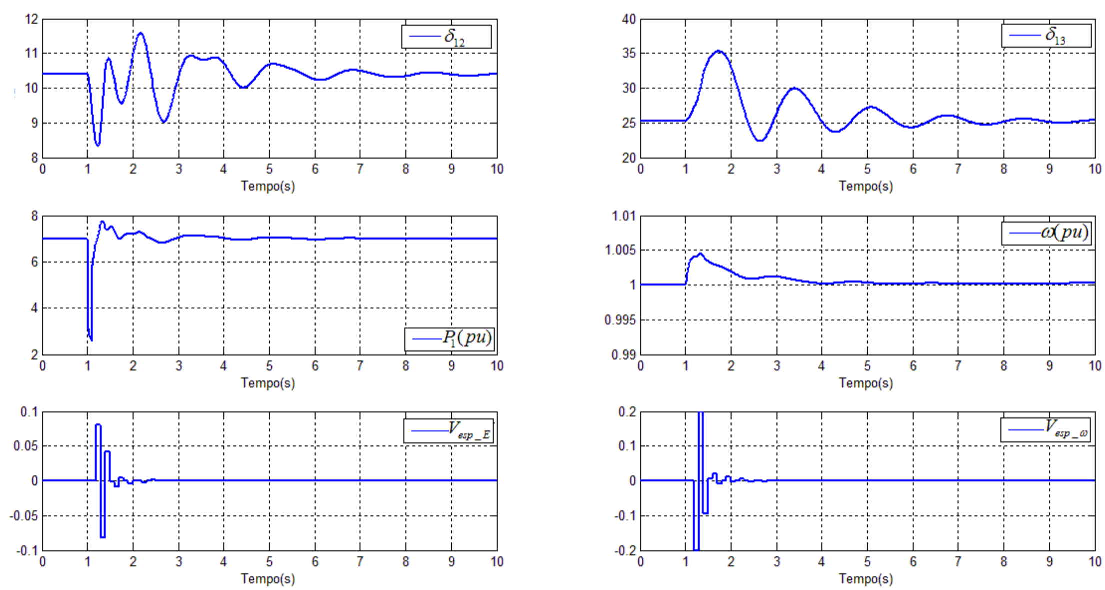


Figura 5.21 – Resposta ao teste 1 utilizando o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ implantado no gerador G1.

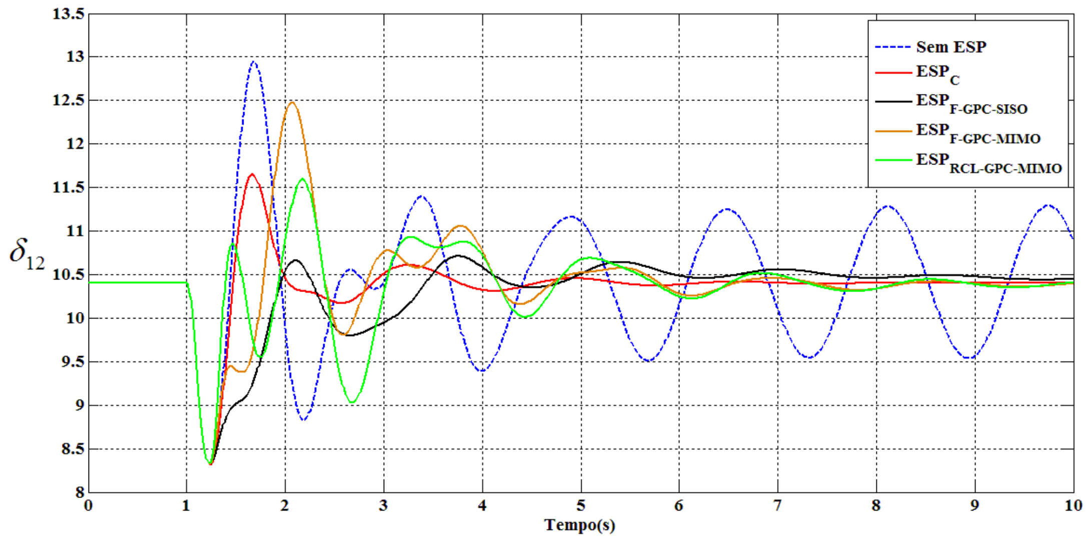
O maior valor para o índice $J_{\partial 13}$ foi obtido quando se utilizou o controlador com supervisão fuzzy conforme descrito na Tabela 5.13. Este resultado está relacionado a prioridade dada ao amortecimento do modo de oscilação local na escolha do parâmetro λ nos projetos dos controladores locais que formam a RCL MIMO. Conforme foi verificado na Seção 5.3.2.1, esse é um parâmetro que relaciona a quantidade de amortecimento introduzido no modo de oscilação local com a quantidade de amortecimento introduzido no modo inter-área.

Nas simulações não-lineares realizadas, verificou-se que um reajuste no parâmetro λ pode melhorar o desempenho do controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ em relação ao amortecimento do modo inter-área, mas este reajuste pode reduzir o amortecimento do modo local em algumas situações. Cabe, portanto, ao projetista a tarefa de decidir qual o valor mais conveniente do parâmetro λ levando sempre em consideração a finalidade principal do controlador, priorizando mais o amortecimento do modo de oscilação local ou inter-área, dependendo da aplicação em análise. Observa-se que apesar da escolha conservadora do parâmetro de projeto λ, o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ conseguiu obter um resultado similar aos melhores registrados, dentre as estratégias de controle digital, para os índices J_ω e J_P.

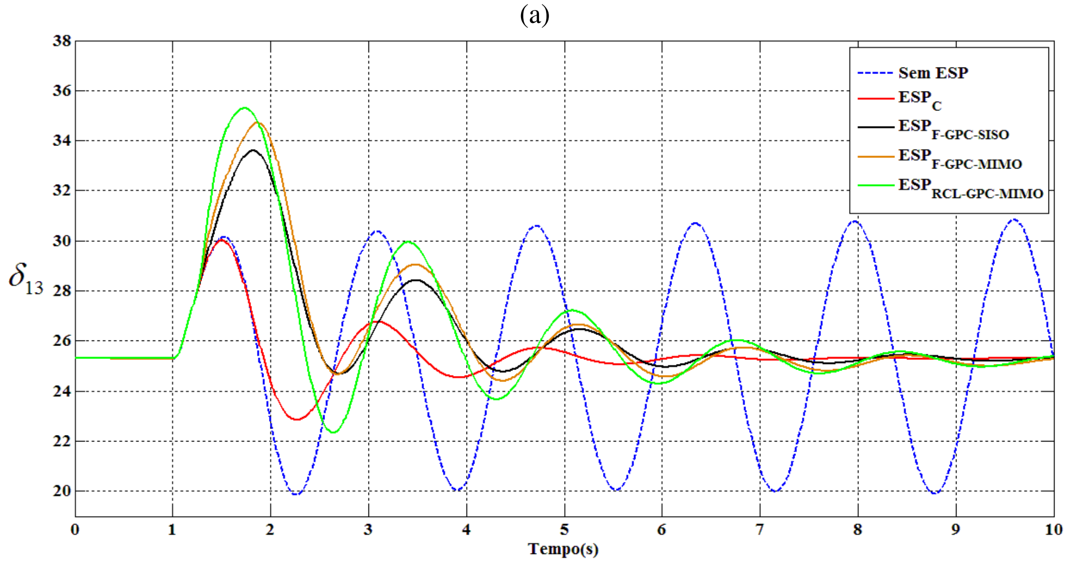
Tabela 5.13 – Resultado da avaliação de desempenho no teste 1 (em destaque os melhores resultados em cada índice avaliado).

Índice	Sem ESP	ESP convencional	$ESP_{F\_GPCP\_SISO}$	$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$
J_ω	1,35308x10^{-6}	**0,53690x10^{-6}**	0,70257x10^{-6}	0,74836x10^{-6}	0,78167x10^{-6}
J_P	1,72846x10^{-3}	1,82771x10^{-3}	**1,70397x10^{-3}**	1,72086x10^{-3}	1,75650x10^{-3}
$J_{\partial 12}$	14,322x10^{-5}	3,4675x10^{-5}	**2,9290x10^{-5}**	6,3076x10^{-5}	5,1024x10^{-5}
$J_{\partial 13}$	26,6327x10^{-4}	**2,6108 x10^{-4}**	5,6770x10^{-4}	7,5410x10^{-4}	11,6383x10^{-4}
J_{ESP_P}	-	9,8337x10^{-5}	**1,2299x10^{-5}**	6,0654x10^{-5}	13,6558x10^{-5}
J_{ESP_ω}	-	-	-	**3,0751x10^{-4}**	8,9594x10^{-4}

Nas Figuras 5.22.a e 5.22.b, são apresentadas as comparações das diferenças angulares δ_{12} e δ_{13}, respectivamente, obtidas no teste 1 com todas as estratégias avaliadas.



(a)



(b)

Figura 5.22 – Resultados obtidos no teste 1: a) Diferença angular δ_{12} ; b) Diferença angular δ_{13}.

5.5.2 – Resposta ao teste 2

A robustez da estratégia de controle preditivo com supervisão fuzzy ESP$_{RCL_GPC_MIMO}$ em relação à sua capacidade de generalização foi verificada neste teste que considerou uma condição inicial de operação diferente das que foram utilizadas na formulação dos modelos locais utilizados no projeto da RCL MIMO. Nesta nova condição de operação, o fluxo de potência na linha de conexão entre as barras 7 e 9 é invertido com intercâmbio de potência de 400MW da área 2 para a área 1 com a carga na barra 7 passando então a ser a maior carga do sistema. Esta condição de operação será representada pelo seguinte vetor ponto de operação:

$$\tilde{\varphi}_{T2} = [6{,}00 \quad -4{,}00]$$

É importante lembrar novamente que esta condição operacional não foi utilizada em nenhum controlador local que forma a RCL MIMO. Nas Figuras 5.23 a 5.28, são apresentados, em forma de gráficos, os comportamentos do sistema de potência durante o teste 2. Na Tabela 5.14, são apresentados os valores dos índices de desempenho obtidos neste teste para cada estratégia de controle avaliada.

Conforme pode ser visualizado na Figura 5.23, quando os geradores não estão equipados com ESPs a resposta do sistema de potência é instável e caracterizada por oscilações com frequência de aproximadamente 0,6Hz que corresponde ao modo de oscilação inter-área dominante.

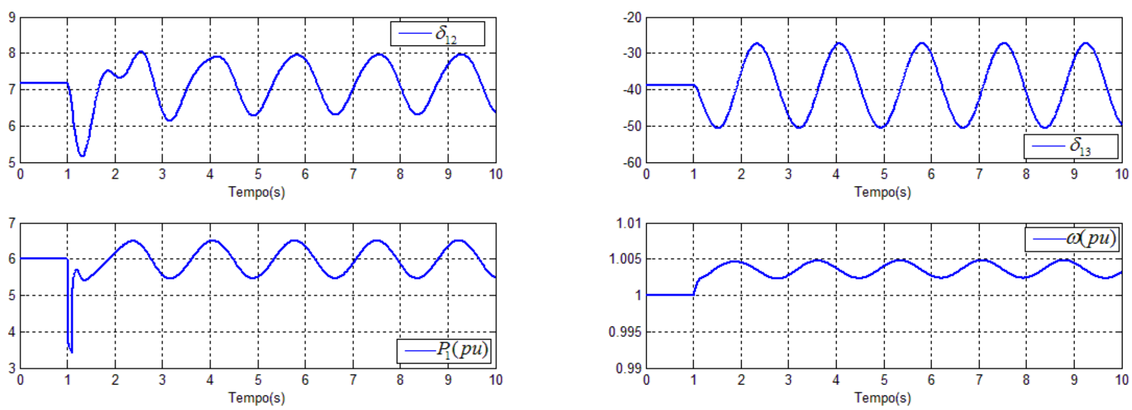


Figura 5.23 – Resposta ao teste 2: sistema de potência operando sem o ESP.

Utilizando os estabilizadores convencionais nos quatro geradores, o sistema de potência apresenta um bom desempenho dinâmico aumentando o amortecimento dos modos de oscilação local e inter-área em relação ao sistema operando sem o estabilizador, conforme pode ser visualizado na Figura 5.24. Apesar da melhora, em relação ao comportamento observado no teste 1, a estratégia convencional apresenta valores um pouco maiores para o índice $J_{\partial 13}$ indicando uma pequena degradação na capacidade de amortecimento do modo de oscilação inter-área, conforme pode ser verificado comparando as Tabelas 5.13 e 5.14. Este comportamento é atribuído ao fato de que, neste teste, o sistema de potência opera em uma condição diferente da que foi utilizado no projeto dos ESPs convencionais.

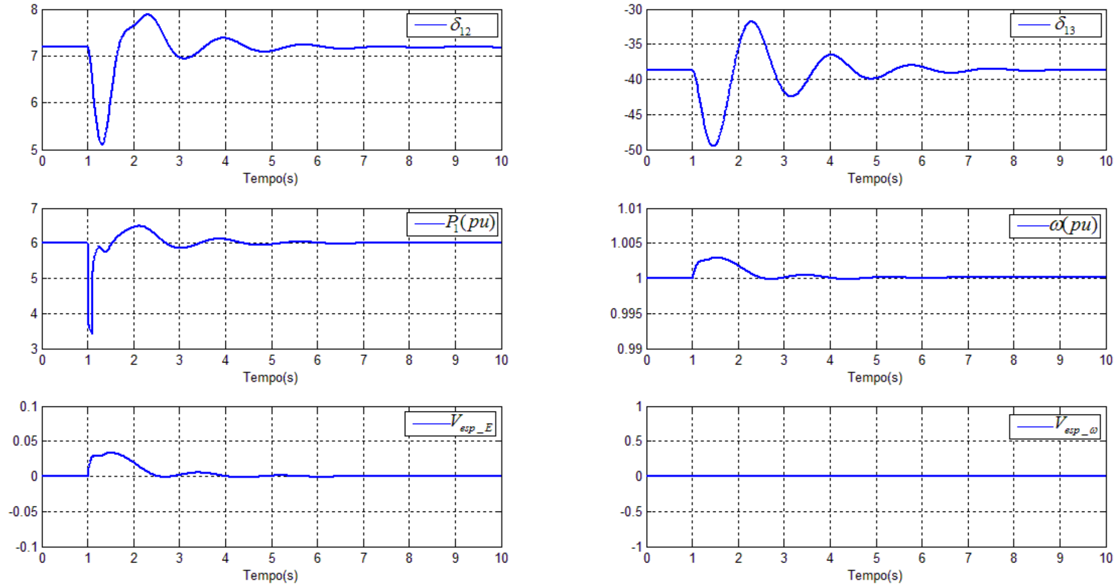


Figura 5.24 – Resposta ao teste 2 com os quatro geradores equipados com ESPs convencionais.

A análise dos comportamentos do $ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e do $ESP_{F\_GPCP\_MIMO}$, apresentados nas Figuras 5.25 e 5.26, respectivamente, revela que o desempenho destes controladores em relação a todos os índices avaliados é superior ao desempenho do sistema operando sem ESP, conforme pode ser verificado na Tabela 5.14. No entanto, em relação ao índice $J_{\partial 13}$, verifica-se uma resposta um pouco deteriorada quando comparada à resposta obtida com os ESPs convencionais e em relação ao desempenho obtido no teste 1. Este comportamento é atribuído ao fato de o teste 2 ter sido realizado em uma condição de operação diferente daquela onde foram identificados os modelos utilizados nos projetos dos controladores preditivos fixos e ao fato de estas estratégias terem sido projetadas para amortecer principalmente o modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2, conforme foi descrito nas Seções 5.3.1 e 5.3.2.

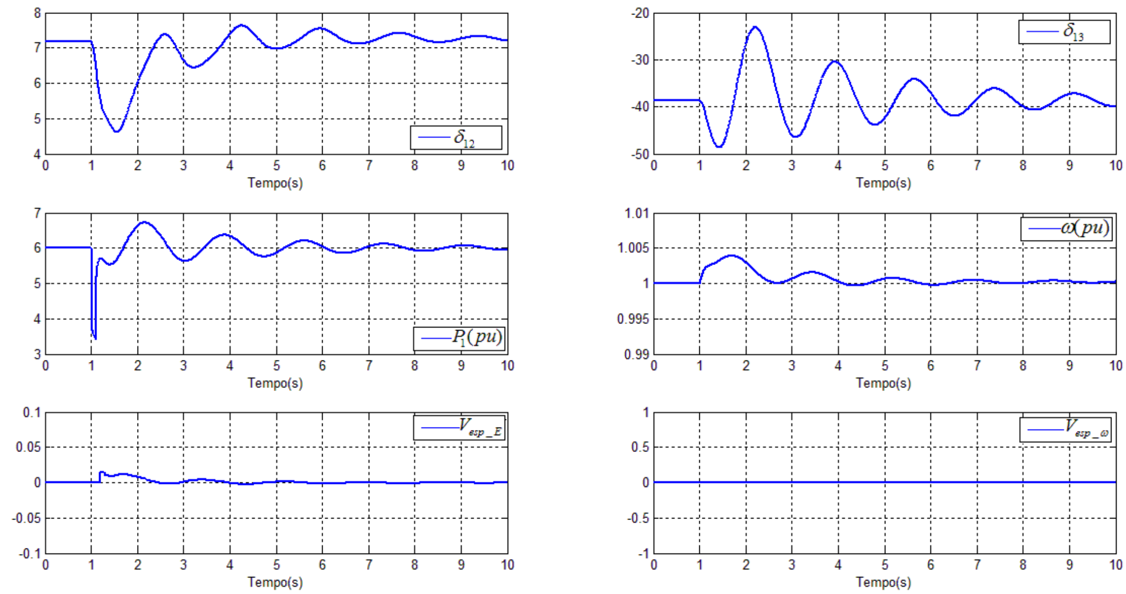


Figura 5.25 – Resposta ao teste 2 com o ESP$_{F_GPCP_SISO}$ implantado no gerador G1.

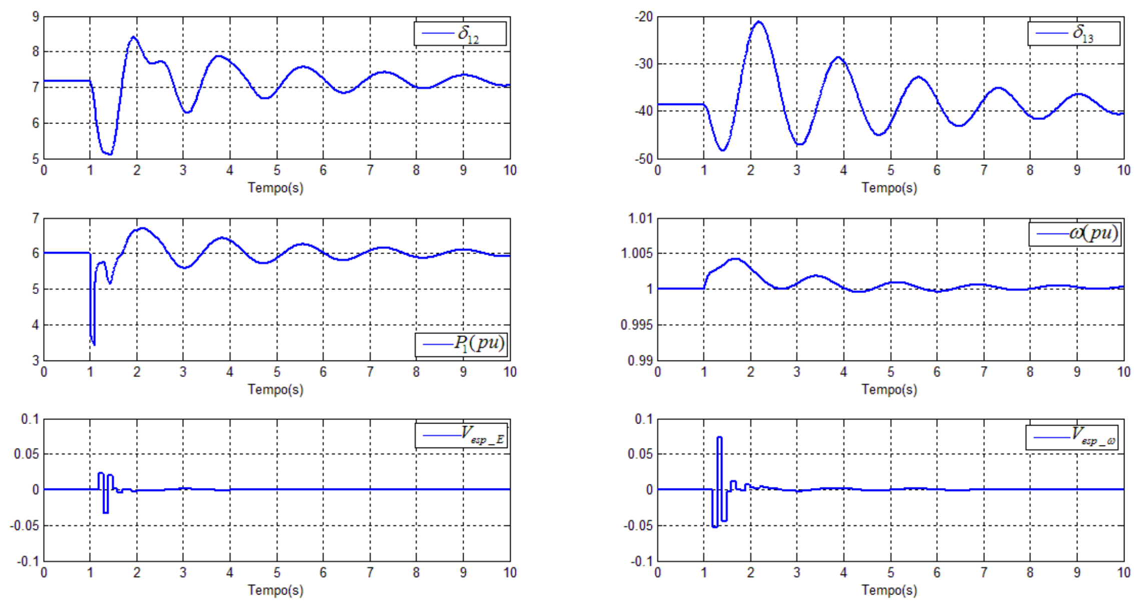


Figura 5.26 – Resposta ao teste 2 com o ESP$_{F_GPC_MIMO}$ implantado no gerador G1.

Na Figura 5.27 é apresentado o comportamento do ESP$_{RCL_GPC_MIMO}$ no teste 2. Dentre todas as estratégias avaliadas, este controlador apresentou o melhor desempenho em relação à minimização do índice $J_{\partial 12}$, conforme pode ser verificado na Tabela 5.14. Quando se considera somente as estratégias de controle digital, observa-se que este controlador também apresentou o melhor resultado no índice $J_{\partial 13}$ e J_P. No entanto, devido à prioridade dada ao amortecimento do modo de oscilação local, verifica-se que este controlador apresentou um desempenho inferior ao que foi obtido com a estratégia de controle convencional em relação ao amortecimento do modo inter-área.

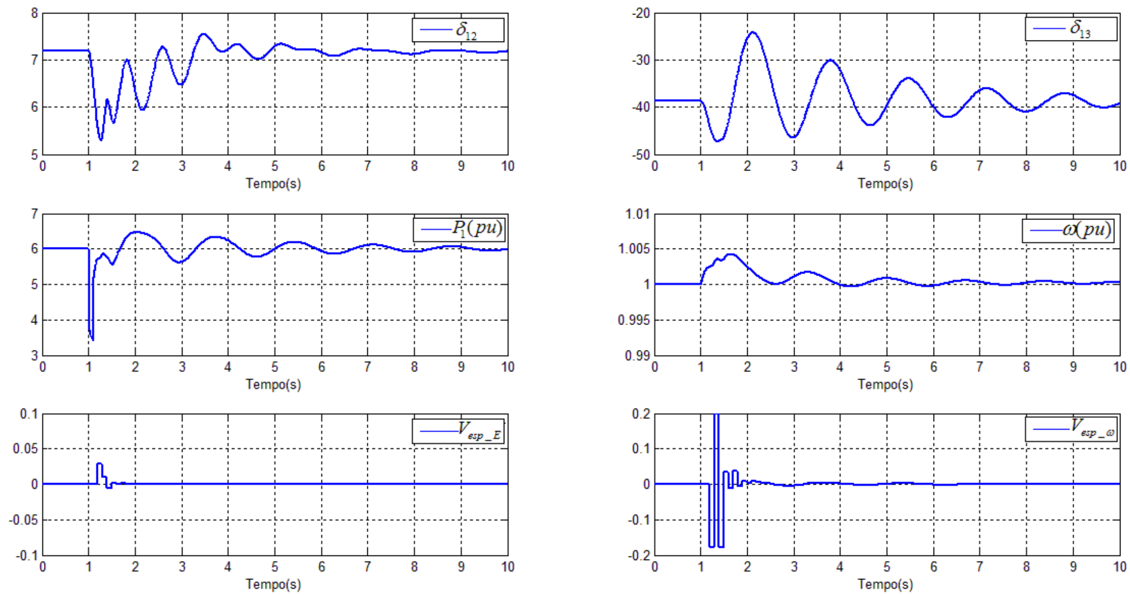
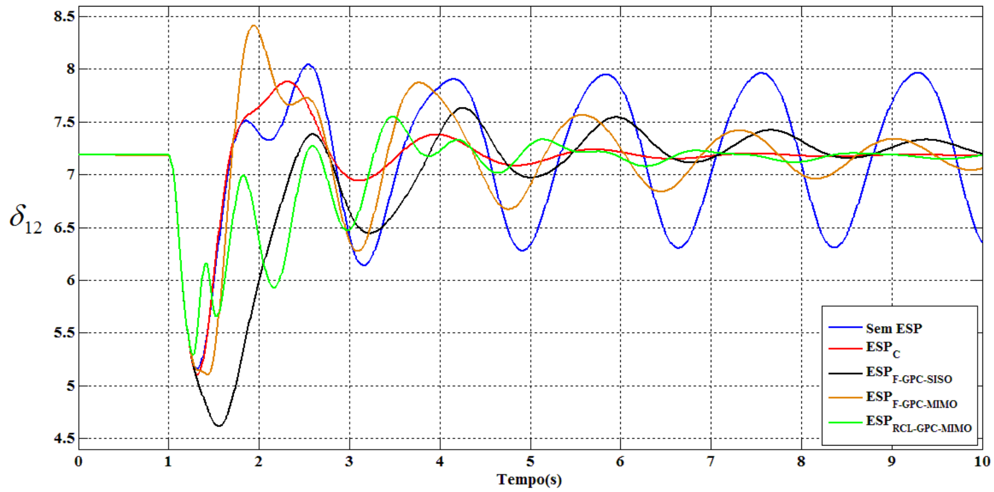


Figura 5.27 – Resposta ao teste 2 com o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ implantado no gerador G1.

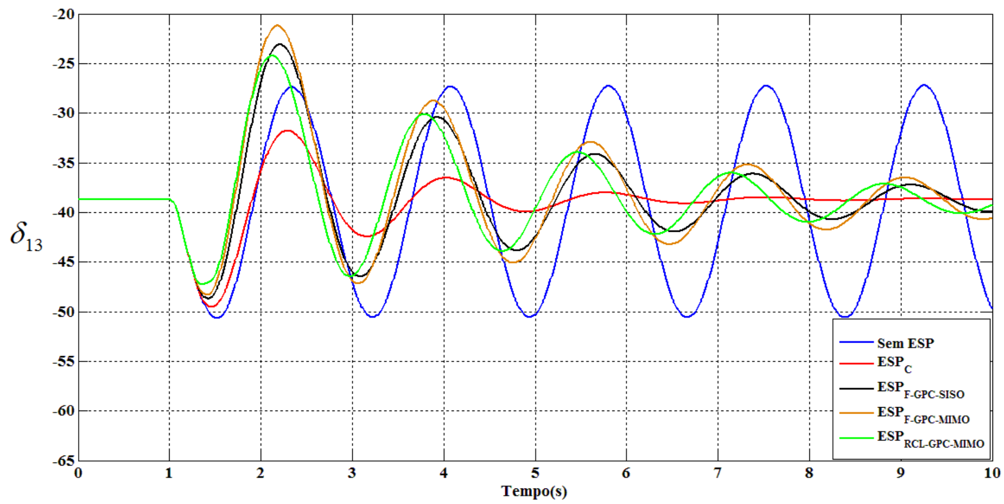
Tabela 5.14 – Resultado da avaliação de desempenho no teste 2 (em destaque os melhores resultados em cada índice avaliado).

Índice	Sem ESP	ESP convencional	$ESP_{F\_GPCP\_SISO}$	$ESP_{F\_GPC\_MIMO}$	$ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$
J_{ω}	$1{,}87092\text{x}10^{-6}$	$\mathbf{0{,}48886x10^{-6}}$	$0{,}87483\text{x}10^{-6}$	$1{,}00709\text{x}10^{-6}$	$0{,}91747\ \text{x}10^{-6}$
J_{P}	$19{,}3402\text{x}10^{-4}$	$\mathbf{7{,}4833x10^{-4}}$	$11{,}.4437\text{x}10^{-4}$	$12{,}7710\text{x}10^{-4}$	$9{,}3150\text{x}10^{-4}$
$J_{\partial 12}$	$9{,}063132\text{x}10^{-5}$	$3{,}2613\text{x}10^{-5}$	$5{,}5310\text{x}10^{-5}$	$6{,}7051\text{x}10^{-5}$	$\mathbf{2{,}4796x10^{-5}}$
$J_{\partial 13}$	$138{,}9970\text{x}10^{-4}$	$\mathbf{16{,}3684x10^{-4}}$	$51{,}3523\text{x}10^{-4}$	$65{,}4338\text{x}10^{-4}$	$46{,}6121\text{x}10^{-4}$
J_{ESP_P}	-	$\mathbf{0{,}88831x10^{-4}}$	$0{,}11789\text{x}10^{-4}$	$0{,}20799\text{x}10^{-4}$	$0{,}092924\ \text{x}10^{-4}$
J_{ESP_ω}	-	-	-	$1{,}0545\text{x}10^{-4}$	10,6155 e-004

Nas Figuras 5.28.a e 5.28.b, são apresentadas as comparações das diferenças angulares δ_{12} e δ_{13}, respectivamente, durante o teste 2. Verifica-se na Figura 5.28.a e na Tabela 5.14 que com a utilização do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ foi possível obter o melhor desempenho em relação ao amortecimento do modo local já que com este controlador foi obtido o valor mínimo do índice $J_{\partial 12}$. Já em relação ao amortecimento do modo inter-area, a estratégia convencional é imbatível e com ela registra-se o menor valor do índice $J_{\partial 13}$.



(a)



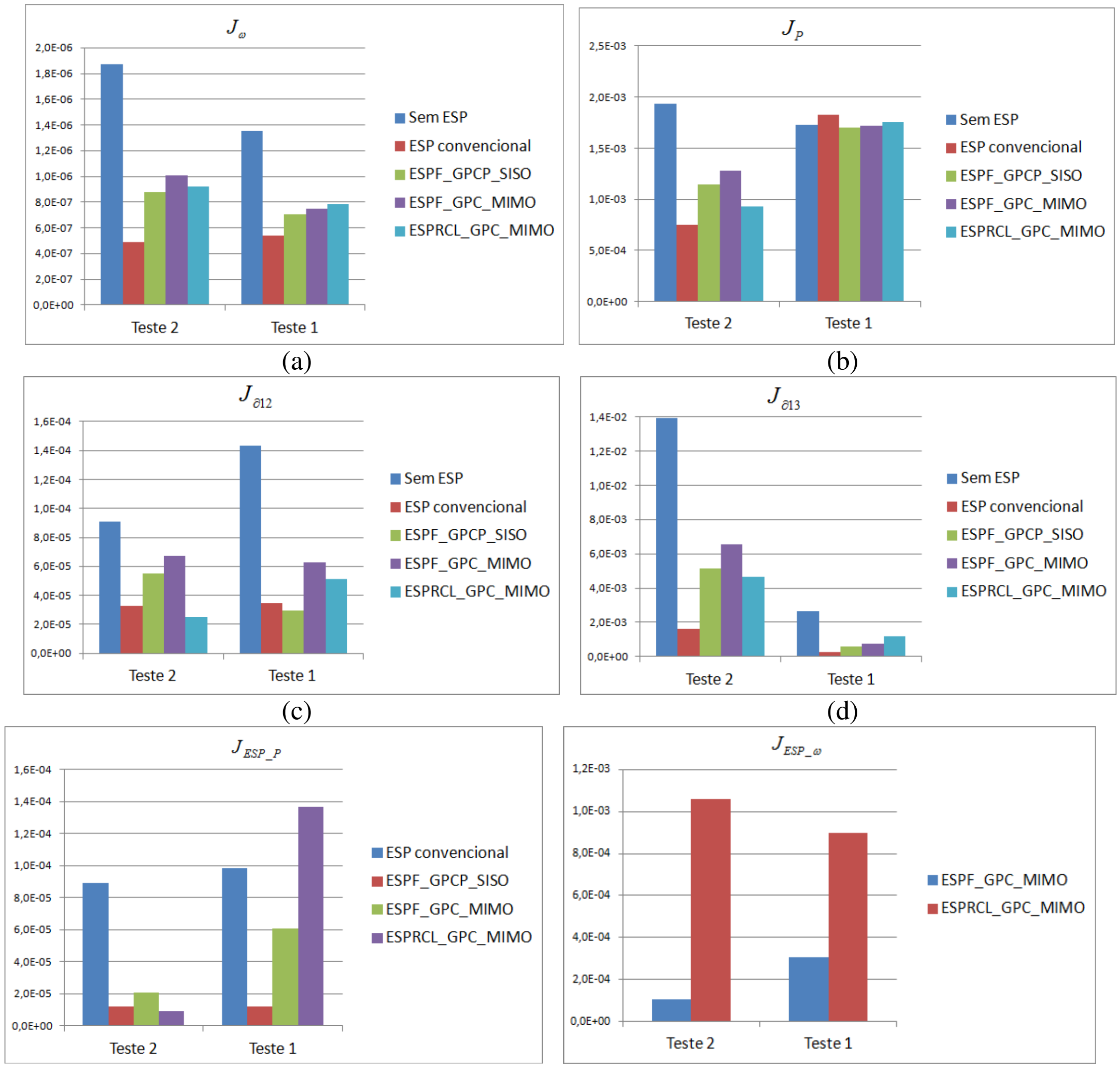
(b)

Figura 5.28 – Resultados obtidos no teste 2: a) Diferença angular δ_{12} ; b) Diferença angular δ_{13}.

5.6 – Conclusão

Neste capítulo foram apresentados, em forma de tutoriais, os projetos de três estratégias de controle preditivo: a) duas a parâmetros fixos ($ESP_{F\_GPCP\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$); e b) uma supervisionada por lógica fuzzy ($ESP_{RCL\_GPCP\_MIMO}$). A avaliação destes controladores foi realizada por meio de simulações numéricas utilizando modelos não-lineares de um sistema de potência multimáquinas com duas áreas de geração.

Os resultados apresentados nas Tabelas 5.13 e 5.14 obtidos na avaliação dos índices de desempenho J_{ω}, J_P, J_{ESP_P}, J_{ESP_ω}, $J_{\partial 12}$ e $J_{\partial 13}$ nos 2 testes realizados neste capítulo são descritos em forma gráfica na Figura 5.29.



(e) (f)

Figura 5.29 – Resultados obtidos na avaliação dos índices de desempenho J_{ω}, J_{P}, J_{ESP_P}, J_{ESP_ω}, $J_{\partial 12}$ e $J_{\partial 13}$ nos 2 testes realizados neste capítulo.

Observa-se que com a utilização dos 3 controladores preditivos propostos foi possível melhorar o amortecimento do sistema de potência estudado em relação aos modos de oscilação local e inter-área, conforme pode ser constatado nas Figuras 5.29.c e 5.29.d. No teste 2 o melhor resultado em relação a minimização do índice de desempenho $J_{\partial 12}$ foi obtido com a utilização da estratégia de controle preditivo com supervisão fuzzy, $ESP_{RCL\_GPCP\_MIMO}$, conforme pode ser verificado na Figura 5.29.c Dentre as estratégias multivariáveis, este controlador apresentou o maior esforço de controle na malha de velocidade, conforme pode ser verificado na Figura 5.29.f.

Quatro fatores devem ser levados em consideração ao se avaliar o comportamento das estratégias preditivas em relação ao amortecimento dos modos locais e inter-área nos dois testes realizados neste capítulo:

a) Estes controladores foram projetados para amortecer principalmente o modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2;

b) Não foi utilizado controle suplementar no gerador G2 quando foram avaliadas as estratégias preditivas;

c) Durante a avaliação da estratégia de controle convencional foi utilizado controle suplementar em todas as unidades geradoras;

d) O teste 2 foi realizado em uma condição operacional inicial, $\tilde{\varphi}_{T2}$, caracterizada por maiores níveis de oscilação do modo inter-área, conforme pode ser verificado na comparação dos valores obtidos para o índice $J_{\partial 13}$ apresentados na Figura 5.29.d e nas Tabelas 5.13 e 5.14.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados experimentais obtidos com a aplicação de técnicas de controle preditivo a parâmetros fixos em um sistema de potência real e de escala reduzida.

6 – Resultados Experimentais 1: Regulador Preditivo de Velocidade

6.1 - Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os resultados da avaliação experimental das estratégias de controle preditivo aplicadas ao controle de velocidade de um Motor CC. O Regulador Preditivo de Velocidade (RPV) proposto utiliza a técnica GPC em sua formulação incremental em esquema de controle digital a parâmetros fixos. Foram utilizados os recursos do SGER disponível no LAD_POT do LACEN para realizar os ensaios de avaliação experimental. O diagrama em blocos do aparato de testes experimental que foi montado para avaliar as estratégias de controle é apresentado na Figura 6.1.

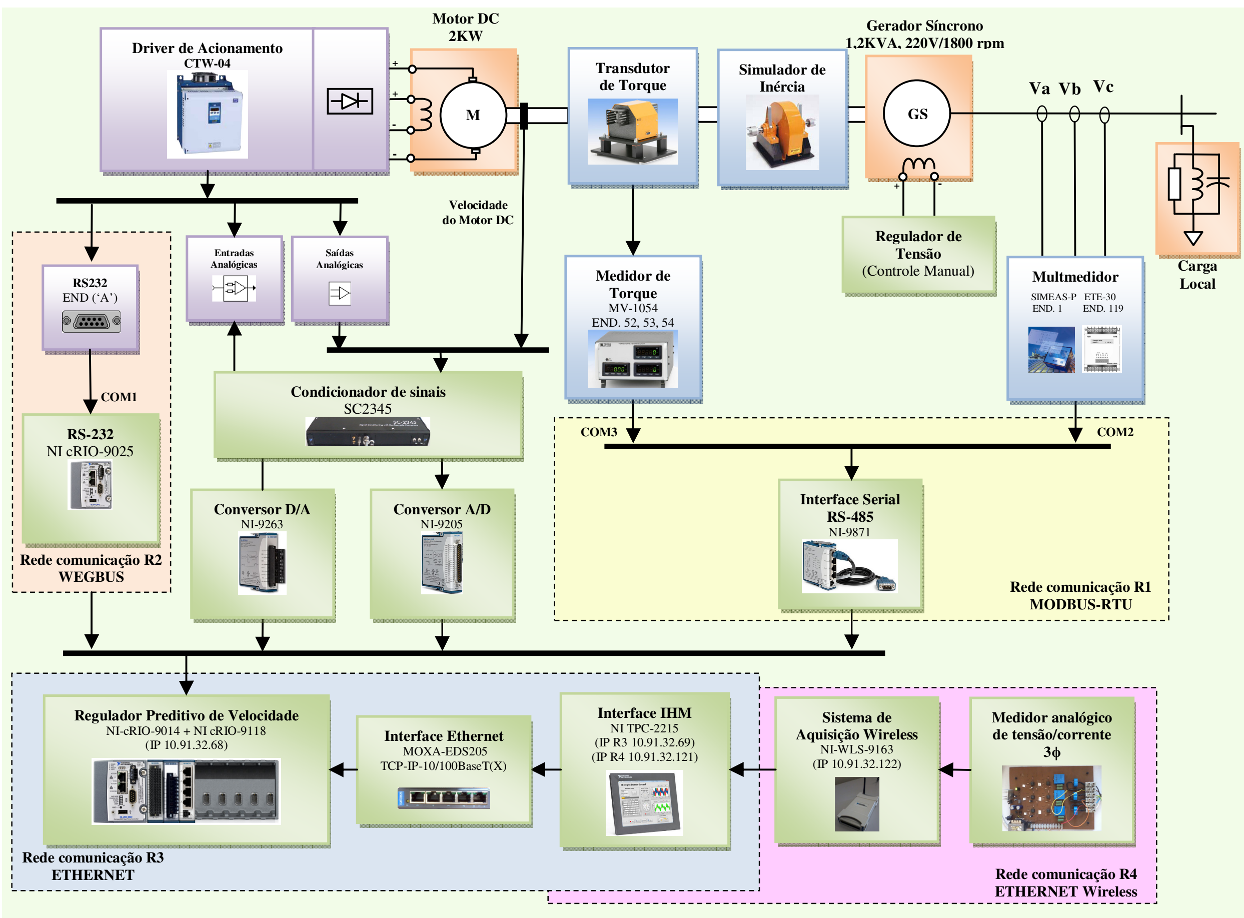


Figura 6.1 – Diagrama de blocos do aparato de testes montado no LAD_POT do LACEN e utilizado na avaliação experimental da estratégia de controle preditivo a parâmetros fixos.

Na Figura 6.2 é apresentado o aparato de teste experimental montado no LAD_POT do LACEN e descrito conceitualmente no diagrama de blocos da Figura 6.1 e que foi utilizado para avaliara a estratégia de controle preditivo proposta neste capítulo.

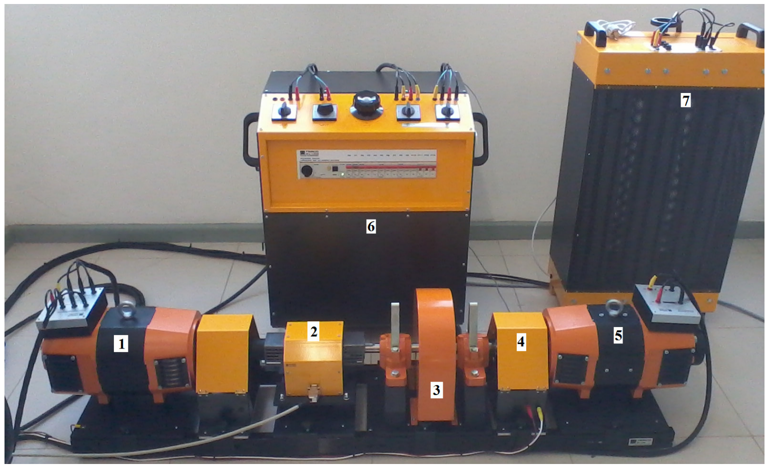


Figura 6.2: Aparato de teste experimental montado no LAD_POT do LACEN e utilizado na avaliação experimental do RPV_{F_GPCI}: (1) MV1027 - Gerador síncrono; (2) MV-1054 - Transdutor de torque; (3) MV1010 - Simulador de inércia; (4) Tacogerador CC; (5) MV1028 - Motor CC; (6) Fonte de alimentação trifásica; (7) Carga elétrica resistiva;

Na Tabela 6.1 são descritos alguns dos equipamentos de medição e controle que formam o aparato experimental de teste montado.

Tabela 6.1 – Detalhes dos equipamentos que formam o aparato experimental de teste.

ID	Equipamento	Função
1	CTW-04	*Driver* de acionamento do Motor CC
2	NI-cRIO-9014 + NI cRIO-9118	Controlador industrial e chassis utilizados para implementar o algoritmo do RPV
3	Condicionador SC-2345	Condicionador de sinais industrial utilizado para filtragem das variáveis analógicas
4	MV-1054	Medidor digital de torque e potência mecânica
5	SIMEAS-P	Multimedidor de grandezas elétricas
6	ETE-30	Multimedidor de grandezas elétricas
7	NI TPC-2215	Interface homem Máquina para parametrização e controle do SGER
8	NI-WLS-9163	Sistema de aquisição wireless

Conforme apresentado na Figura 6.1, foram utilizadas quatro redes de comunicação para o intercambio de informações entre os elementos de medição e controle que formam o aparato experimental de teste:

- **Rede de Comunicação 1 (R1)** – Protocolo MODBUS serial RS485, modo RTU, 8N1, 119Kbps. Utilizada na comunicação entre o RPV, cujo algoritmo foi implementado no controlador industrial NI-cRIO-9014, o medidor de torque (MV-1054) e os multimedidores de grandezas elétricas ETE-30 e SIMEASP;
- **Rede de Comunicação 2 (R2)** – Protocolo WEGBUS serial RS232, codificação ASCII, 8N2, 9.6Kbps. Utilizada na comunicação entre o RPV e o *driver* de acionamento do motor CC (CTW-04);
- **Rede de Comunicação 3 (R3)** – Protocolo TCP-IP 10/100BaseT(X) Ethernet. Utilizada na comunicação entre o RPV e a interface IHM *touchscreen* (NI TPC-2215);
- **Rede de Comunicação 4 (R4)** – Protocolo TCP-IP 10/100BaseT(X) Ethernet wireless 802.11b/g. Utilizada na comunicação entre o RPV e o sistema wireless de aquisição de tensões/correntes analógico;

Verifica-se na Figura 6.1 que algumas variáveis do aparato de teste são manipuladas em formato analógico por meio de conversores A/D (cartão NI-9205 conectado em um dos *slots* do chassis NI cRIO-9118) e D/A (cartão NI-9263 conectado em um dos *slots* do chassis NI cRIO-9118) enquanto que outras variáveis são obtidas por meio de protocolos de comunicação industrial. Os detalhes das variáveis medidas pelo conjunto de instrumentos disponíveis no aparato de teste são apresentados nas Tabelas 6.2 e 6.3. Na Tabela 6.2 são descritas as variáveis disponíveis de forma analógica e na Tabela 6.3, são descritas as variáveis disponíveis por meio de redes de comunicação industrial. Em todos os ensaios realizados neste capítulo a malha de controle de tensão do gerador opera em modo de controle manual com o sistema de potência isolado do sistema comercial de fornecimento de energia.

Tabela 6.2 – Variáveis analógicas do aparato de teste.

ID	Variável	Descrição	Unidade	Transdutor	Origem	Condicionador	Destino
1	$I_a(k)$	Corente de Armadura	A	LEM	CTW-04. AO-01. XC1(2:4)	SC-2345 SCC-LP02 CH-05	NI-9205 AI-0
2	$\omega(k)$	Velocidade	V	Tacogerador	-	SC-2345 SCC-LP02 CH-13	NI-9205 AI-02
3	$u_a(k)^*$	Controle da tensão de armadura	%	-	NI-9263 AO-0	SC-2345	CTW-04. AI-01. XC1(3:5)

* Para o sinal de controle $u_a(k)$,10V na saída AO-0 do módulo conversor D/A NI-9263 equivale a 100% do sinal de controle $u_{a-CTW}(k)$ disponível no *driver* CTW-04;

Tabela 6.3 – Variáveis medidas por meio de redes de comunicação industrial.

ID	Variável	Descrição	Unidade	Instrumento	Reg.	End.	Rede
1	$V_{L12}(k)$	Tensão entre as fases 1 e 2	V	SIMEASP	40217	1	R1
2	$V_{L23}(k)$	Tensão entre as fases 2 e 3	V	SIMEASP	40219	1	R1
3	$V_{L31}(k)$	Tensão entre as fases 3 e 1	V	SIMEASP	40221	1	R1
4	$I_{L1}(k)$	Corrente na linha L1	A	SIMEASP	40209	1	R1
5	$I_{L2}(k)$	Corrente na linha L2	A	SIMEASP	40211	1	R1
6	$I_{L3}(k)$	Corrente na linha L3	A	SIMEASP	40213	1	R1
7	$P(k)$	Potência Ativa	W	SIMEASP	40233	1	R1
8	$Q(k)$	Potência Reativa	Var	SIMEASP	40241	1	R1
9	$FP(k)$	Fator de potência	-	SIMEASP	40265	1	R1
10	$\phi(k)$	Ângulo de Fase	graus	SIMEASP	40273	1	R1
11	$f(k)$	Freq. Elétrica	Hz	SIMEASP	40275	1	R1
12	$T_m(k)$	Torque Mecânico	Nm	MV-1054	7010	52	R1
13	$P_m(k)$	Potência Mecânica	W	MV-1054	7010	53	R1
14	$\omega_{MV-1054}(k)$	Velocidade	rpm	MV-1054	7010	54	R1
15	$I_c(k)$	Corrente de Campo	%	CTW-04	P62	1(‘A’)	R2
16	$u_{a-CTW}(k)$	Sinal de controle da tensão de armadura	%	CTW-04	P87	1(‘A’)	R2
17	$\omega_{CTW-04}(k)$	Velocidade	%	CTW-04	P88	1(‘A’)	R2
18	$I_{a-CTW-04}(k)$	Corente de Armadura	%	CTW-04	P89	1(‘A’)	R2
19	$V_a(k)$	Tensão de Armadura	%	CTW-04	P90	1(‘A’)	R2

6.2 - Identificação dos parâmetros do modelo do sistema de potência

Nesta seção, serão apresentados os resultados obtidos com o procedimento de identificação do modelo matemático utilizado no projeto do RPV. Neste capítulo, foram utilizados modelos do tipo ARX com estrutura semelhante à apresentada na Eq. (3.2). O método de estimação utilizado foi o de mínimos quadrados monovariável não-recursivo.

6.2.1 – Teste de Identificação não-recursivo

Na primeira etapa do procedimento de identificação foi realizado um ensaio que consistiu na aquisição do sinal de velocidade rotacional (variável $\omega(k)$) do conjunto Motor + Gerador + Simulador de Inércia enquanto era aplicada uma SBPA à entrada de controle da tensão de armadura do motor (variável $u_a(k)$). O resultado obtido no ensaio é apresentado na Figura 6.3.

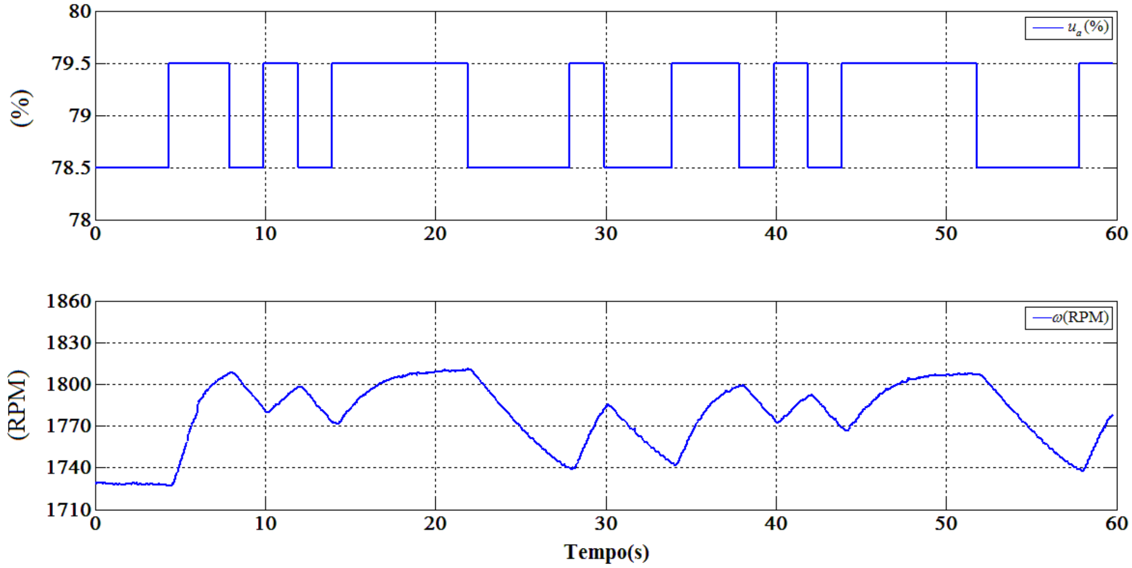


Figura 6.3 – Resultado do ensaio de identificação da malha de velocidade do motor CC.

O sinal $u_a(k)$ é medido em percentual. Esse sinal é gerado na saída AO-0 do módulo conversor D/A NI-9263 instalado no chassis do controlador NI-cRIO-9014 e aplicado em uma das entradas analógicas do *driver* CTW-04, conforme descrito no diagrama em blocos da Figura 6.1 e na Tabela 6.2. Uma tensão de 10V na saída AO-0 do módulo conversor D/A NI-9263 equivale a 100% do sinal de controle $u_{a-CTW}(k)$ disponível no *driver* CTW-04, conforme descrito na Tabela 6.2.

O sinal $\omega(k)$ é medido em volts sendo que 6V equivale a velocidade nominal de 1800rpm. Este sinal foi obtido a partir de um transdutor de velocidade acoplado ao eixo do motor CC. A saída deste transdutor é filtrada por um filtro passa-baixas *butterworth* de 4ª ordem com frequência de corte em 50Hz. Esta filtragem é realizada no módulo SCC-LP02 (National, 2004), instalado no condicionador de sinais industrial configurável SC-2345, fabricados pela National Instruments (National, 2007). As condições iniciais do ensaio de identificação são caracterizadas pelo seguinte vetor ponto de operações:

$$\tilde{\varphi}(0) = \lfloor P \quad Q \rfloor = [0{,}0 \ 0{,}0]$$

Outros detalhes do ensaio de identificação realizado são apresentados na Tabela 6.4. Foram aplicadas duas sequências SBPA idênticas com 4 bits de comprimento cada. A massa de dados do ensaio foi dividida em duas partes: a primeira foi utilizada para a estimação dos parâmetros do modelo e a segunda parte foi utilizada para a validação do modelo.

Tabela 6.4: Detalhes do ensaio de identificação do modelo matemático da malha de velocidade

Condição	Valor	Condição	Valor
Data	05/12/2013 – 08h:23m:22s	$Q(0)$	0,0 pu
T_b	2s	S_b	1,2kVA
n	4	Número de SBPAs	2
$P(0)$	0,0 pu	Amplitude da SBPA	1%

O modelo representativo da dinâmica da malha de velocidade do SGER é o seguinte:

$$\omega(k) = \frac{q^{-1}\overbrace{\left(b_0 + b_1 q^{-1}\right)}^{B(q^{-1})}}{\underbrace{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}}_{A(q^{-1})}} u_a(k) + \frac{\overbrace{1 - c_1 q^{-1}}^{C(q^{-1})}}{\underbrace{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}}_{A(q^{-1})}} \frac{e(k)}{\Delta} \tag{6.1}$$

onde: $u_a(k)$ é o sinal que controla a tensão aplicada na armadura do motor CC; $\omega(k)$ é o sinal de velocidade, ambos amostrados com intervalo de T_s=200ms; e o coeficiente c_1 do polinômio C deve ser especificado pelo projetista. Os valores dos coeficientes a_i e b_i, identificados com o método de mínimos quadrados, são apresentados na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 – Coeficientes do modelo de 2ª ordem da malha de velocidade do SGER.

Coeficiente	a_1	a_2	b_1	b_2
Valor	-1,613043152523273	0,641058613564484	0,009047619155514	-0,001369566480325

Na Figura 6.4, é apresentada a comparação entre a saída do modelo de 2ª ordem com intervalo de amostragem T_s=200ms e a saída real medida durante o ensaio.

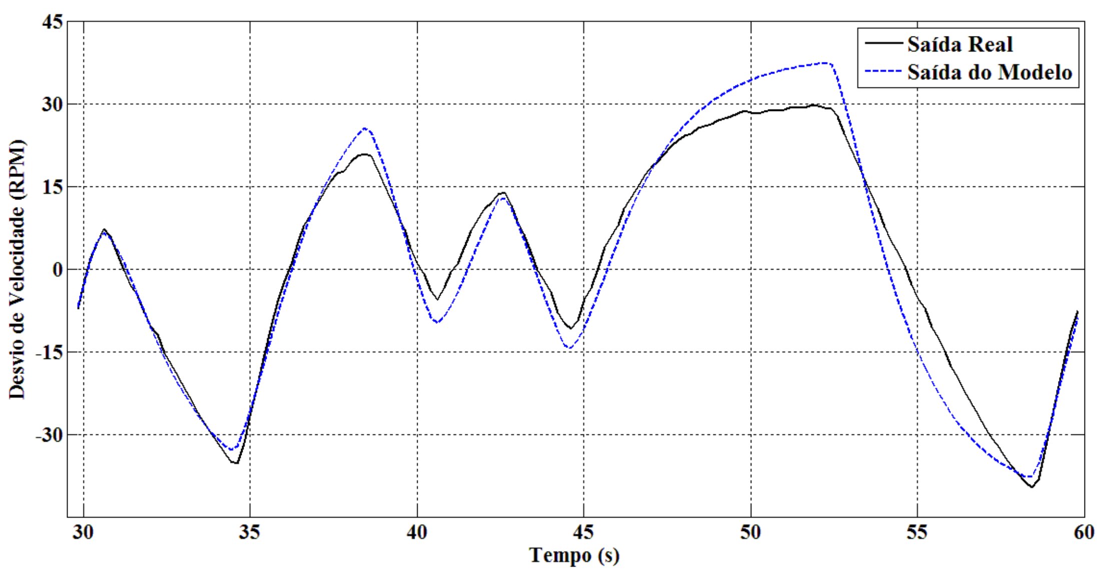


Figura 6.4: Validação do modelo de 2ª ordem representativo da malha de velocidade do SGER: Comparação da resposta no tempo.

Pela superposição parcial das curvas, verifica-se que o modelo consegue representar adequadamente a dinâmica observada. A capacidade de predição da saída, medida com a função *FIT* da Eq. (4.34), foi de 78,12% para este modelo. A análise dos resíduos do modelo é apresentada na Figura 6.5. A região de 99% de confiança encontra-se destacada. O perfil da função de autocorrelação dos resíduos é aproximadamente um impulso na origem, indicando estimativas pouco polarizadas. A função de correlação cruzada mostra que o sinal de entrada está razoavelmente descorrelacionado dos resíduos.

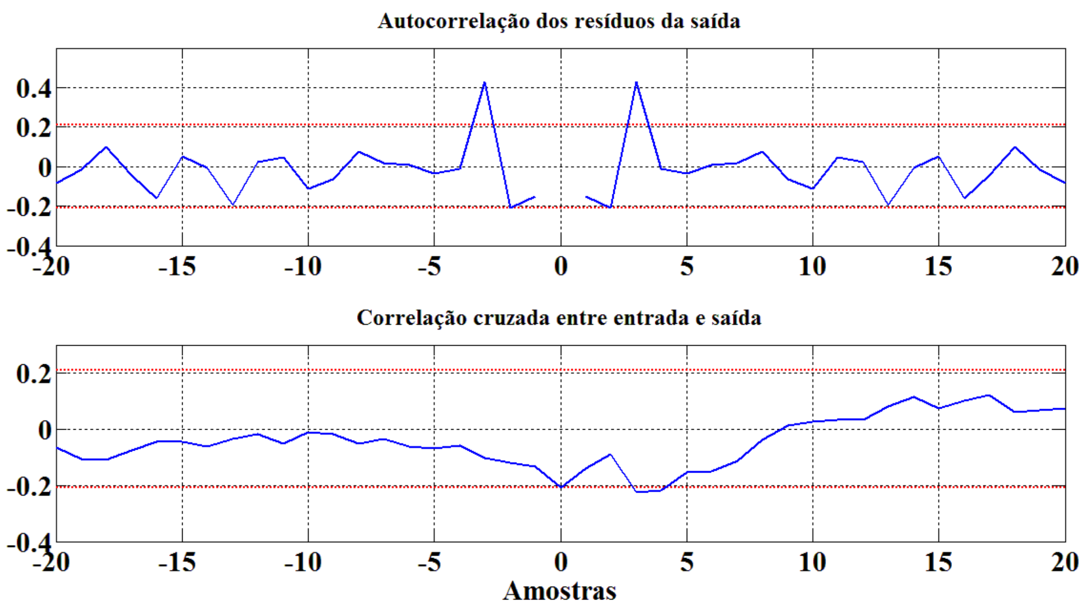


Figura 6.5: Validação do modelo de 2ª ordem representativo da malha de velocidade do SGER: análise de resíduos.

Na Figura 6.6, é apresentada a resposta em frequência do modelo identificado até a frequência $0{,}5 f_s = 1/2T_s = 2.5\text{Hz}$. É possível observar que o atraso de fase na frequência $0{,}5 f_s$ é -180º, a Margem de Ganho (M_g) é de $M_g = 49{,}9\text{dB}$ em malha aberta.

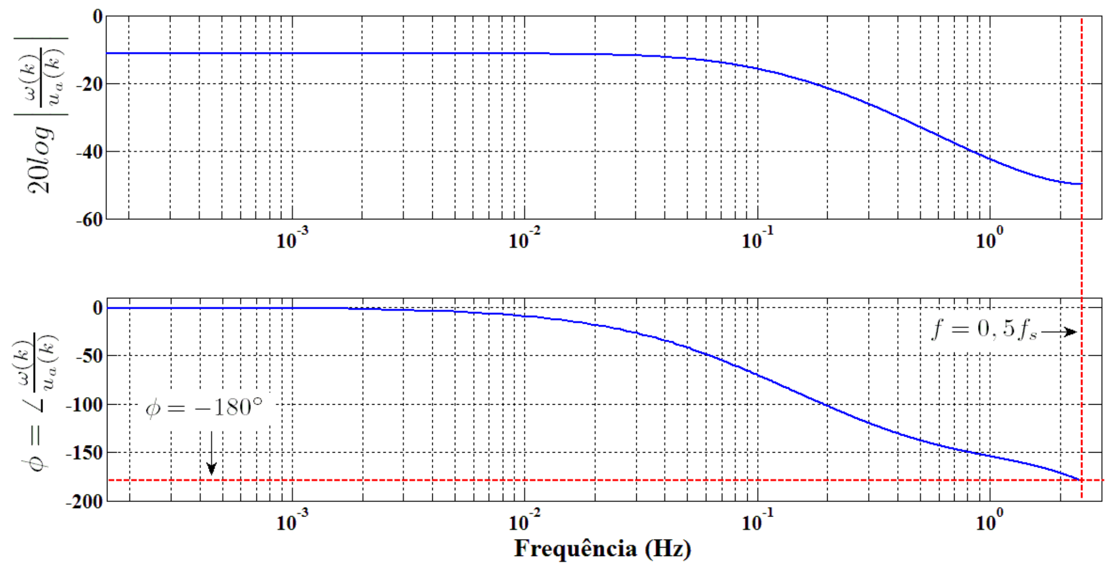


Figura 6.6: Resposta em frequência do modelo de 2ª ordem da malha de velocidade do SGER

Na Figura 6.7 é descrita a localização dos polos e zeros do modelo no plano-*z*.

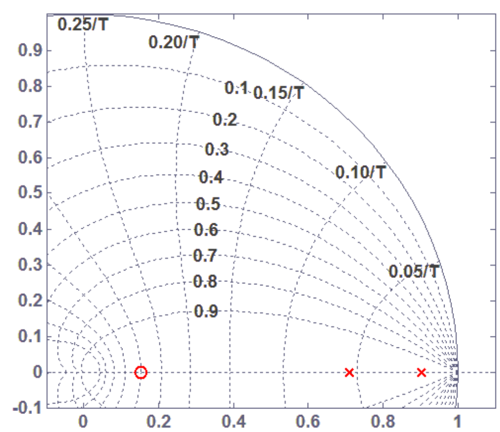


Figura 6.7: Diagrama de polos e zeros do modelo de 2ª ordem da malha de velocidade

6.3 - Projeto do controlador RPV_{F_GPCI}

Nesta seção será descrito o projeto do regulador de velocidade proposto neste capítulo. O método de controle preditivo utilizado é o GPC sem restrições em sua versão incremental cujo objetivo é minimizar o critério quadrático J_{GPCI} da Eq. (3.46), reescrita a seguir utilizando a nomenclatura das variáveis adotada neste capítulo.

$$J_{GPCI} = \sum_{i=N_1}^{N_2} [\omega(k+i) - r(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{N_u} [\Delta u_a(k+i-1)]^2$$

onde $r(k)$ é a trajetória desejada para o sinal de saída e $\omega(k)$ representa a velocidade de rotação do motor CC. Para realizar esta minimização, a cada intervalo de amostragem o incremento do sinal de controle do RPV_{F_GPCI} tem a seguinte forma:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{K}(\mathbf{r} - \mathbf{f}) \tag{6.2}$$

No projeto do RPV apresentado neste trabalho, optou-se pela formulação incremental do GPC pois: a) a cada instante discreto *k*, por definição de projeto, deve ser especificado um valor desejado, $r(k)$, não necessariamente nulo, para a velocidade de rotação do motor CC; b) caso a velocidade real de rotação, $\omega(k)$, não seja igual a velocidade desejada, $r(k)$, o problema de rastreamento deve considerar uma trajetória específica para o sinal de velocidade até que se atinja uma situação onde a diferença entre o valor desejado de velocidade e a velocidade real seja nulo. Considerou-se a formulação incremental do GPC mais adequada para lidar com essas peculiaridades do RPV, pois a inclusão do incremento da ação de controle no critério J_{GPCI} garante que ao atingir o regime permanente, considerando a estabilidade em malha fechada, obtenha-se o erro de velocidade nulo. Nesta situação, automaticamente os incrementos da ação de controle são forçados a assumirem valores nulos, caso contrário, o sinal de controle aumentará/diminuirá de forma permanente violando o critério de estabilidade.

A lei de controle da Eq. (6.2) será implementada utilizando os horizontes $N_1 = 1$, $N_2 = 3$, $N_u = 2$. O efeito do polinômio $C(q^{-1})$ não será considerado neste projeto inicial e, portanto, escolheu-se $C(q^{-1}) = 1$. Os polinômios de predição $E_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$ calculados para $j = 1$ até $j = 3$ são obtidos resolvendo a seguinte equação Diofantina:

$$1 = E_j(q^{-1})\overline{A}(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) \tag{6.3}$$

$$\delta\left[E_j(q^{-1})\right] = j - 1$$

$$\delta\left[F_j(q^{-1})\right] = n_a$$

sendo $\overline{A}(q^{-1}) = A(q^{-1})(1 - q^{-1}) = 1\text{-}2{,}613q^{-1} + 2{,}2541q^{-2}\text{-}0{,}64106q^{-3}$ e $\delta\left[X(q^{-1})\right]$ representa a ordem do polinômio $X(q^{-1})$.

Os valores obtidos são os seguintes:

$$E_1(q^{-1}) = 1$$

$$E_2(q^{-1}) = 1 + 2{,}613q^{-1}$$

$$E_3(q^{-1}) = 1 + 2{,}613q^{-1} + 4{,}5738q^{-2}$$

$$F_1(q^{-1}) = 2{,}613 - 2{,}2541\mathrm{q}^{-1} + 0{,}64106\mathrm{q}^{-2}$$

$$F_2(q^{-1}) = 4{,}5738 - 5{,}249\mathrm{q}^{-1} + 1{,}6751\mathrm{q}^{-2}$$

$$F_3(q^{-1}) = 6{,}7027 - 8{,}6349\mathrm{q}^{-1} + 2{,}9321q^{-2}$$

Para distinguir termos com valores de sinais de controle passados e futuros na equação das predições da saída descritas pela Eq. (3.54), uma segunda identidade Diofantina deve ser utilizada, conforme descrito na Eq. (3.53). Para $C(q^{-1}) = 1$ a Eq. (3.53) assume a seguinte formulação:

$$E_j(q^{-1})B(q^{-1}) = G_j(q^{-1}) + q^{-j}\Gamma_j(q^{-1})$$

$$\delta\left[G_j(q^{-1})\right] = j - 1$$

$$\delta\left[\Gamma_j(q^{-1})\right] = \delta\left[B(q^{-1})\right] - 1$$

Utilizando $B(q^{-1}) = 0{,}009047 - 0{,}001369q^{-1}$ chega-se aos seguintes valores para os polinômios $G_j(q^{-1})$ e $\Gamma_j(q^{-1})$, considerando $C(q^{-1}) = 1$:

$$G_1(q^{-1}) = 0{,}0090476$$

$$G_2(q^{-1}) = 0{,}0090476 + 0{,}0222722q^{-1}$$

$$G_3(q^{-1}) = 0{,}0090476 + 0{,}0222722q^{-1} + 0{,}03780410q^{-2}$$

$$\Gamma_1(q^{-1}) = -0{,}00136956$$

$$\Gamma_2(q^{-1}) = -0{,}0035787$$

$$\Gamma_3(q^{-1}) = -0{,}0062642$$

Utilizando as Eqs. (3.54) e (3.61), as predições da saída podem ser expressas na seguinte forma matricial considerando $N_u = 2$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\omega}(k+1|k) \\ \hat{\omega}(k+2|k) \\ \hat{\omega}(k+3|k) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}0090476 & 0 \\ 0{,}0222722 & 0{,}0090476 \\ 0{,}0378041 & 0{,}0222722 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{u}}} +$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \underbrace{-0{,}00136956\,\Delta u_a(k-1) + 2{,}613\omega(k) - 2{,}2541\omega(k-1) + 0{,}64106\omega(k-2)}_{f_1} \\ \underbrace{-0{,}0035787\,\Delta u_a(k-1) + 4{,}5738\omega(k) - 5{,}249\omega(k-1) + 1{,}6751\omega(k-2)}_{f_2} \\ \underbrace{-0{,}0062642\,\Delta u_a(k-1) + 6{,}7027\omega(k) - 8{,}6349\omega(k-1) + 2{,}9321\omega(k-2)}_{f_3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}} \qquad (6.4)$$

sendo que, neste caso, $\omega(k)$ representa o sinal de velocidade do motor CC, conforme descrito no modelo da Eq. (6.1). A solução do problema de minimização do critério J_{GPCI} da Eq. (3.63) é obtida a partir da Eq. (3.65) para $\lambda = 0{,}6$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{u}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}015029 & 0{,}036970 & 0{,}062732 \\ -2{,}611\text{x}10^{-5} & 0{,}0150006 & 0{,}0369757 \end{bmatrix}}_{\left(\mathbf{G}^T\mathbf{G}+\lambda\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{G}^T} \left(\underbrace{\begin{bmatrix} r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{\mathbf{r}} - \underbrace{\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}} \right)$$

Como somente o sinal $\Delta u_a(k)$ precisa ser calculado na estratégia de controle com horizonte retrocedente, o incremento do sinal de controle na iteração k do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ é representado pela seguinte equação:

$$\Delta u_a(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}015029 & 0{,}036970 & 0{,}062732 \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}=1^{\text{a}}\text{Linha de}\left(\mathbf{G}^T\mathbf{G}+\lambda\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{G}^T} (\mathbf{r}-\mathbf{f}) \tag{6.5}$$

Utilizando as relações descritas na Eq. (6.4) na Eq. (6.5) chega-se ao seguinte resultado:

$$\Delta u_a(k) = 0{,}015029r(k+1) + 0{,}036970r(k+2) + 0{,}062732r(k+3) + \cdots$$
$$+ 5{,}4586x10^{-4}\ \Delta u_a(k-1) - 0{,}628854\omega(k) + 0{,}769627\omega(k-1) - 0{,}2555\omega(k-2)$$

sendo $r(k+i)$ a trajetória de referência que pode ser considerada constante e igual ao valor da referência de velocidade atual ou seguir um padrão de primeira ordem até o valor desejado. Portanto, o sinal de controle no instante discreto k é função da trajetória desejada para a velocidade e dos valores passados dos sinais de entrada e saída:

$$u_a(k) = 0{,}015029\,r(k+1) + 0{,}036970\,r(k+2) + 0{,}062732\,r(k+3) + 1{,}00054\,u_a(k-1)\cdots$$
$$- 5{,}4586\times10^{-4}\,u_a(k-2) - 0{,}628854\,\omega(k) + 0{,}769627\,\omega(k-1) - 0{,}2555\,\omega(k-2)$$

6.4 – Inclusão do polinômio *C* no projeto do controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$

Nesta seção serão avaliadas as modificações necessárias no projeto do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ para incluir o efeito do polinômio $C(q^{-1})$. Neste trabalho este polinômio será definido da seguinte forma:

$$C(q^{-1}) = 1 - c_1 q^{-1}$$

Considerando os horizontes $N_1 = 1$, $N_2 = 3$ e $N_u = 2$, as predições da saída são calculadas resolvendo a identidade Diofantina da Eq. (6.3) considerando o polinômio *C*.

$$C(q^{-1}) = E_j(q^{-1})\overline{A}(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1})$$

Os valores obtidos para os polinômios de predição $E_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$ com $c_1 = 0{,}01$ são os seguintes:

$$E_1(q^{-1}) = 1$$

$$E_2(q^{-1}) = 1 + 2{,}6030q^{-1}$$

$$E_3(q^{-1}) = 1 + 2{,}6030q^{-1} + 4{,}5478q^{-2}$$

$$F_1(q^{-1}) = 2{,}6030 - 2{,}2541\mathrm{q}^{-1} + 0{,}64106\mathrm{q}^{-2}$$

$$F_2(q^{-1}) = 4{,}5478 - 5{,}2265\mathrm{q}^{-1} + 1{,}6687\mathrm{q}^{-2}$$

$$F_3(q^{-1}) = 6{,}6570 - 8{,}5824\mathrm{q}^{-1} + 2{,}9154q^{-2}$$

Para distinguir termos com valores de sinais de controle passados e futuros na equação das predições da saída descritas pela Eq. (3.54), uma segunda identidade Diofantina deve ser utilizada, conforme descrito na Eq. (3.53)

$$E_j(q^{-1})B(q^{-1}) = G_j(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-j}\Gamma_j(q^{-1})$$

$$\delta\left[G_j(q^{-1})\right] = j - 1$$

$$\delta\left[\Gamma_j(q^{-1})\right] = \max\left(\delta\left[B(q^{-1})\right], \delta\left[C(q^{-1})\right]\right) - 1$$

Utilizando $B(q^{-1}) = 0{,}009047 - 0{,}001369q^{-1}$ chega-se aos seguintes valores para os polinômios $G_j(q^{-1})$ e $\Gamma_j(q^{-1})$:

$$G_1(q^{-1}) = 0{,}0090476$$

$$G_2(q^{-1}) = 0{,}0090476 + 0{,}0222722q^{-1}$$

$$G_3(q^{-1}) = 0{,}0090476 + 0{,}0222722q^{-1} + 0{,}0378041q^{-2}$$

$$\Gamma_1(q^{-1}) = -0{,}001279$$

$$\Gamma_2(q^{-1}) = -0{,}003342$$

$$\Gamma_3(q^{-1}) = -0{,}005850$$

As predições da saída são descritas pelas Eqs. (3.54) e (3.61) na seguinte forma matricial considerando $N_u = 2$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\omega}(k+1\,|\,k) \\ \hat{\omega}(k+2\,|\,k) \\ \hat{\omega}(k+3\,|\,k) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}0090476 & 0 \\ 0{,}0222722 & 0{,}0090476 \\ 0{,}0378041 & 0{,}0222722 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{u}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underbrace{-0{,}001279\,u_a^f(k-1) + 2{,}6030\omega^f(k) - 2{,}2541\omega^f(k-1) + 0{,}64106\omega^f(k-2)}_{f_1} \\ \underbrace{-0{,}003342\,u_a^f(k-1) + 4{,}5478\omega^f(k) - 5{,}2265\omega^f(k-1) + 1{,}6687\omega^f(k-2)}_{f_2} \\ \underbrace{-0{,}005850\,u_a^f(k-1) + 6{,}6570\omega^f(k) - 8{,}5824\omega^f(k-1) + 2{,}9154\omega^f(k-2)}_{f_3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{f}} \tag{6.6}$$

sendo que nesta representação adota-se o sinal $\omega^f(k)$ para representar a velocidade do motor CC e $u_a^f(k)$ para representar os incrementos da ação de controle, ambos filtrados pelo polinômio $C(q^{-1})$, conforme descrito a seguir:

$$u_a^f(k) = \frac{\Delta u_a(k)}{C(q^{-1})}$$

$$\omega^f(k) = \frac{\omega(k)}{C(q^{-1})}$$

Verifica-se que a matriz $\mathbf{G}$ descrita na Eq. (6.6) é igual à matriz que foi obtida quando se considerou $C(q^{-1}) = 1$, conforme descrito na Seção 6.3. Portanto, a solução que minimiza o critério J_{GPCI} da Eq. (3.46), para $\lambda = 0{,}6$, tem a mesma estrutura da Eq. (6.5) sendo que as predições de resposta livre são alteradas conforme a Eq. (6.6). Utilizando as relações descritas na Eq. (6.6) na Eq. (6.5) chega-se ao seguinte resultado para o incremento do sinal de controle $\Delta u_a(k)$:

$$\begin{aligned} \Delta u_a(k) &= 0{,}015029\,r(k+1) + 0{,}036970\,r(k+2) + 0{,}062732\,r(k+3) + \cdots \\ &+ 5{,}09804\times10^{-4}\,u_a^f(k-1) - 0{,}624868\,\omega^f(k) + 0{,}765501\,\omega^f(k-1) - 0{,}254217\,\omega^f(k-2) \end{aligned}$$

Portanto, o sinal de controle no instante discreto k é função da referência desejada para a velocidade e dos valores passados dos sinais u_a, u_a^f e ω^f:

$$\begin{aligned} u_a(k) &= u_a(k-1) + 0{,}015029r(k+1) + 0{,}036970r(k+2) + 0{,}062732r(k+3) + \cdots \\ &+ 5{,}09804\times10^{-4}\,u_a^f(k-1) - 0{,}624868\omega^f(k) + 0{,}765501\omega^f(k-1) - 0{,}254217\omega^f(k-2) \end{aligned} \tag{6.7}$$

6.4.1 – Forma canônica R-S-T equivalente do RPV$_{F_GPCI}$

Considere o seguinte padrão de primeira ordem definido para a variável $r_t(i)$:

$$r_t(i) = (1-\gamma)r(k) + \gamma\, r_t(i-1) \tag{6.8}$$

sendo $r_t(0) = \omega(k)$ e $r(k)$ é a referência de velocidade atual. Após iterar a Eq. (6.8) N_2 vezes ($i = 1, \cdots, N_2$), é possível obter o vetor $\mathbf{r}$ contendo a trajetória desejada para o sinal de velocidade a ser utilizado na Eq. (6.5) da seguinte forma:

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(k+N_1) & \cdots & r(k+N_2) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} r_t(N_1) & \cdots & r_t(N_2) \end{bmatrix}^T$$

Após algumas manipulações algébricas na Eq. (6.8), é possível encontrar a seguinte relação, considerando $N_1 = 1$ e $N_2 = 3$:

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_t(1) \\ r_t(2) \\ r_t(3) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1-\gamma \\ 1-\gamma^2 \\ 1-\gamma^3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_r} r(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma \\ \gamma^2 \\ \gamma^3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{R}_\omega} \omega(k) \tag{6.9}$$

Utilizando esta relação na Eq. (6.5) obtemos:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{K}\left[\mathbf{R}_r r(k) + \mathbf{R}_\omega \omega(k) - \mathbf{f}\right] \tag{6.10}$$

Substituindo na Eq. (6.10) a resposta livre $\mathbf{f}$ da Eq. (6.4), é possível obter a seguinte representação para o sinal de controle $\Delta u_a(k)$:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{K}\mathbf{R}_r r(k) + \mathbf{K}\mathbf{R}_\omega \omega(k) - \mathbf{K}\begin{bmatrix} \Gamma_1(q^{-1}) \\ \Gamma_2(q^{-1}) \\ \Gamma_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \Delta u_a(k\text{ - }1) - \mathbf{K}\begin{bmatrix} F_1(q^{-1}) \\ F_2(q^{-1}) \\ F_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \omega(k)$$

Após algumas manipulações algébricas na equação anterior é possível representar a lei de controle do RPV$_{F_GPCI}$ descrita na Eq. (6.5) utilizando a estrutura canônica R-S-T apresentada na Figura 3.2 da seguinte forma:

$$\underbrace{\left\{1 + q^{-1}\sum_{i=1}^{3} k_i \Gamma_i(q^{-1})\right\}}_{S(q^{-1})} \Delta u_a(k) = \underbrace{\left[\sum_{i=1}^{3} k_i r_r^i\right]}_{T(q^{-1})} r(k) - \underbrace{\sum_{i=1}^{3} k_i \left[F_i(q^{-1}) - r_\omega^i\right]}_{R(q^{-1})} \omega(k) \tag{6.11}$$

sendo: $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 \end{bmatrix}$; $\mathbf{R}_\omega = \begin{bmatrix} r_\omega^1 & r_\omega^2 & r_\omega^3 \end{bmatrix}'$ e $\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} r_r^1 & r_r^2 & r_r^3 \end{bmatrix}'$. Substituindo os valores dos polinômios $\Gamma_i(q^{-1})$ e $F_i(q^{-1})$, $i = 1, 2, 3$, obtidos a partir da Eq. (6.4), o ganho $\mathbf{K}$ da Eq. (6.5), e os ganhos $\mathbf{R}_\omega$ e $\mathbf{R}_r$ da Eq. (6.9) com $\gamma = 0{,}05$ na Eq. (6.11) é possível obter a seguinte representação R-S-T equivalente para o RPV$_{F_GPCI}$, sem considerar a dinâmica do polinômio C:

$$\underbrace{\left(1-1{,}000545q^{-1}+5{,}4586\text{x}10^{-4}q^{-2}\right)}_{S(q^{-1})}u_a(k)=\underbrace{\left(0{,}113880\right)}_{T(q^{-1})}r(k)-$$
$$-\underbrace{\left(0{,}628002-0{,}769627q^{-1}+0{,}255505q^{-2}\right)}_{R(q^{-1})}\omega(k) \qquad (6.12)$$

De forma análoga, substituindo na Eq. (6.10) a resposta livre $\mathbf{f}$ da Eq. (6.6), é possível obter a seguinte representação para o sinal de controle $\Delta u_a(k)$, considerando a dinâmica do polinômio C:

$$\Delta u_a(k)=\mathbf{K}\mathbf{R}_r r(k)+\mathbf{K}\mathbf{R}_\omega \omega(k)-\mathbf{K}\begin{bmatrix}\Gamma_1(q^{-1})\\ \Gamma_2(q^{-1})\\ \Gamma_3(q^{-1})\end{bmatrix}\underbrace{\left[\frac{\Delta u_a(k\text{-}1)}{C(q^{-1})}\right]}_{u_a^f(k\text{-}1)}-\mathbf{K}\begin{bmatrix}F_1(q^{-1})\\ F_2(q^{-1})\\ F_3(q^{-1})\end{bmatrix}\underbrace{\left[\frac{\omega(k)}{C(q^{-1})}\right]}_{\omega^f(k)}$$

Após algumas manipulações algébricas na equação anterior é possível representar a lei de controle do RPV$_{F_GPCI}$ descrita na Eq. (6.7) utilizando a estrutura canônica R-S-T apresentada na Figura 3.2 da seguinte forma:

$$\underbrace{\left\{C(q^{-1})+q^{-1}\sum_{i=1}^{3}k_i\Gamma_i(q^{-1})\right\}}_{S(q^{-1})=S_\Delta(q^{-1})\Delta}\Delta u_a(k)=\underbrace{\left[C(q^{-1})\sum_{i=1}^{3}k_i r_r^i\right]}_{T(q^{-1})=C(q^{-1})T_C(q^{-1})}r(k)-$$
$$-\underbrace{\sum_{i=1}^{3}k_i\left[F_i(q^{-1})-C(q^{-1})r_\omega^i\right]}_{R(q^{-1})}\omega(k) \qquad (6.13)$$

Substituindo os valores dos polinômios $\Gamma_i(q^{-1})$ e $F_i(q^{-1})$, $i=1,2,3$, obtidos partir da Eq. (6.6), o ganho $\mathbf{K}$ da Eq. (6.5), e os ganhos $\mathbf{R}_\omega$ e $\mathbf{R}_r$ da Eq. (6.9) com $\gamma=0{,}05$ na Eq. (6.13), é possível obter a seguinte representação R-S-T equivalente para o RPV$_{F_GPCI}$, considerando a dinâmica do polinômio C com $c_1=0{,}01$:

$$\underbrace{\left(1-1{,}010509q^{-1}+0{,}010509q^{-2}\right)}_{S(q^{-1})}u_a(k)=\underbrace{\left(0{,}113880\text{ - }0{,}001138q^{-1}\right)}_{T(q^{-1})}r(k)-$$
$$-\underbrace{\left(0{,}624017-0{,}765492q^{-1}+0{,}254217q^{-2}\right)}_{R(q^{-1})}\omega(k) \qquad (6.14)$$

Utilizando a lei de controle R-S-T da Eq.(6.14) no modelo CARIMA da Eq. (6.1), é possível obter a seguinte equação que determina a dinâmica em malha fechada:

$$\omega(k)=\frac{q^{-1}B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})+q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}r(k)+\frac{C(q^{-1})S(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})+q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})}\frac{e(k)}{\Delta} \qquad (6.15)$$

Nesta equação, os polos da função de transferência entre a saída $\omega(k)$ e a referência $r(k)$ em malha fechada são obtidos a partir do polinômio *P*, de acordo com a Eq. (3.26) com $d=1$:

$$A(q^{-1})S(q^{-1})+q^{-1}B(q^{-1})R(q^{-1})=P(q^{-1})$$

Utilizando as Eqs. (3.49), (3.53) e os polinômios *R*, *S* e *T* da Eq. (6.13) na equação anterior, após algumas manipulações algébricas, é possível representar o polinômio *P* da seguinte forma:

$$P(q^{-1})=C(q^{-1})\underbrace{\left\{A\Delta+\sum_{i=1}^{3}k_i q^{i-1}\left[B(q^{-1})-A\Delta G_i(q^{-1})\right]-q^{-1}B(q^{-1})\sum_{i=1}^{3}k_i r_\omega^i\right\}}_{P_c(q^{-1})} \tag{6.16}$$

Considerando que $S(q^{-1})=S_\Delta(q^{-1})\Delta$ e $T(q^{-1})=C(q^{-1})T_C(q^{-1})$, conforme foi definido na Eq. (6.13), a Eq. (6.15) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\omega(k)=\frac{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}r(k)+\frac{S_\Delta(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}e(k) \tag{6.17}$$

A análise da Eq. (6.17) revela que o polinômio *C*, quando considerado no projeto, é cancelado na função de transferência entre a saída e a referência em malha fechada e que a estabilidade do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ é determinada pelo polinômio P_c.

Substituindo os polinômios *R*, *S* e *T* da Eq. (6.12) na Eq. (6.15) e considerando a Eq. (6.16), é possível obter a seguinte dinâmica em malha fechada para o $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$, sem considerar o polinômio *C*.

$$\begin{aligned}\omega(k)=&\frac{\overbrace{1{,}030349\text{x}10^{-3}q^{-1}-0{,}155967\text{x}10^{-3}q^{-2}}^{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0-2{,}607907q^{-1}+2{,}247704q^{-2}-0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}}r(k)+\\&+\frac{\overbrace{1{,}0-5{,}4586\text{x}10^{-4}q^{-1}}^{S_\Delta(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0-2{,}607907q^{-1}+2{,}247704q^{-2}-0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}}e(k)\end{aligned} \tag{6.18}$$

De forma análoga, substituindo os polinômios *R*, *S* e *T* da Eq. (6.14) na Eq. (6.15) e considerando a Eq. (6.16), é possível obter a seguinte dinâmica em malha fechada para o $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$, considerando $c_1=0{,}01$.

$$\omega(k) = \frac{\overbrace{1{,}030349\text{x}10^{-3}q^{-1} - 0{,}155967\text{x}10^{-3}q^{-2}}^{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0 - 2{,}607907q^{-1} + 2{,}247704q^{-2} - 0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}} r(k) + \frac{\overbrace{1{,}0 - 0{,}010509q^{-1}}^{S_\Delta(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0 - 2{,}607907q^{-1} + 2{,}247704q^{-2} - 0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}} e(k) \tag{6.19}$$

Na Tabela 6.6 são apresentados alguns detalhes do projeto do controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$. Verifica-se nesta tabela que quando se considera a dinâmica do polinômio $C(q^{-1}) = 1 - c_1 q^{-1}$ no projeto, um dos zeros da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ do controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ é posicionado em c_1, já que $T(q^{-1}) = C(q^{-1})T_c(q^{-1})$ na Eq. (6.13).

Tabela 6.6 – Detalhes do projeto do controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$

		$c_1 = 0{,}01$	$c_1 = 0$
Controlador	Polos	1,0; 0,010509	1,0; 5,458648x10^{-4}
	Zeros de $u_a(k)/\omega(k)$	0,613358 ± 0,176577i	0,612757 ± 0,177148i
	Zeros de $u_a(k)/r(k)$	0; 0,01	0; 0
	Margem de Ganho M_g	1,79 dB	1,65 dB
	Margem de Fase M_ϕ	-71,49º	-71,49º
	Freq. de cruzamento de fase f_{cf}	2,5Hz (15,70 rad/s)	
	Freq. de cruzamento de ganho f_{cg}	0,0926 Hz (0,5819 rad/s)	
Malha Fechada (MF)	Polos	0,950765 ± 0,023535i; 0,706375	
	Zeros de $\omega(k)/r(k)$	0; 0,151373	
	Zeros de $\omega(k)/e(k)$	0,010509; 0; 0	5,458648x10^{-4}; 0; 0
	Ganho Estático $\omega(k)/e(k)$	1131,64 (61,0 dB)	1143,04 (61,1 dB)
	Margem de Ganho M_g	26,25 dB	
	Margem de Fase M_ϕ	180º	
	Freq. de cruzamento de fase f_{cf}	0,1822 Hz (1,1447rad/s)	
	Freq. de cruzamento de ganho f_{cg}	0Hz (0 rad/s)	
Malha Aberta (MA)	Polos	0,903570; 0,709472	
	Zeros	0,151373	
	Margem de Ganho M_g	49,9 dB	
	Margem de Fase M_ϕ	∞	
	Freq. de cruzamento de fase f_{cf}	2,5Hz (15,70 rad/s)	

Na Figura 6.8 é apresentado o posicionamento de polos e zeros do sistema em malha aberta (MA), representado pela função de transferência $\omega(k)/u_a(k)$, e da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ do sistema em malha fechada (MF) quando se utiliza o controlador RPV_{F_GPCI}. O posicionamento do zero de MA não é alterado em MF.

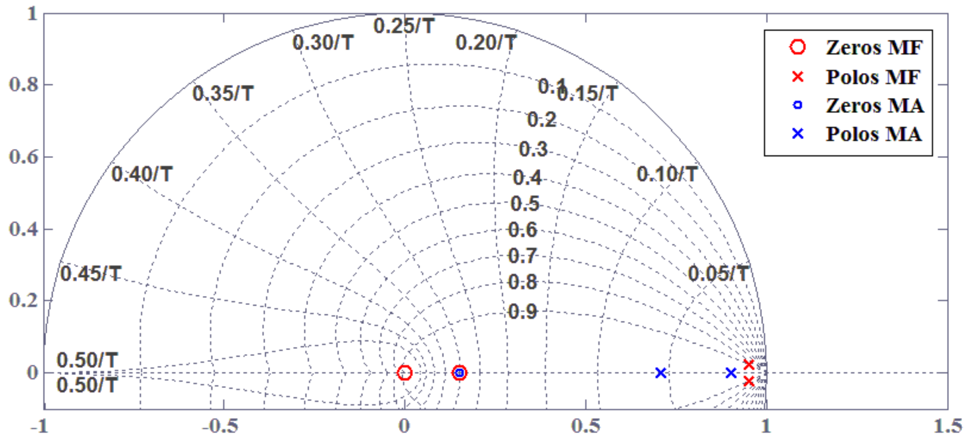


Figura 6.8: Posicionamento de polos e zeros do sistema em malha aberta (MA) e em malha fechada (MF) com o controlador RPV_{F_GPCI}.

Na Figura 6.9 é apresentada a comparação entre as respostas em frequência da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ obtida com o controlador RPV_{F_GPCI}, e da função de transferência $\omega(k)/u_a(k)$ que representa o comportamento do sistema em malha aberta. Em malha fechada a Margem de Ganho é de $M_g = 26{,}25\text{dB}$. Verifica-se ganho estático unitário na função de transferência $\omega(k)/r(k)$. Substituindo $q = e^{sT_s} = 1$ ($s = 0$) nas Eqs. (6.18) e (6.19) verifica-se que $B(1)T_C(1) = P_c(1)$, o que garante resposta *offset-free* em malha fechada em regime.

Na Figura 6.10 é apresentado o comportamento da função de transferência $\omega(k)/e(k)$ do controlador RPV_{F_GPCI} para diferentes valores do parâmetro de projeto c_1. Conforme se aumenta este parâmetro, o perfil da magnitude desta função de transferência é reduzido, atenuando a influência que o erro do modelo exerce sobre o sinal de velocidade em malha fechada.

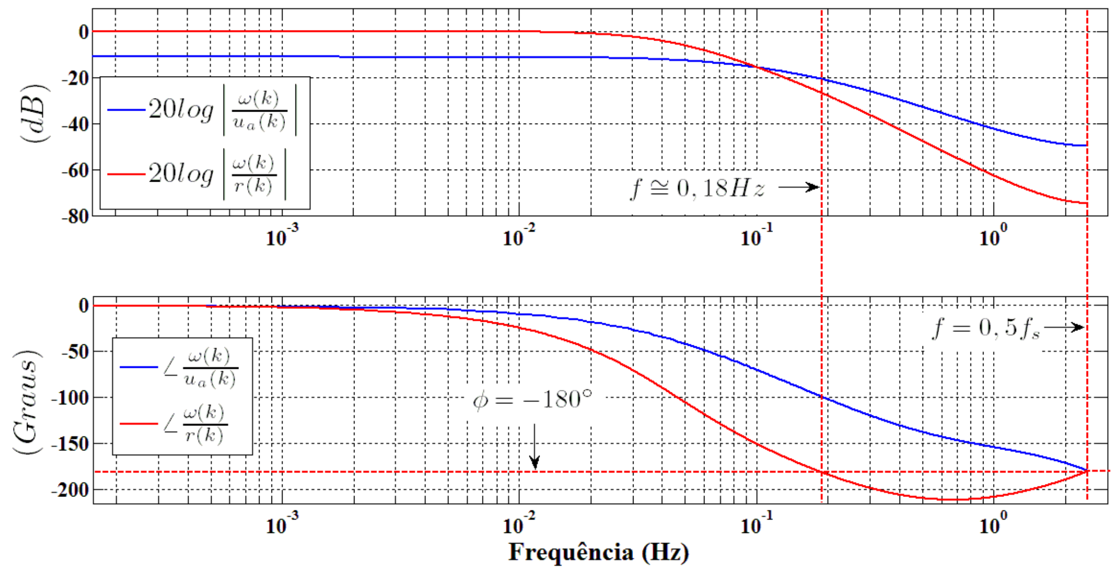


Figura 6.9: Resposta em frequência do controlador RPV$_{F_GPCI}$: em azul, sistema em malha aberta $\omega(k)/u_a(k)$; em vermelho sistema em malha fechada $\omega(k)/r(k)$.

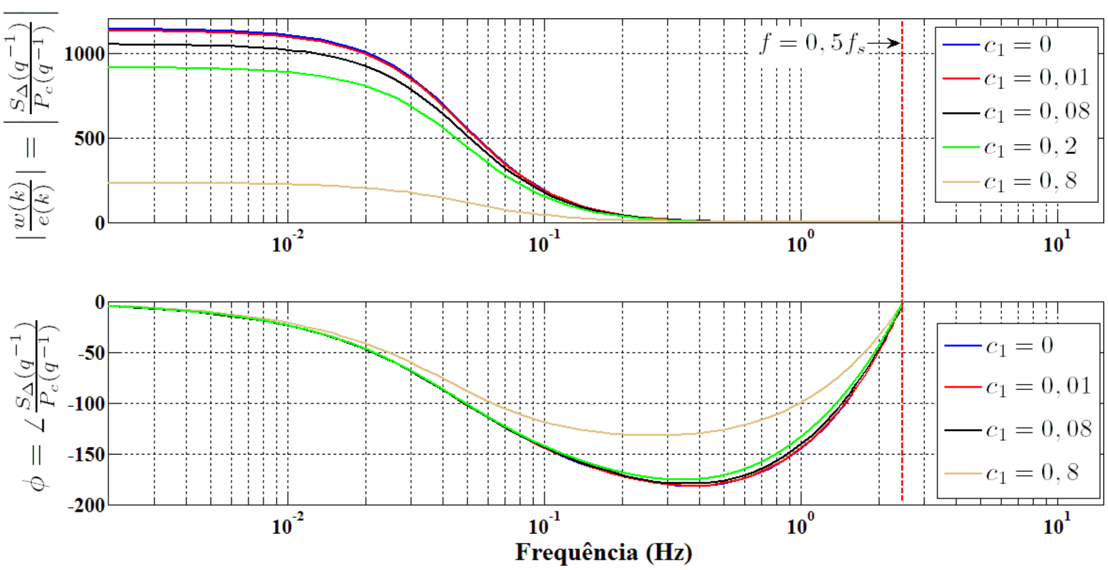


Figura 6.10: Resposta em frequência da função de transferência $\omega(k)/e(k)$ do controlador RPV$_{F_GPCI}$ para diferentes valores do parâmetro de projeto c_1.

Apesar de o polinômio C não aparecer na função de transferência $\omega(k)/r(k)$ em malha fechada, o mesmo não acontece na função de transferência entre a saída e o erro do modelo $e(k)$. Conforme se observa na Eq. (6.17), esse erro é filtrado pela função de transferência $S_\Delta(q^{-1})/P_c(q^{-1})$ em malha fechada. Sob o ponto de vista prático isso significa que o polinômio C, quando não é estimado, pode ser tratado como um filtro atenuador das componentes do erro de predição causados por erros de modelagem (Camacho e Bordons, 2000). Conforme pode ser verificado na Figura 6.10, para $c_1 = 0{,}8$ foi obtida a maior atenuação do erro de modelagem que atua sobre o sinal de saída em malha fechada. A influência do polinômio *C* sobre as predições $\hat{\omega}(k+i \mid k)$ também pode ser verificada na Eq. (6.6) onde os sinais $\Delta u_a(k)$ e $\omega(k)$ aparecem filtrados por $1/C$.

Na Figura 6.11 é apresentado o diagrama em blocos do controlador RPV_{F_GPCI} considerando a dinâmica do polinômio *C*, que deve ser especificado em seu projeto.

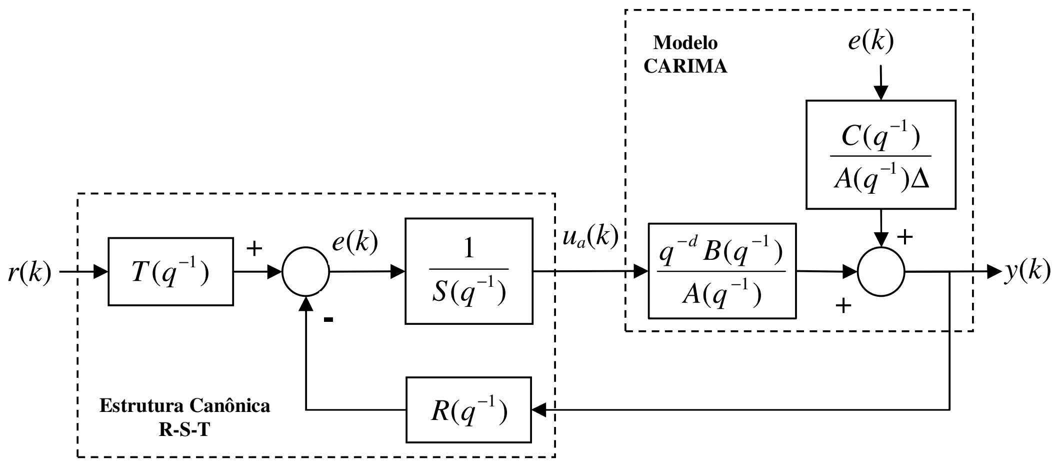


Figura 6.11: Diagrama de blocos do RPV_{F_GPCI} considerando a dinâmica do polinômio *C*.

6.5 – Avaliação da influência do polinômio *C* sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}

A avaliação experimental da influência do polinômio *C* sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI} foi realizada inicialmente por meio de um ensaio do tipo resposta ao degrau. Este ensaio consistiu em aplicar uma variação do tipo degrau de amplitude 5% na referência de velocidade do controlador preditivo sendo que na condição inicial o SGER opera com velocidade nominal de 1800rpm, isolado, sem carga e com o simulador de inércia MV-1010 instalado no eixo do Motor CC.

Neste ensaio, o *driver* de acionamento CTW-04 foi configurado para operação em modo de disparo direto com controle externo da corrente de campo. Nesta configuração o sinal de controle $u_a(k)$ do RPV_{F_GPCI} controla diretamente o ângulo de disparo dos tiristores da ponte retificadora responsável pelo acionamento da armadura do motor CC, conforme descrito no manual do conversor CTW-04 (WEG, 2000). Neste teste foi escolhido $\gamma = 0{,}05$. Os demais parâmetros utilizados no RPV_{F_GPCI} foram os mesmos descritos nas Seções 6.4 e 6.3: $N_1 = 1$, $N_2 = 3$, $N_u = 2$, $\lambda = 0{,}6$. Na Figura 6.12, são apresentados os resultados obtidos no ensaio para diversos valores do parâmetro c_1.

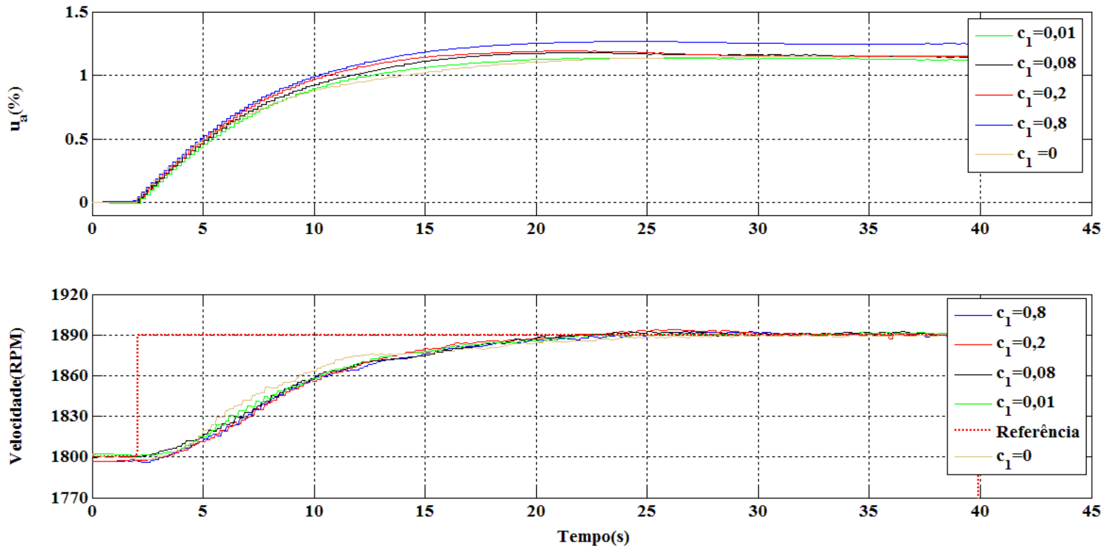


Figura 6.12: Avaliação da influência do polinômio *C* sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}: ensaio de resposta ao degrau em vazio $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \lambda \quad \gamma] = [1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}6 \quad 0{,}05]$.

Durante o ensaio foram medidos os sinais de controle, $u_a(k)$ e o sinal de velocidade, $\omega(k)$. A medição de uma tensão de 6V equivale à velocidade nominal de 1800rpm para o sinal $\omega(k)$. O sinal de controle $u_a(k)$ foi normalizado a partir da condição inicial do ensaio. Não foram observadas alterações significativas no perfil da resposta do sinal de saída para os diferentes valores do parâmetro c_1, conforme se observa pela superposição parcial das curvas.

Teoricamente, o polinômio *C* não aparece na função de transferência entre a saída e a referência em malha fechada se o modelo é perfeitamente igual à planta, conforme descrito na Eq. (6.17). As alterações do sinal de saída observadas na Figura 6.12 conforme se altera c_1 devem-se: 1) ao erro do modelo $e(k)$ que aparece em malha fechada filtrado $S_\Delta(q^{-1})/P_c(q^{-1})$; 2) as pequenas diferenças nas condições iniciais do ensaio; e 3) imperfeições no modelo provocadas por incertezas nos parâmetros identificados. Em todos os ensaios realizados verifica-se baixo sobre-sinal com erro nulo em regime, conforme foi previsto teoricamente nas Eqs. (6.19) e (6.18). Verifica-se que o sinal de controle para $c_1 = 0{,}8$ apresentou o maior valor final em regime permanente indicando um esforço de controle um pouco maior neste caso.

Para avaliar o comportamento do RPV durante os ensaios apresentados neste trabalho foram utilizados os seguintes índices de desempenho:

- Média no tempo da integral do erro quadrático da predição de velocidade:

$$E_{\hat{\omega}} = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - \hat{\omega}(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega(k) - \hat{\omega}(k)\right]^2 \tag{6.20}$$

- Média no tempo da integral quadrática do sinal de controle:

$$J_{RPV} = \frac{1}{T}\int_0^T u_a(t)^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n} u_a(k)^2 \tag{6.21}$$

- Média no tempo da integral do erro quadrático de velocidade:

$$E_{\omega} = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - \omega_r(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega(k) - \omega_r(k)\right]^2 \tag{6.22}$$

sendo: $\hat{\omega}(k)$ o valor estimado da velocidade considerando a ação de controle GPC, conforme descrito na Eq. (6.6); n é o número total de amostras do ensaio contidas no período T de análise; e ω_r a referência de velocidade. Os valores dos índices $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω}, J_{RPV}, obtidos durante o ensaio, os polos do controlador, o ganho estático da função de transferência $\omega(k)/e(k)$, a Margem de Ganho, M_g, e a Margem de Fase, M_{ϕ}, da parte realimentada da resposta do controlador preditivo, $\omega(k)/u_a(k)$ na Eq. (6.13), para cada valor do parâmetro c_1, são apresentados na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 – Avaliação da influência do polinômio C no comportamento do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$: ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade em vazio.

$$\left[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \lambda \quad \gamma\right] = \left[1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}6 \quad 0{,}05\right]$$

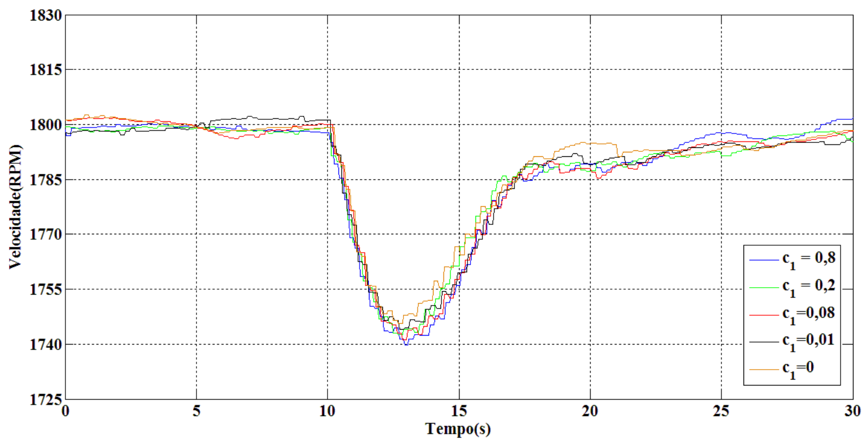
ID Ensaio	c_1	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}	Controlador			
					Polos	Ganho Estático $\omega(k)/e(k)$	M_g (dB)	M_{ϕ}
27-12-2013 11-17-00.063	0	3,1618x10^{-5}	1,0093 x10^{-2}	0,1105	1,0; 5,458x10^{-4}	1143,04 (61,1 dB)	1,66	-71,49º
27-12-2013 12-06-11.065	0,01	3,7586x10^{-5}	1,0438 x10^{-2}	0,1146	1,0; 0,010509	1131,64 (61,0 dB)	1,79	-71,49º
27-12-2013 12-13-59.453	0,08	2,6938x10^{-5}	1,0681 x10^{-2}	0,1189	1,0; 0,080257	1051,87 (60,4 dB)	2,73	-71,54º
27-12-2013 12-17-08.608	0,2	3,1061x10^{-5}	1,1923 x10^{-2}	0,1559	1,0; 0,199824	915,13 (59,22 dB)	4,29	-71,63
27-12-2013 12-20-39.280	0,8	1,6889x10^{-5}	1,1795 x10^{-2}	0,1437	1,0; 0,797660	231,40 (47,28 dB)	12,02	-74,38º

Verifica-se na Tabela 6.7 que para $c_1 = 0{,}2$ e $c_1 = 0{,}8$ foram registrados valores um pouco superiores para o esforço de controle J_{RPV}. No entanto, este aumento não foi suficiente para provocar alteração significativa no perfil da resposta. O erro quadrático de predição $E_{\hat{\omega}}$ é baixo em todos os ensaios analisados, o que confirma a boa fidelidade do modelo da Eq. (6.1) identificado e a boa capacidade de predição do controlador. Para $c_1 = 0{,}8$ registrou-se o menor valor deste índice e o menor valor de ganho estático da função $\omega(k)/e(k)$, conforme foi previsto teoricamente na Figura 6.10. A maior margem de ganho M_g do controlador foi obtida com $c_1 = 0{,}8$.

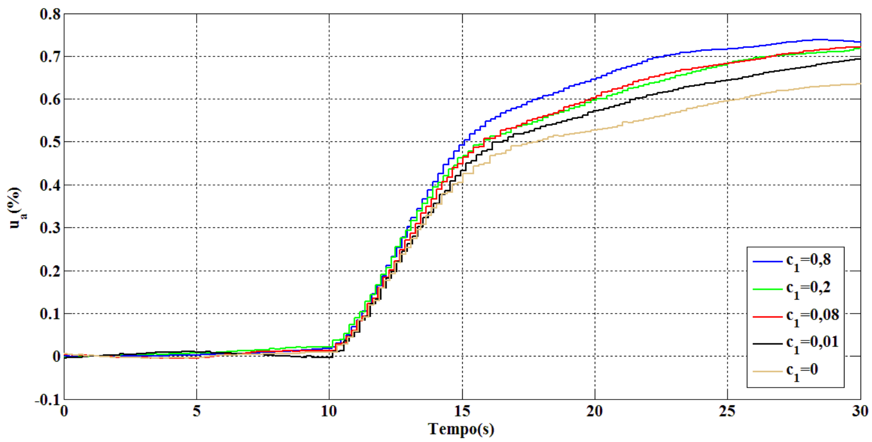
Um segundo tipo de ensaio foi realizado para verificar a influência do polinômio C sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI} quando é aplicada uma perturbação de carga resistiva no SGER. Este ensaio, que teve duração total de 40 segundos, consistiu em incluir uma carga elétrica resistiva local de, aproximadamente, 340W, conectada no estator do gerador em *t*=10s, sendo que na condição inicial o SGER opera com velocidade nominal de 1800rpm, isolado, sem carga e com o simulador de inércia MV-1010 instalado no eixo do Motor CC. Na Figura 6.13, são apresentados os resultados obtidos nos primeiros 30s do ensaio para diversos valores do parâmetro c_1.

Durante o ensaio foram medidos: a) o sinal de controle, $u_a(k)$; b) o sinal de velocidade, $\omega(k)$; c) a potência mecânica no eixo do motor CC, $P_m(k)$; d) a potência elétrica na saída do gerador, $P(k)$; e) a tensão entre linhas na saída do gerador, $V_{L12}(k)$. A inclusão da carga ativa provocou uma perturbação nos sinais de velocidade e de tensão. Como a malha de tensão opera em controle manual, observa-se uma redução da tensão de saída após a inclusão da carga. A diferença $P_m - P$ observada em regime permanente é atribuída às perdas mecânicas necessárias para rotacional o conjunto gerador+simulador de inércia+motor.

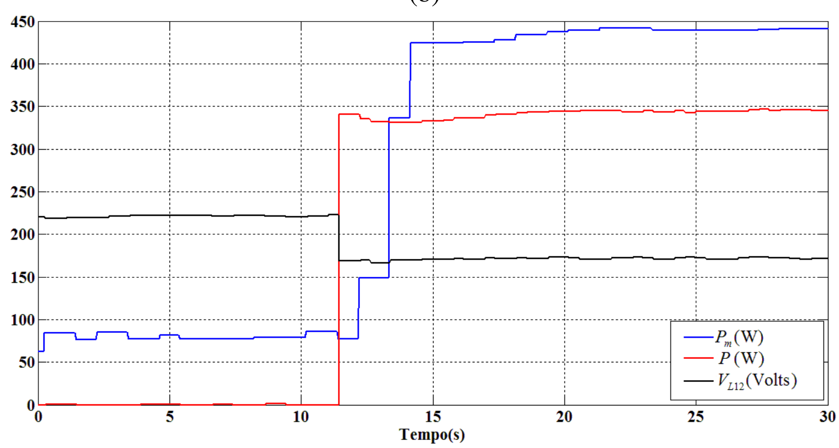
O atraso observado nos sinais $P_m(k)$, $P(k)$ e $V_{L12}(k)$ em relação aos sinais $\omega(k)$ e $u_a(k)$ durante o ensaio deve-se a latência do processo de medição dessas grandezas que é realizado a cada 700ms, aproximadamente, via protocolo de comunicação MODBUS enquanto que os sinais $\omega(k)$ e $u_a(k)$ são atualizados a cada 200ms e por meio da digitalização de sinais analógicos. Na Tabela 6.8, são descritos os índices $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω} e J_{RPV} observados durante o ensaio.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.13: Avaliação da influência do polinômio *C* sobre o comportamento do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$: ensaio de inclusão de carga elétrica resistiva. $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \lambda \quad \gamma] = [1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}6 \quad 0{,}05]$.

Tabela 6.8 – Avaliação da influência do polinômio *C* sobre o RPV_{F_GPCI}: ensaio de inclusão de carga elétrica resistiva. $\begin{bmatrix} N_1 & N_2 & N_u & \lambda & \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 2 & 0{,}6 & 0{,}05 \end{bmatrix}$.

ID Ensaio	c_1	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}
02-01-2014 08-53-45.971	0	$12{,}730\text{x}10^{-5}$	$2{,}97370\text{x}10^{-3}$	$7{,}15\ \text{x}10^{-2}$
02-01-2014 10-56-34.062	0,01	$9{,}4125\text{x}10^{-5}$	$3{,}50980\text{x}10^{-3}$	$8{,}50\ \text{x}10^{-2}$
02-01-2014 11-03-36.735	0,08	$8{,}1211\text{x}10^{-5}$	$3{,}69927\text{x}10^{-3}$	$9{,}38\ \text{x}10^{-2}$
02-01-2014 11-05-54.788	0,2	$5{,}3924\text{x}10^{-5}$	$3{,}46921\text{x}10^{-3}$	$9{,}13\ \text{x}10^{-2}$
02-01-2014 11-08-03.290	0,8	$2{,}6163\text{x}10^{-5}$	$3{,}96152\text{x}10^{-3}$	$9{,}89\ \text{x}10^{-2}$

Conforme se altera o parâmetro c_1 no sentido $c_1 = 0$ para $c_1 = 0{,}8$ verifica-se que: a) o esforço de controle J_{RPV} tende a aumentar; b) o erro quadrático de predição $E_{\hat{\omega}}$ tende a diminuir já que, conforme foi previsto teoricamente na Figura (6.10), conforme se aumenta c_1, aumenta a atenuação de $S_{\Delta}(q^{-1})/P_c(q^{-1})$, o que reduz a influência do erro do modelo $e(k)$ sobre o sinal de velocidade em malha fechada, conforme descrito na Eq. (6.17). Consequentemente, reduzem-se os erros de predição de velocidade $[\omega(k) - \hat{\omega}(k)]$ e o índice $E_{\hat{\omega}}$; c) O pior resultado para o índice $E_{\hat{\omega}}$ no ensaio de inclusão de carga foi obtido quando não se considerou o polinômio *C* no projeto e neste caso, conforme se verifica na Figura 6.10, a atenuação da influência do erro do modelo em malha fechada é mínima e o ganho estático de $\omega(k)/e(k)$ é máximo; d) em todas as situações analisadas nas Tabelas 6.8 e 6.7, o índice $E_{\hat{\omega}}$ apresentou valores mais altos no ensaio de inclusão de carga resistiva. A inclusão da carga resistiva provocou uma perturbação na dinâmica do sinal de velocidade que não foi considerada na modelagem descrita na Seção 6.2.1 nem no projeto da lei de controle do RPV_{F_GPCI}. Esse erro de modelagem provocou o aumento do erro de predição $[\omega(k) - \hat{\omega}(k)]$ e, consequentemente, o aumento do índice $E_{\hat{\omega}}$.

6.6 – Inclusão do modelo da perturbação no projeto do controlador RPV_{F_GPCI}

Muitos processos industriais podem ter suas saídas afetadas por perturbações externas causadas por alterações de variáveis que podem ser medidas. No caso do SGER, as variações de carga elétrica conectadas ao estator do gerador síncrono provocam alterações na velocidade de rotação do motor CC, conforme foi observado no ensaio de aplicação de carga realizado na seção anterior. Como a dinâmica desta perturbação não foi considerada no modelo utilizado no projeto do controlador verificou-se o aumento do erro quadrático de predição $E_{\hat{\omega}}$ no caso em que não foi considerada a filtragem proporcionada pelo polinômio *C*.

As dinâmicas das perturbações, quando conhecidas, podem ser explicitamente manipuladas pelo algoritmo GPC (Camacho e Bordons, 2000). A inclusão do modelo da perturbação de carga elétrica no projeto do controlador preditivo é o tema que será abordado nesta seção.

6.6.1 – Identificação do modelo da perturbação de carga do SGER

Antes de apresentar as modificações no algoritmo GPC necessárias para atenuar os efeitos da perturbação de carga em malha fechada, será realizada a identificação do modelo matemático que representa, dinamicamente, o impacto desta perturbação no SGER. Será considerado o seguinte modelo CARIMA modificado que contempla o efeito das perturbações sobre o sinal de velocidade $\omega(k)$:

$$A(q^{-1})\omega(k) = q^{-1}B(q^{-1})u_a(k) + D(q^{-1})\upsilon(k) + \frac{1}{\Delta}C(q^{-1})e(k) \tag{6.23}$$

sendo $\upsilon(k)$ a variável que representa a perturbação de carga do gerador síncrono, mensurável no instante discreto k e $D(q^{-1})$ é um polinômio definido da seguinte forma:

$$D(q^{-1}) = d_0 + d_1q^{-1} + \cdots + d_{n_d}q^{-n_d} \tag{6.24}$$

A especificação do modelo da perturbação consiste em determinar o valor adequado da ordem n_d do polinômio $D(q^{-1})$ e estimar os parâmetros d_i utilizando um procedimento de identificação análogo ao que foi descrito na Seção 6.2. Na primeira etapa desse procedimento, foi realizado um ensaio que consistiu na aquisição do sinal de velocidade $\omega(k)$ enquanto eram aplicadas perturbações de carga na saída do gerador síncrono. O resultado obtido no ensaio é apresentado na Figura 6.14.

Os comandos de inclusão de cargas seguem o padrão de uma SBPA com 4 registradores e $T_b = 2s$. Se $\upsilon(k) = 1$, a carga resistiva de 340W, aproximadamente, é conectada ao estator do gerador. Se $\upsilon(k) = 0$, a carga elétrica é desconectada do estator do gerador. Foram aplicadas duas SBPAs idênticas. Na condição inicial do ensaio, o gerador síncrono encontra-se isolado com a tensão de saída nominal de $V_{L12}(0) = 220\text{V}$, aproximadamente, com o simulador de inércia instalado no eixo do motor CC. Como o sistema de excitação do gerador opera em modo manual, observa-se a redução do valor desta tensão após a inclusão das cargas. Outros detalhes do ensaio de identificação realizado são apresentados na Tabela 6.9.

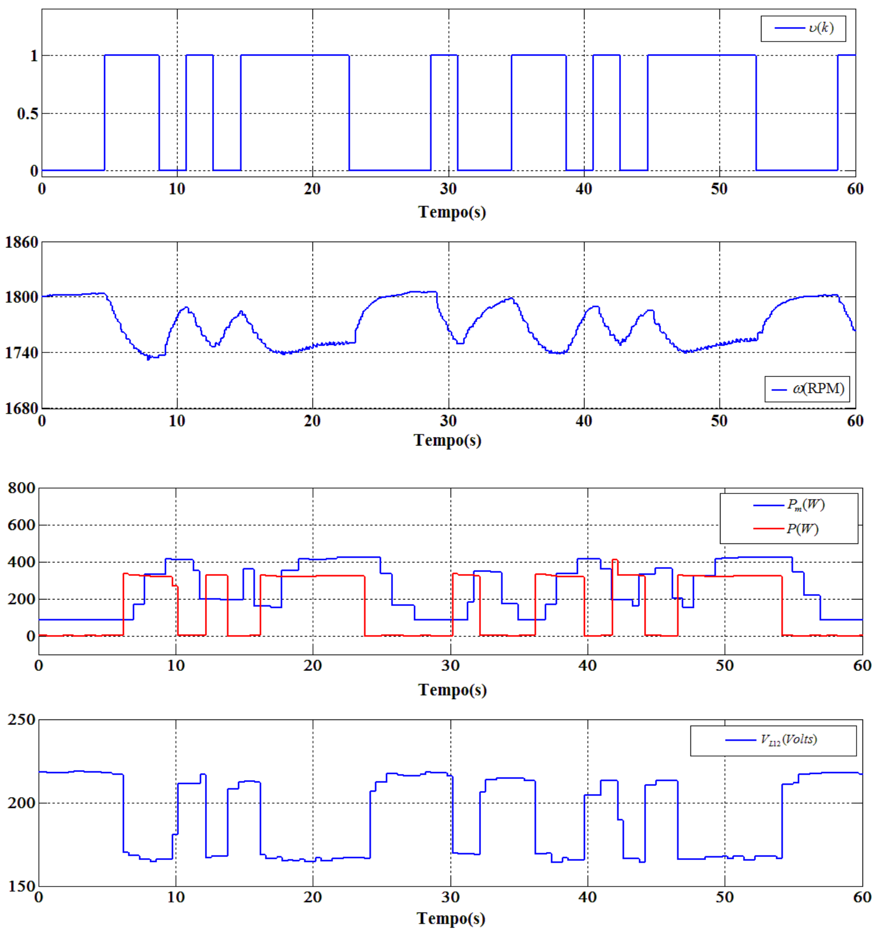


Figura 6.14 – Resultado do ensaio de identificação da dinâmica da perturbação de carga elétrica.

Tabela 6.9: Detalhes do ensaio de identificação do modelo da perturbação de carga.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Data	03/01/2014 12h 58m 42s	Número de SBPA	2
T_b	2s	Carga	340W
n	4	Tensão Inicial	$V_{L12}(0) = 220$V
$P(0)$	0,0 W	f_{min} SBPA	0,0333
$Q(0)$	0,0 VAR	f_{max} SBPA	0,2200
$P_m(0)$	$P_m(0) = 87{,}27$W		

Os dados do ensaio foram divididos em duas partes, cada uma correspondendo a uma SBPA: a primeira foi utilizada para a estimação dos parâmetros do modelo e a segunda parte foi utilizada para a validação do modelo. Para o caso em que foi utilizado $n_d = 4$ e T_s=200ms, foi obtido um modelo com capacidade de predição da saída, medida com a função *FIT* da Eq. (4.34), de 73,22%. Para valores de $n_d < 4$, o desempenho do modelo foi inferior ao obtido com o modelo de 4ª ordem enquanto que para $n_d > 4$ não foi observado ganho considerável de desempenho. Na Figura 6.15 é apresentada a comparação entre a saída do modelo e a saída real medida durante o ensaio com os dados de validação.

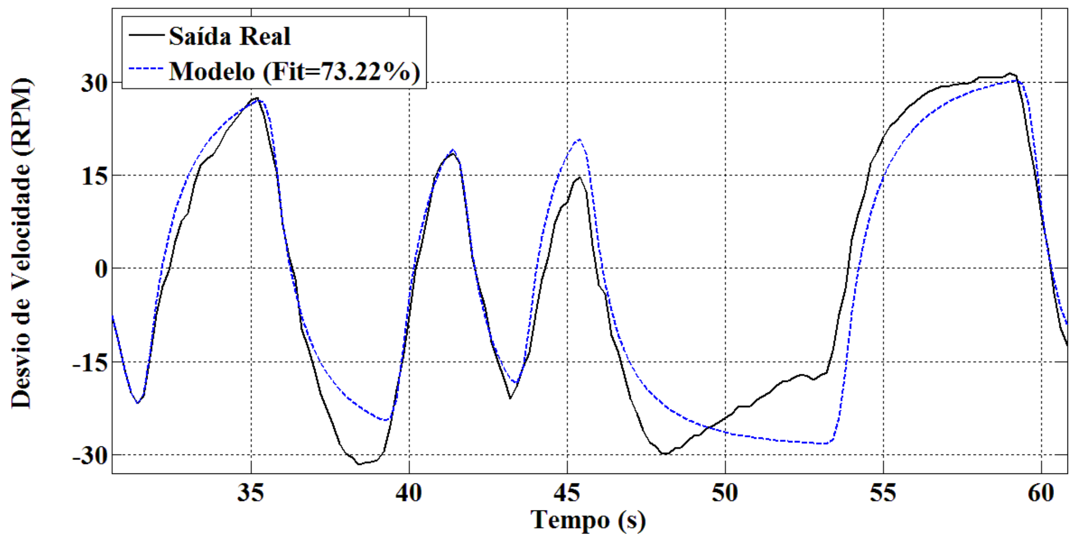


Figura 6.15: Validação do modelo da perturbação de carga do SGER: Comparação da resposta no tempo.

A análise dos resíduos do modelo é apresentada na Figura 6.16. A região de 99% de confiança encontra-se destacada.

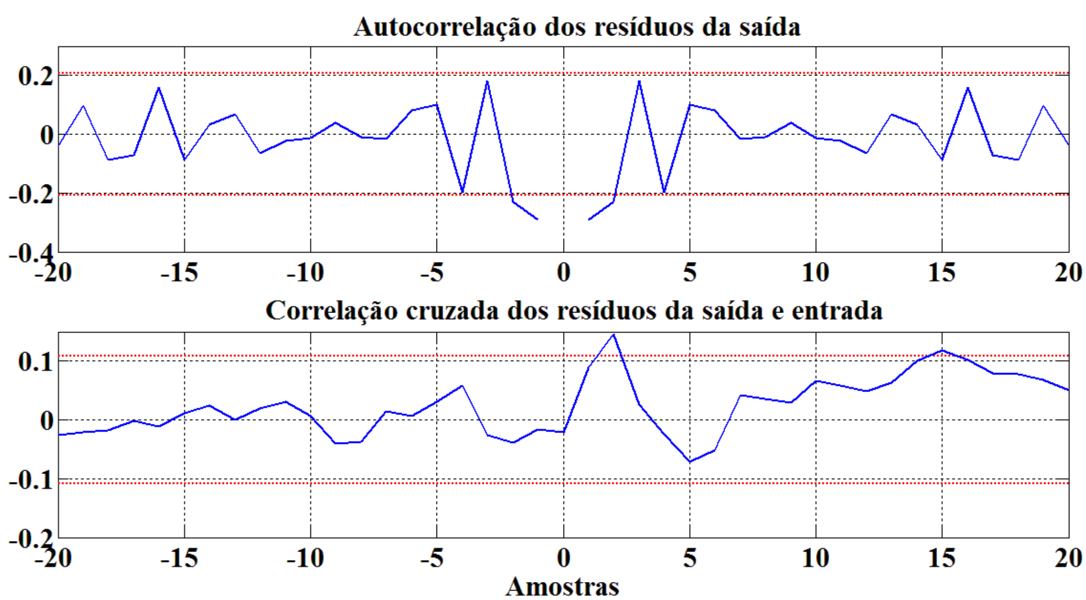


Figura 6.16: Validação do modelo de 4ª ordem da perturbação de carga do SGER: análise de resíduos.

O perfil da função de autocorrelação dos resíduos é aproximadamente um impulso na origem, indicando estimativas pouco polarizadas. A função de correlação cruzada mostra que o sinal de entrada está razoavelmente descorrelacionado dos resíduos. Na Figura 6.17, é apresentada a resposta em frequência do modelo identificado.

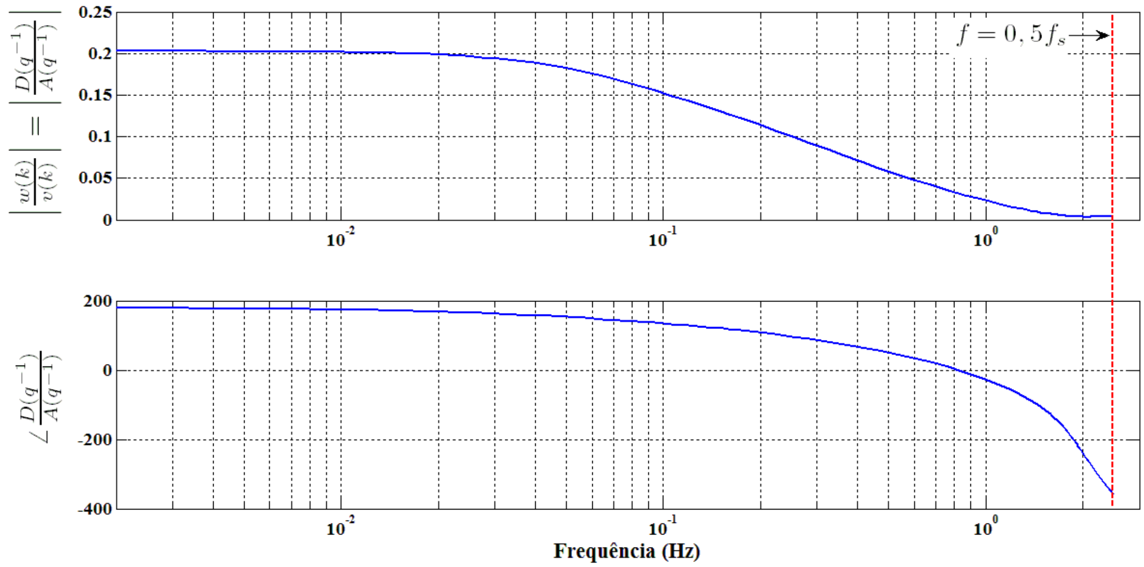


Figura 6.17: Resposta em frequência do modelo de 4ª ordem da perturbação de carga do SGER.

Na Figura 6.18 é descrita a localização dos polos e zeros do modelo no plano-*z*. A comparação entre a resposta ao degrau do modelo e a resposta ao degrau real obtida a partir dos dados de validação é apresentada na Figura 6.19.

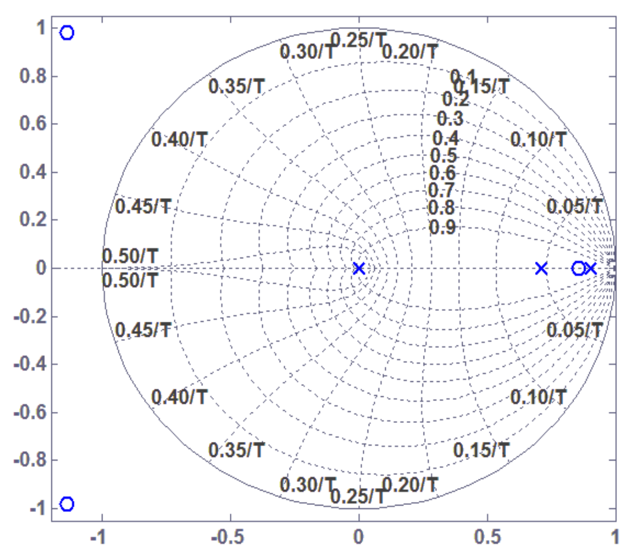


Figura 6.18: Diagrama de polos e zeros do modelo de 4ª ordem da perturbação de carga.

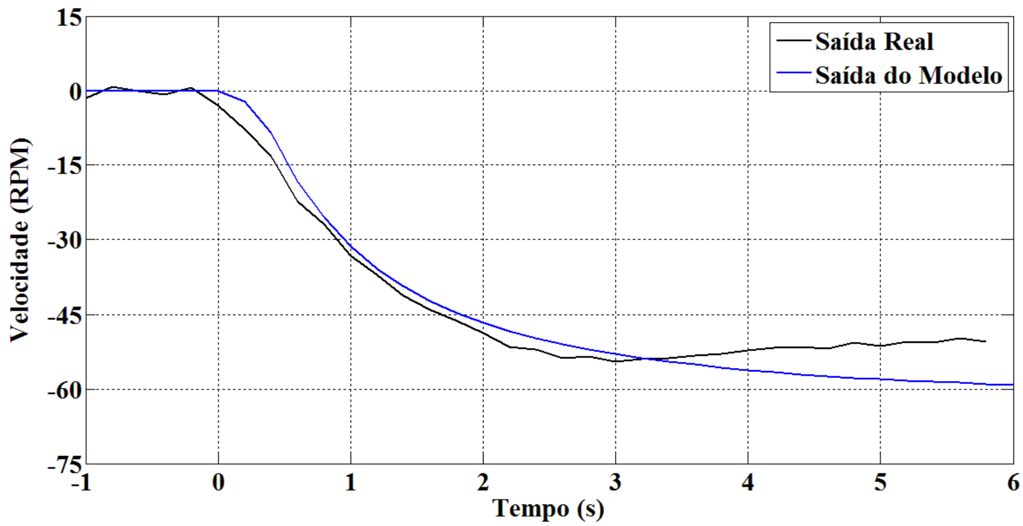


Figura 6.19: Comparação da resposta ao degrau do modelo de 4ª ordem da perturbação de carga do SGER.

Os valores dos coeficientes d_i, identificados com o estimador de mínimos quadrados não recursivo monovariável, são apresentados na Tabela 6.10. Durante o procedimento de identificação os coeficientes a_1 e a_2 foram mantidos constantes e iguais aos valores identificados no modelo da malha de velocidade da Eq. (6.1).

Tabela 6.10 – Coeficientes do modelo CARIMA incluído dinâmica da perturbação de carga.

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
a_1	-1,613043152523273	d_3	-0,002222445269913
a_2	0,641058613564484	d_4	0,013629819082559
d_0	0	b_1	0,009047619155514
d_1	-0,007060636815918	b_2	-0,001369566480325
d_2	-0,010026014546507	c_1	Especificado pelo projetista

O modelo CARIMA representativo da dinâmica da malha de velocidade do SGER, incluindo a dinâmica da perturbação de carga, é o seguinte:

$$\omega(k) = \frac{q^{-1}\overbrace{\left(b_0 + b_1 q^{-1}\right)}^{B(q^{-1})}}{\underbrace{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}}_{A(q^{-1})}} u_a(k) + \frac{\overbrace{d_0 + d_1 q^{-1} + d_2 q^{-2} + d_3 q^{-3} + d_4 q^{-4}}^{D(q^{-1})}}{\underbrace{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}}_{A(q^{-1})}} \upsilon(k) + \frac{\overbrace{1 + c_1 q^{-1}}^{C(q^{-1})}}{\underbrace{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}}_{A(q^{-1})}} \frac{e(k)}{\Delta} \quad (6.25)$$

sendo que o coeficiente c_1 do polinômio C deve ser especificado pelo projetista.

6.6.2 – Modificação do projeto do RPV_{F_GPCI} para incluir a perturbação de carga

A lei de controle do RPV_{F_GPCI} considerando a dinâmica da perturbação no modelo CARIMA da Eq. (6.23) utiliza os horizontes $N_1 = 1$, $N_2 = 3$ e $N_u = 2$. O efeito do polinômio $C(q^{-1})$, que deve ser especificado pelo projetista, também será considerado. Multiplicando a Eq. (6.23) por $\Delta E_j(q^{-1})q^j$ chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned} E_j(q^{-1})\overline{A}(q^{-1})\omega(k+j) \quad &= \quad E_j(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u_a(k+j-1) + \\ &+ \quad E_j(q^{-1})D(q^{-1})\Delta \upsilon(k+j) + E_j(q^{-1})C(q^{-1})e(k+j) \end{aligned} \qquad (6.26)$$

As predições da saída são calculadas resolvendo a identidade Diofantina da Eq. (6.3) para $E_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$ considerando o polinômio C

$$C(q^{-1}) = E_j(q^{-1})\overline{A}(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1})$$

Substituindo esta equação na Eq. (6.26) chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned} C(q^{-1})\left[\omega(k+j) - E_j(q^{-1})e(k+j)\right] \quad &= \quad F_j(q^{-1})\omega(k) + E_j(q^{-1})B(q^{-1})\Delta u_a(k+j-1) + \\ &+ E_j(q^{-1})D(q^{-1})\Delta \upsilon(k+j) \end{aligned} \qquad (6.27)$$

Como o grau do polinômio $E_j(q^{-1})$ é $j-1$, as componentes do ruído estão todas no futuro na Eq. (6.27), o valor esperado do lado esquerdo desta equação é o seguinte:

$$E\left[C(q^{-1})\left(\omega(k+j) - E_j(q^{-1})e(k+j)\right)\right] = C(q^{-1})\hat{\omega}(k+j \mid k)$$

O valor esperado de $\omega(k+j)$ é dado por:

$$\hat{\omega}(k+j \mid k) = F_j(q^{-1})\omega^f(k) + E_j(q^{-1})B(q^{-1})u_a^f(k+j-1) + E_j(q^{-1})D(q^{-1})\upsilon^f(k+j) \qquad (6.28)$$

sendo que $\omega^f(k)$ representa a velocidade do motor CC, $u_a^f(k)$ representa os incrementos da ação de controle e $\upsilon^f(k)$ representa os incrementos da perturbação de carga, filtrados pelo polinômio $C(q^{-1})$, conforme descrito a seguir:

$$\omega^f(k) = \frac{\omega(k)}{C(q^{-1})}$$

$$u_a^f(k) = \frac{\Delta u_a(k)}{C(q^{-1})}$$

$$\upsilon^f(k) = \frac{\Delta \upsilon(k)}{C(q^{-1})}$$

Conforme foi descrito no procedimento da Seção 6.4, para distinguir termos com valores de sinais de controle passados e futuros na Eq. (6.28), utiliza-se a seguinte identidade Diofantina, conforme descrito na Eq. (3.53)

$$E_j(q^{-1})B(q^{-1}) = G_j(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-j}\Gamma_j(q^{-1})$$

De forma análoga, para diferenciar termos futuros e passados da perturbação de carga, utiliza-se uma terceira identidade Diofantina (Camacho e Bordons, 2000):

$$E_j(q^{-1})D(q^{-1}) = H_j(q^{-1})C(q^{-1}) + q^{-j}H_j^{'}(q^{-1}) \tag{6.29}$$

$$\delta\left[H_j(q^{-1})\right] = j-1$$

$$\delta\left[H_j^{'}(q^{-1})\right] = \max\left(\delta\left[D(q^{-1})\right], \delta\left[C(q^{-1})\right]\right) - 1$$

Substituindo as Eqs. (6.29) e (3.53) na Eq. (6.28) chega-se ao seguinte resultado para as predições da saída, considerando $G_j(q^{-1})$ e $\Gamma_j(q^{-1})$:

$$\begin{aligned}\hat{\omega}(k+j\,|\,k) \quad &= G_j(q^{-1})\Delta u_a(k+j-1) + H_j(q^{-1})\Delta \upsilon(k+j) + H_j^{'}(q^{-1})\upsilon^f(k) \\ &+ F_j(q^{-1})\omega^f(k) + \Gamma_j(q^{-1})u_a^f(k-1)\end{aligned} \tag{6.30}$$

A Eq. (6.30) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\hat{\omega}(k+j\,|\,k) = G_j(q^{-1})\Delta u_a(k+j-1) + f_j' \tag{6.31}$$

$$f_j' = H_j(q^{-1})\Delta \upsilon(k+j) + H_j^{'}(q^{-1})\upsilon^f(k) + F_j(q^{-1})\omega^f(k) + \Gamma_j(q^{-1})u_a^f(k-1)$$

Os valores obtidos para os polinômios de predição $G_j(q^{-1})$, $\Gamma_j(q^{-1})$, $E_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$ com $c_1 = 0.01$ são os mesmos que foram utilizados na Seção 6.4. Utilizando

$$D(q^{-1}) = \text{-}0{,}0070606q^{-1} \text{ - } 0{,}010026q^{-2} \text{ - } 0{,}0022224q^{-3} + 0{,}0136298q^{-4}$$

os seguintes valores para os polinômios $H_j(q^{-1})$ e $H_j^{'}(q^{-1})$ são obtidos para $j = 1,\cdots,3$:

$$H_1(q^{-1}) = 0$$

$$H_2(q^{-1}) = 0 \text{ - } 0{,}0070606q^{-1}$$

$$H_3(q^{-1}) = 0 \text{ - } 0{,}0070606q^{-1} \text{ - } 0{,}0284757q^{-2}$$

$$H_1^{'}(q^{-1}) = \text{-}0{,}0070606 \text{ - } 0{,}010026q^{-1} \text{ - } 0{,}0022224q^{-2} + 0{,}0136298q^{-3}$$

$$H_2^{'}(q^{-1}) = \text{-}0{,}0284757 \text{ - } 0{,}0283205q^{-1} + 0{,}0078446q^{-2} + 0{,}0354790q^{-3}$$

$$H_3^{'}(q^{-1}) = \text{ - }0{,}0607154 \text{ - } 0{,}0377512q^{-1} + 0{,}0253718q^{-2} + 0{,}0619851q^{-3}$$

Substituindo estes polinômios $H_j(q^{-1})$ e $H_j^{'}(q^{-1})$ na Eq. (6.31) com $N_u = 2$, as predições da saída podem ser descritas na seguinte forma matricial:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\omega}(k+1|k) \\ \hat{\omega}(k+2|k) \\ \hat{\omega}(k+3|k) \end{bmatrix}}_{\hat{\boldsymbol{\omega}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}0090476 & 0 \\ 0{,}0222722 & 0{,}0090476 \\ 0{,}0378041 & 0{,}0222722 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{u}}} + \mathbf{f}'$$

$$\mathbf{f}' = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \text{-}0{,}0070606 & 0 & 0 \\ \text{-}0{,}0284757 & \text{-}0{,}0070606 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\upsilon(k+1) \\ \Delta\upsilon(k+2) \\ \Delta\upsilon(k+3) \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}} + \mathbf{f} \tag{6.32}$$

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2$$

$$\mathbf{f}_1 = \begin{bmatrix} \text{-}0{,}0070606\upsilon^f(k) & \text{-}0{,}010026\upsilon^f(k-1) & \text{-}0{,}0022224\upsilon^f(k-2) & 0{,}0136298\upsilon^f(k-3) \\ \text{-}0{,}0284757\upsilon^f(k) & \text{-}0{,}0283205\upsilon^f(k-1) & 0{,}0078446\upsilon^f(k-2) & 0{,}0354790\upsilon^f(k-3) \\ \text{-}0{,}0607154\upsilon^f(k) & \text{-}0{,}0377512\upsilon^f(k-1) & 0{,}0253718\upsilon^f(k-2) & 0{,}0619851\upsilon^f(k-3) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}_2 = \begin{bmatrix} \text{-}0{,}001279\,u_a^f(k\text{-}1) + 2{,}6030\omega^f(k) \text{-} 2{,}2541\omega^f(k-1) + 0{,}64106\omega^f(k-2) \\ \text{-}0{,}003342\,u_a^f(k\text{-}1) + 4{,}5478\omega^f(k) \text{-} 5{,}2265\omega^f(k-1) + 1{,}6687\omega^f(k-2) \\ \text{-}0{,}005850\,u_a^f(k\text{-}1) + 6{,}6570\omega^f(k) \text{-} 8{,}5824\omega^f(k-1) + 2{,}9154\omega^f(k-2) \end{bmatrix}$$

A solução que minimiza o critério J_{GPCI} da Eq. (3.63), para $\lambda = 0.6$, utilizando as predições da Eq. (6.32) tem a mesma estrutura da Eq. (6.5) já que a matriz $\mathbf{G}$ descrita na Eq. (6.32) é igual à matriz que foi obtida quando se considerou $C(q^{-1}) = 1$. Portanto, o incremento do sinal de controle no instante discreto *k* é calculado da seguinte forma:

$$\Delta u_a(k) = \underbrace{[0{,}015029 \quad 0{,}036970 \quad 0{,}062732]}_{\mathbf{K}=1^{\text{a}}\text{Linha de}\left(\mathbf{G}^T\mathbf{G}+\lambda\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{G}^T}(\mathbf{r} - \mathbf{f}') \tag{6.33}$$

$$\mathbf{f}' = \mathbf{H}\tilde{\boldsymbol{\upsilon}} + \mathbf{f}$$

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2$$

sendo que neste caso deve ser utilizado o vetor $\mathbf{f}'$ com as predições da resposta livre do modelo da Eq. (6.32) que considera simultaneamente a dinâmica da perturbação de carga e os efeitos do observador polinomial *C* que deve ser especificado pelo projetista.

6.6.3 – Forma canônica R-S-T equivalente do RPV$_{\text{F_GPCI}}$ considerando a perturbação de carga elétrica no modelo CARIMA

Substituindo na Eq. (6.10) a resposta livre $\mathbf{f}'$ da Eq. (6.32), é possível obter a seguinte representação para o sinal de controle $\Delta u_a(k)$ do RPV$_{\text{F_GPCI}}$, considerando a dinâmica do polinômio *C* e a perturbação de carga elétrica conectada na saída do gerador:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{K}\left[\mathbf{R}_r r(k) + \mathbf{R}_\omega \omega(k) - \left(\underbrace{\mathbf{H}\tilde{\boldsymbol{\upsilon}} + \mathbf{f}_1 + \mathbf{f}_2}_{\mathbf{f}'}\right)\right]$$

Considerando $N_1 = 1$, $N_2 = 3$ e expandindo os elementos $\mathbf{f}_1$ e $\mathbf{f}_2$ obtidos a partir da Eq. (6.32) é possível obter a seguinte formatação matricial para $\Delta u_a(k)$:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{KR}_r r(k) + \mathbf{KR}_\omega \omega(k) - \mathbf{KH}\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\upsilon(k+1) \\ \Delta\upsilon(k+2) \\ \Delta\upsilon(k+3) \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}} - \mathbf{K}\underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} H_1'(q^{-1}) \\ H_2'(q^{-1}) \\ H_3'(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\Delta\upsilon(k)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{\upsilon^f(k)} \right\}}_{\mathbf{f}_1} -$$

$$-\mathbf{K}\underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} \Gamma_1(q^{-1}) \\ \Gamma_2(q^{-1}) \\ \Gamma_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\Delta u_a(k\text{-}1)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{u_a^f(k\text{-}1)} + \begin{bmatrix} F_1(q^{-1}) \\ F_2(q^{-1}) \\ F_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\omega(k)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{\omega^f(k)} \right\}}_{\mathbf{f}_2}$$

Definindo o produto matricial $\mathbf{H}\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}$ em função de $\Delta\upsilon(k)$, a equação anterior pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta u_a(k) = \mathbf{KR}_r r(k) + \mathbf{KR}_\omega \omega(k) - \mathbf{K}\begin{bmatrix} q^1 H_1(q^{-1}) \\ q^2 H_2(q^{-1}) \\ q^3 H_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \Delta\upsilon(k) - \mathbf{K}\underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} H_1'(q^{-1}) \\ H_2'(q^{-1}) \\ H_3'(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\Delta\upsilon(k)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{\upsilon^f(k)} \right\}}_{\mathbf{f}_1} -$$

$$-\mathbf{K}\underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} \Gamma_1(q^{-1}) \\ \Gamma_2(q^{-1}) \\ \Gamma_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\Delta u_a(k\text{-}1)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{u_a^f(k\text{-}1)} + \begin{bmatrix} F_1(q^{-1}) \\ F_2(q^{-1}) \\ F_3(q^{-1}) \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{\omega(k)}{C(q^{-1})} \end{bmatrix}}_{\omega^f(k)} \right\}}_{\mathbf{f}_2}$$

Após algumas manipulações algébricas na equação anterior e considerando a Eq. (6.29), é possível obter a seguinte estrutura R-S-T:

$$\underbrace{\left\{ C(q^{-1}) + q^{-1}\sum_{j=1}^{3} k_j \Gamma_j(q^{-1}) \right\}}_{S(q^{-1}) = S_\Delta(q^{-1})\Delta} \Delta u_a(k) = \underbrace{\left[C(q^{-1}) \sum_{j=1}^{3} k_j r_r^j \right]}_{T(q^{-1}) = C(q^{-1})T_C(q^{-1})} r(k) - \tag{6.34}$$

$$-\underbrace{\sum_{j=1}^{3} k_j \left[F_j(q^{-1}) - C(q^{-1}) r_\omega^j \right]}_{R(q^{-1})} \omega(k) - \underbrace{q^{N_2}\left\{ \sum_{j=1}^{3} k_j q^{(j-N_2)} E_j(q^{-1}) D(q^{-1}) \right\}}_{V(q^{-1})} \Delta\upsilon(k)$$

Substituindo os valores dos polinômios $\Gamma_i(q^{-1})$, $F_i(q^{-1})$ e $H_i'(q^{-1})$, $i = 1,2,3$, obtidos partir da Eq. (6.32), o ganho $\mathbf{K}$ da Eq. (6.5), e os ganhos $\mathbf{R}_\omega$ e $\mathbf{R}_r$ da Eq. (6.9) com $\gamma = 0{,}05$ na Eq. (6.34), é possível obter a seguinte representação R-S-T equivalente para o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$, considerando a dinâmica do polinômio C com $c_1 = 0{,}01$ e a perturbação de carga elétrica:

$$
\begin{aligned}
\underbrace{\left(1-1{,}010509q^{-1}+0{,}010509q^{-2}\right)}_{S(q^{-1})}u_a(k) &= \underbrace{\left(0{,}113880-0{,}001138q^{-1}\right)}_{T(q^{-1})}r(k) \\
&-\underbrace{\left(0{,}624017-0{,}765492q^{-1}+0{,}254217q^{-2}\right)}_{R(q^{-1})}\omega(k) \\
&-\underbrace{10^{-3}\left(-2{,}904284+1{,}381302q^{-1}+5{,}414216q^{-2}+3{,}556756q^{-3}-5{,}405023q^{-4}\right)}_{V_1(q^{-1})}\upsilon(k) \\
&-\underbrace{10^{-3}\left(-0{,}442932-1{,}600035q^{-1}\right)}_{V_2(q^{-1})}\upsilon(k+2)
\end{aligned}
\tag{6.35}
$$

Combinando os polinômios $V_1(q^{-1})$ e $V_2(q^{-1})$ para formar o polinômio $V\ (q^{-1})$, a Eq. (6.35) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$
\begin{aligned}
\underbrace{\left(1-1{,}010509q^{-1}+0{,}010509q^{-2}\right)}_{S(q^{-1})}u_a(k) &= \underbrace{\left(0{,}113880-0{,}001138q^{-1}\right)}_{T(q^{-1})}r(k) \\
&-\underbrace{\left(0{,}624017-0{,}765492q^{-1}+0{,}254217q^{-2}\right)}_{R(q^{-1})}\omega(k) \\
&\underbrace{-10^{-3}\begin{pmatrix}-0{,}442932-1{,}600035q^{-1}-2{,}904284q^{-2}+1{,}381302q^{-3}+ \\ +5{,}414216q^{-4}+3{,}556756q^{-5}-5{,}405023q^{-6}\end{pmatrix}}_{V\ (q^{-1})}q^{2}\upsilon(k)
\end{aligned}
\tag{6.36}
$$

Utilizando a lei de controle R-S-T da Eq.(6.36) no modelo CARIMA modificado da Eq. (6.25) e considerando a Eq. (6.16) é possível obter a seguinte equação que determina a dinâmica em malha fechada:

$$
\omega(k)=\frac{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}r(k)+\frac{S_\Delta(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}e(k)+\frac{D(q^{-1})S(q^{-1})-q^{-1}B(q^{-1})V\ (q^{-1})}{P\ (q^{-1})}\upsilon(k) \tag{6.37}
$$

Considerando as Eqs. (6.34) e (3.53), após algumas manipulações algébricas, é possível obter a seguinte relação:

$$
D(q^{-1})S(q^{-1})-q^{-1}B(q^{-1})V\ (q^{-1})=C(q^{-1})\underbrace{D(q^{-1})\left[q^{(1-N_2)}-\sum_{j=1}^{3}q^{(j-N_2)}k_jG_j\right]\Delta q^{(N_2-1)}}_{D_c(q^{-1})} \tag{6.38}
$$

Considerando a Eq. (6.38), a Eq. (6.37) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$
\omega(k)=\frac{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}r(k)+\frac{S_\Delta(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}e(k)+\frac{D_c(q^{-1})}{P_c(q^{-1})}\upsilon(k) \tag{6.39}
$$

A análise da Eq. (6.39) revela que o polinômio *C*, quando considerado no projeto, é cancelado na função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k)$ em malha fechada e que a estabilidade do RPV_{F_GPCI} é determinada pelo polinômio P_c.

Substituindo os polinômios *R*, *S*, *T* e *V* da Eq. (6.36) na Eq. (6.39) considerando os coeficientes d_i da Tabela 6.10, é possível obter a seguinte dinâmica em malha fechada para o RPV_{F_GPCI}, considerando $c_1=0{,}01$:

$$\omega(k) = \frac{\overbrace{1{,}030349\text{x}10^{-3}q^{-1} - 0{,}155967\text{x}10^{-3}q^{-2}}^{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0 - 2{,}607907q^{-1} + 2{,}247704q^{-2} - 0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}} r(k) +$$
$$+ \frac{\overbrace{1{,}0 - 5{,}4586\text{x}10^{-4}q^{-1}}^{S_\Delta(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0 - 2{,}607907q^{-1} + 2{,}247704q^{-2} - 0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}} e(k) + \tag{6.40}$$
$$+ \frac{\overbrace{\left(\begin{array}{c} 4{,}007486\text{x}10^{-6} + 1{,}390996\text{x}10^{-5}q^{-1} - 7{,}036412\text{x}10^{-3}q^{-2} - 2{,}978011\text{x}10^{-3}q^{-3} + \\ + 7{,}757860\text{x}10^{-3}q^{-4} + 1{,}582306\text{x}10^{-2}q^{-5} - 1{,}358441\text{x}10^{-2}q^{-6} \end{array}\right)}^{q^{-1}D_c(q^{-1})}}{\underbrace{1{,}0 - 2{,}607907q^{-1} + 2{,}247704q^{-2} - 0{,}638923q^{-3}}_{P_c(q^{-1})}} \upsilon(k+1)$$

Para fins de comparação, utilizando a lei de controle R-S-T da Eq.(6.14), que considera apenas o efeito do polinômio C com $c_1 = 0{,}01$, no modelo CARIMA modificado da Eq. (6.25) considerando a Eq. (6.16) é possível obter a seguinte equação que determina a dinâmica em malha fechada:

$$\omega(k) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})T_C(q^{-1})}{P_c(q^{-1})} r(k) + \frac{S_\Delta(q^{-1})}{P_c(q^{-1})} e(k) + \frac{D(q^{-1})S(q^{-1})}{P\ (q^{-1})} \upsilon(k) \tag{6.41}$$

Comparando as Eqs (6.41) e (6.37) verifica-se que quando a dinâmica da perturbação de carga elétrica não é considerada no projeto do controlador preditivo, a perturbação $\upsilon(k)$ aparece em malha fechada filtrada por $D(q^{-1})S(q^{-1})/P\ (q^{-1})$.

Na Figura 6.20 é apresentado o comportamento da função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k+1)$ em: a) malha aberta considerando o modelo CARIMA da Eq. (6.25) ($q^{-1}D(q^{-1})/A(q^{-1})$); b) em malha fechada utilizando a lei de controle da Eq. (6.35) do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ que considera a dinâmica da perturbação de carga resistiva no projeto deste controlador ($q^{-1}D_c(q^{-1})/P_c(q^{-1})$); e c) em malha fechada utilizando a lei de controle da Eq. (6.14) que considera apenas o efeito do polinômio C com $c_1 = 0{,}01$ ($q^{-1}D(q^{-1})S(q^{-1})/P\ (q^{-1})$).

Na Figura 6.21 é apresentada a comparação do comportamento da magnitude da função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k+1)$ em malha fechada em três configurações do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$. Verifica-se a atenuação do efeito da perturbação sobre a velocidade em malha fechada quando se considera a dinâmica da perturbação de carga resistiva no projeto deste controlador.

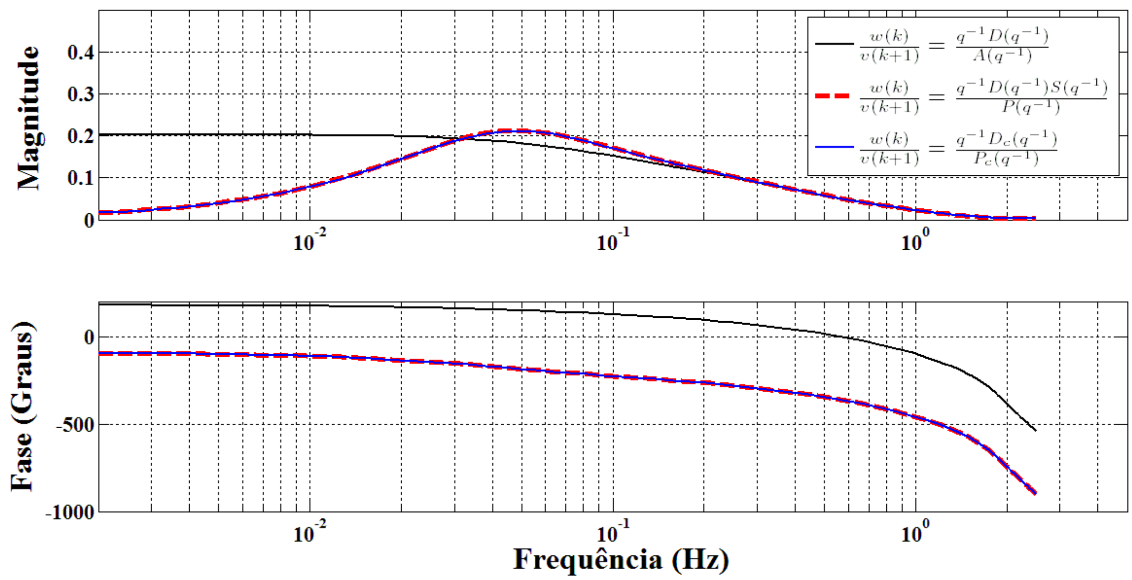


Figura 6.20: Efeito do modelo da perturbação de carga elétrica sobre a resposta em frequência da função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k+1)$ em malha aberta e em malha fechada utilizando o controlador RPV$_{F_GPCI}$. $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \lambda \quad \gamma \quad c_1] = [1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}6 \quad 0{,}05 \quad 0{,}01]$.

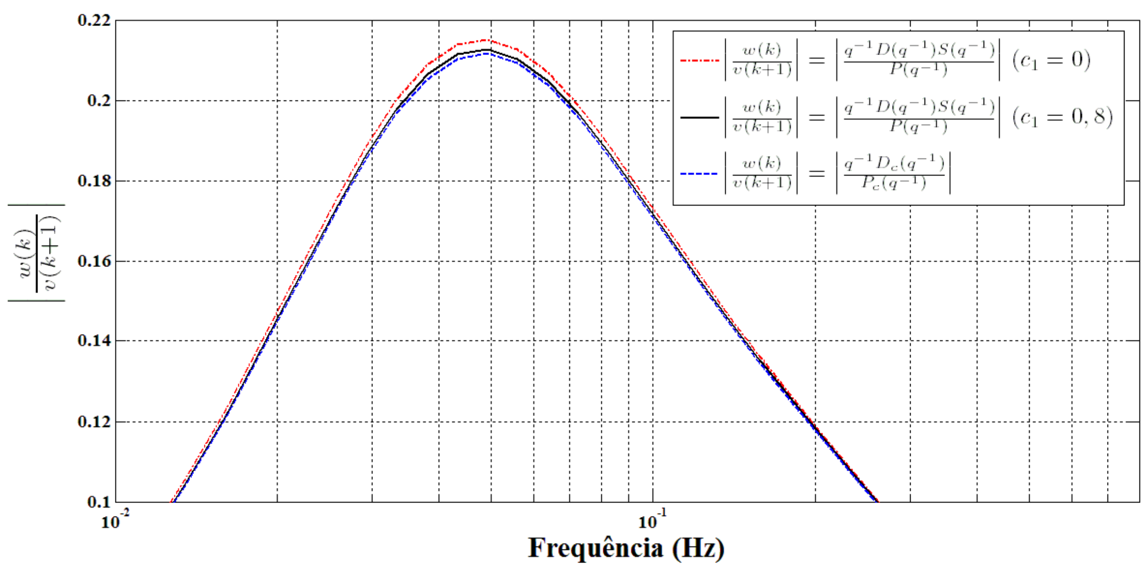


Figura 6.21: Comparação da função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k+1)$ em três configurações do controlador RPV$_{F_GPCI}$. $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \lambda \quad \gamma] = [1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}6 \quad 0{,}05]$.

Na Figura 6.22 é apresentada a resposta em frequência da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ do controlador RPV$_{F_GPCI}$ conforme se altera o valor do parâmetro λ.

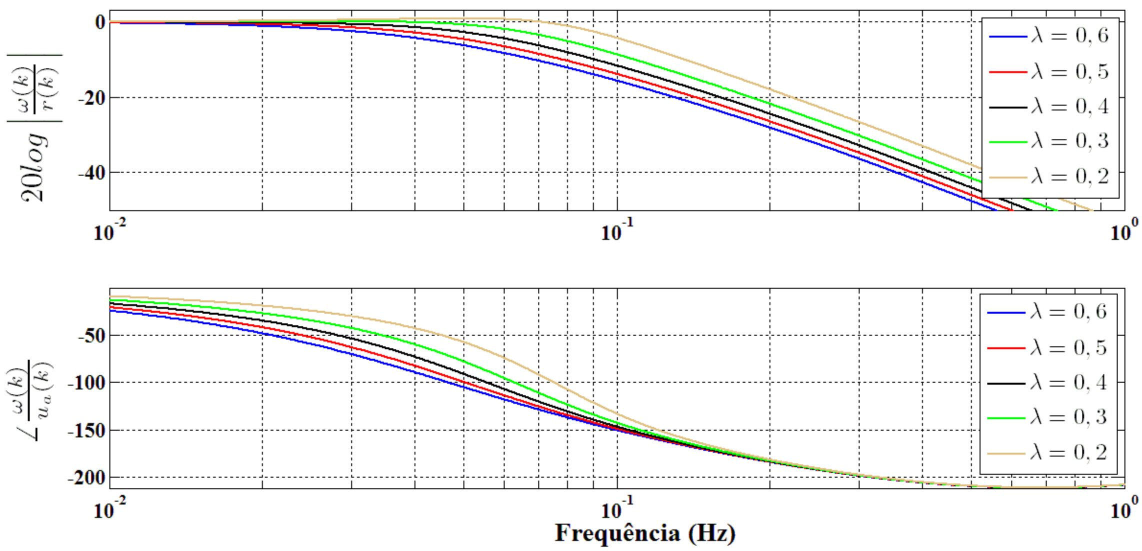


Figura 6.22: Avaliação da influência do parâmetro de projeto λ sobre o comportamento da resposta em frequência da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ do controlador RPV_{F_GPCI} $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad c_1 \quad \gamma]=[1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}01 \quad 0{,}05]$.

Na Tabela 6.11 são apresentadas algumas das características do controlador RPV_{F_GPCI} em malha fechada conforme se altera o parâmetro λ.

Tabela 6.11 – Influência do parâmetro λ sobre as características do sistema de malha fechada com o controlador RPV_{F_GPCI} $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad c_1 \quad \gamma]=[1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}01 \quad 0{,}05]$.

Malha Fechada $\omega(k)/r(k)$					
λ	**Polos**	ω_n	ξ	M_g (dB)	M_ϕ
0,2	0,9484 ± 0,0777i; 0,7008	0,4781	0,5186	17,32	87,53º
0,3	0,9496 ± 0,0577i; 0,7035	0,3929	0,6340	20,50	125º
0,4	0,9502 ± 0,0442i; 0,7049	0,3414	0,7319	22,88	180º
0,5	0,9505 ± 0,0334i; 0,7057	0,3060	0,8185	24,73	180º
0,6	0,9507 ± 0,0235i; 0,7063	0,2797	0,8968	26,25	180º
0,8	0,9635; 0,9385; 0,7071	0,1857	1	28,68	180º

Verifica-se na Tabela 6.11 e na Figura 6.22 que conforme se reduz λ: a) aumenta a frequência natural ω_n e diminui o amortecimento ξ dos polos dominantes em malha fechada, aumentando a largura de banda em malha fechada; e b) diminuem as margens de ganho M_g e de fase M_ϕ da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ em malha fechada. Os valores de ξ e ω_n, apresentados na Tabela 6.11, referem-se ao equivalente contínuo dos polos discretos dominantes da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ em malha fechada, que são definidos no plano-z.

Na Tabela 6.12 é apresentado o comportamento das margens de ganho e de fase do controlador RPV_{F_GPCI} conforme se altera o parâmetro λ. Verifica-se nesta Tabela que: a) em algumas das situações analisadas, conforme se diminui o parâmetro λ, diminui a margem de ganho da parte realimentada da resposta do controlador preditivo $u_a(k)/\omega(k)$; b) a margem de ganho da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ é infinita; c) a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ se altera pouco conforme se altera somente o parâmetro c_1; d) conforme se diminui o parâmetro λ, aumenta a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$.

Tabela 6.12 – Influência do parâmetro λ sobre as margens de ganho M_g e de fase M_ϕ do controlador RPV_{F_GPCI} $[N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad \gamma]=[1 \quad 3 \quad 2 \quad 0{,}05]$.

	Controlador $u_a(k)/r(k)$				**Controlador** $u_a(k)/\omega(k)$			
	$c_1=0$		$c_1=0{,}2$		$c_1=0$		$c_1=0{,}2$	
λ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ
0,6	∞	93,26	∞	93,26	1,65	-71,49	4,28	-71,63
0,5	∞	93,91	∞	93,91	0,08	-67,56	2,70	-67,73
0,4	∞	94,88	∞	94,89	-1,84	17,65	0,78	-61,56
0,3	∞	96,50	∞	96,51	2,58	17,83	-1,69	8,87
0,2	∞	99,73	∞	99,76	-0,90	∞	-1,46	∞

Na Tabela 6.13 são apresentadas algumas das características do controlador RPV_{F_GPCI} em malha fechada conforme se altera o parâmetro N_2. Verifica-se nesta tabela que conforme se aumenta N_2 mantendo λ fixo: a) aumenta a frequência natural ω_n e diminui o amortecimento ξ dos polos dominantes em malha fechada; b) os polos dominantes em malha fechada se deslocam em direção ao centro do circulo de raio unitário no plano-*z*, aumentando a largura de banda em malha fechada; e c) diminuem as margens de ganho e de fase da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ em malha fechada.

Tabela 6.13 – Influência do parâmetro N_2 sobre as características do sistema de malha fechada com o controlador RPV$_{\text{F_GPCI}}$ $\begin{bmatrix} N_1 & N_u & c_1 & \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 0{,}01 & 0{,}05 \end{bmatrix}$

		Malha Fechada $\omega(k)/r(k)$				
N_2	λ	Polos	ω_n	ξ	M_g (dB)	M_g
3	0,6	0,9507 ± 0,0235i; 0,7063	0,2797	0,8968	26,25	180º
	0,9	0,9709; 0,9312; 0,7073	0,1472	1	29,67	180º
	1,5	0,9854; 0,9173; 0,7082	0,0731	1	34,03	180º
	2,0	0,9895; 0,9134; 0,7085	0,0523	1	36,50	180º
4	0,6	0,9482 ± 0,0509i; 0,7050	0,3727	0,6930	21,80	164º
	0,9	0,9494 ± 0,0314i; 0,7064	0,3055	0,8399	25,01	180º
	1,5	0,9682; 0,9325; 0,7076	0,1615	1	29,20	180º
	2,0	0,9792; 0,9222; 0,7080	0,1046	1	31,61	180º
5	0,6	0,9438 ± 0,0709i; 0,7039	0,4652	0,5909	18,80	109º
	0,9	0,9464 ± 0,0517i; 0,7056	0,3821	0,7001	21,74	180º
	1,5	0,9485 ± 0,0268i; 0,7071	0,2975	0,8800	25,66	180º
	2,0	0,9548; 0,9439; 0,7077	0,2312	1	27,97	180º
6	0,6	0,9373 ± 0,0876i; 0,7029	0,5555	0,5432	17,05	94,44º
	0,9	0,9420 ± 0,0674i; 0,7049	0,4576	0,6243	19,52	121,97º
	1,5	0,9458 ± 0,0436i; 0,7066	0,3571	0,7639	23,06	180º
	2,0	0,9473 ± 0,0295i; 0,7073	0,3101	0,8641	25,22	180º

Na Tabela 6.14 é apresentado o comportamento das margens de ganho e de fase do controlador RPV$_{\text{F_GPCI}}$ conforme se altera o parâmetro N_2.

Tabela 6.14 – Influência do parâmetro N_2 sobre as margens de ganho M_g e de fase M_ϕ do controlador RPV$_{\text{F_GPCI}}$ $\begin{bmatrix} N_1 & N_u & \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 0{,}05 \end{bmatrix}$.

		Controlador $u_a(k)/r(k)$				**Controlador** $u_a(k)/\omega(k)$			
		$c_1 = 0$		$c_1 = 0{,}2$		$c_1 = 0$		$c_1 = 0{,}2$	
N_2	λ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ	M_g (dB)	M_ϕ
3	0,6	∞	93,26º	∞	93,26º	1,65	-71,49º	4,28	-71,63º
	0,9	∞	92,17º	∞	92,17º	5,16	-77,80º	7,79	-77,90º
	1,5	∞	91,30º	∞	91,30º	9,59	-82,71º	12,22	-82,78º
	2,0	∞	90,98º	∞	90,98º	12,08	-84,54º	14,71	-84,59º
4	0,6	∞	95,80º	∞	95,82º	2,13	18,73º	1,68	10,80º
	0,9	∞	93,88º	∞	93,89	-2,33	21,30º	0,46	-62,90
	1,5	∞	92,33º	∞	92,34º	2,07	-74,06º	4,87	-74,22º
	2,0	∞	91,75º	∞	91,75º	4,56	-78,12º	7,36	-78,24º
5	0,6	∞	99,06º	∞	99,10º	-2,87	∞	-3,23	∞
	0,9	∞	96,08º	∞	96,10º	0,58	9,41º	0,21	2,82º
	1,5	∞	93,67º	∞	93,67º	-3,77	25,32º	-0,85	11,32º
	2,0	∞	92,75º	∞	92,76º	-1,29	18,66º	1,62	-68,06º
6	0,6	∞	102,92º	∞	103,02º	-6,89	∞	-7,17	∞
	0,9	∞	98,71º	∞	98,75º	-3,48	∞	-3,78	∞
	1,5	∞	95,28º	∞	95,30º	0,85	12,83º	0,54	6,63º
	2,0	∞	93,97º	∞	93,98º	3,32	25,42º	2,99	16,53º

Verifica-se na Tabela 6.14 que: a) em algumas das situações analisadas, conforme se aumenta N_2 mantendo λ fixo, diminui a margem de ganho e aumenta a margem de fase da parte realimentada da resposta do controlador preditivo ($u_a(k)/\omega(k)$); b) em todas as situações analisadas, conforme se aumenta N_2 mantendo λ fixo, aumenta a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$; c) em todas as situações analisadas, a margem de ganho da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ é infinita; d) a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ pouco se altera conforme se altera somente o parâmetro c_1; e) as margens de fase e de ganho da parte realimentada da resposta do controlador preditivo ($u_a(k)/\omega(k)$) sofrem variações consideráveis conforme se altera somente o parâmetro c_1;

Na Tabela 6.15 são apresentadas algumas das características do controlador RPV_{F_GPCI} em malha fechada conforme se altera o parâmetro N_u.

Tabela 6.15 – Influência do parâmetro N_u sobre as características do sistema de malha fechada com o controlador RPV_{F_GPCI} $[N_1 \quad \gamma] = [1 \quad 0{,}05]$.

	Malha Fechada $\omega(k)/r(k)$					
$N_u = N_2$	λ	Polos	ω_n	ξ	M_g (dB)	M_ϕ
3	0,4	0,9502 ± 0,0442i; 0,7049	0,3414	0,7320	22,9	180º
	0,6	0,9507 ± 0,0235i; 0,7063	0,2797	0,8968	26,3	180º
	0,9	0,9709; 0,9312; 0,7073	0.1472	1	29,7	180º
	1,1	0,9784; 0,9239; 0,7077	0,1087	1	31,38	180º
4	0,4	0,9464 ± 0,0703i; 0,7030	0,4536	0,5764	18,7	105º
	0,6	0,9482 ± 0,0509i; 0,7050	0,3726	0,6936	21,8	164º
	0,9	0,9494 ± 0,0314i; 0,7064	0,3054	0,8401	25,0	180º
	1,1	0,9498 ± 0,0199i; 0,7070	0,2767	0,9251	26,64	180º

Verifica-se na Tabela 6.15 que conforme se aumenta N_u mantendo fixo λ: a) aumenta a frequência natural ω_n e diminui o amortecimento ξ dos polos dominantes em malha fechada, aumentando a largura de banda em malha fechada; e b) diminuem as margens de ganho e de fase da função de transferência $\omega(k)/r(k)$ em malha fechada.

Na Tabela 6.16 é apresentado o comportamento das margens de ganho e de fase do controlador RPV_{F_GPCI} conforme se altera o parâmetro N_u. Em todas as situações analisadas verifica-se que: a) conforme se aumenta N_u mantendo fixo λ, aumenta a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$; b) a margem de ganho da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ é infinita; c) a margem de fase da função de transferência $u_a(k)/r(k)$ pouco se altera conforme se altera somente o parâmetro c_1; d) as margens de fase e de ganho da parte realimentada da resposta do controlador preditivo ($u_a(k)/\omega(k)$) sofrem variações consideráveis conforme se altera somente o parâmetro c_1;

Tabela 6.16 – Influência do parâmetro N_u sobre as margens de ganho M_g e de fase M_ϕ do controlador RPV$_{F_GPCI}$ $[N_1 \quad \gamma] = [1 \quad 0{,}05]$.

		Controlador $u_a(k)/r(k)$				**Controlador** $u_a(k)/\omega(k)$			
		$c_1 = 0$		$c_1 = 0{,}2$		$c_1 = 0$		$c_1 = 0{,}2$	
$N_u = N_2$	λ	M_g(dB)	M_ϕ	M_g(dB)	M_ϕ	M_g(dB)	M_ϕ	M_g(dB)	M_ϕ
	0,4	∞	94,9º	∞	94,9º	-1,84	17,7º	0,783	-61,6º
3	0,6	∞	93,3º	∞	93,3º	1,66	-71,5º	4,29	-71,6 º
	0,9	∞	92,2º	∞	92,2º	5,17	-77,8º	7,8	-77,9º
	0,4	∞	98,7º	∞	98,7º	-1,33	∞	-1,78	∞
4	0,6	∞	95,8º	∞	95,8º	2,15	18,8º	1,69	10,8º
	0,9	∞	93,9º	∞	93,9º	-2,33	21,3º	0,469	-62,9º

Na Figura 6.23 é apresentado o diagrama em blocos do controlador RPV$_{F_GPCI}$ considerando a dinâmica da perturbação de carga elétrica, de acordo com o modelo CARIMA modificado da Eq. (6.23).

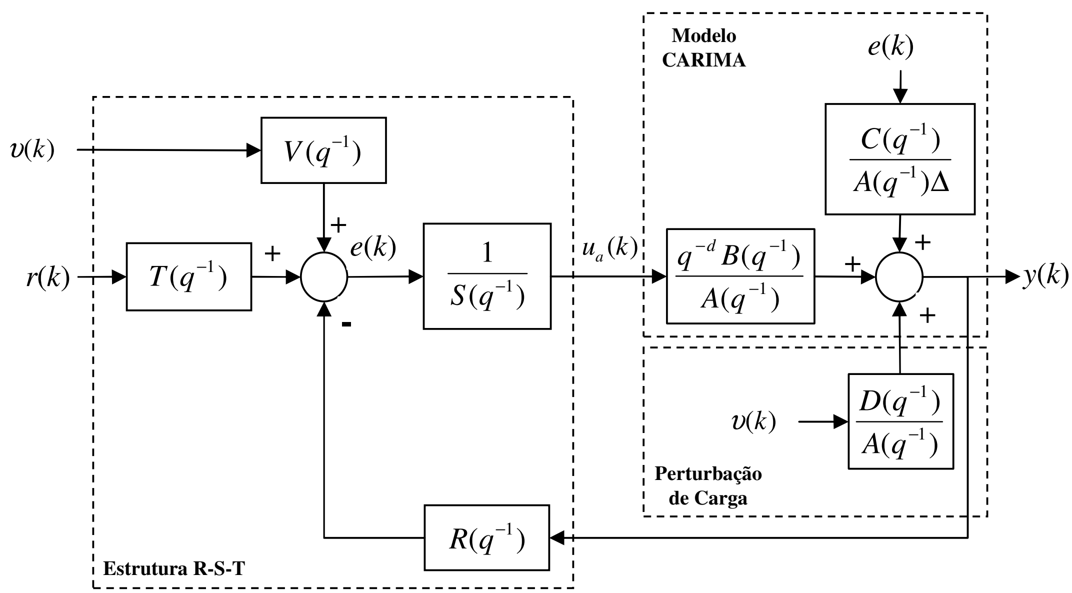
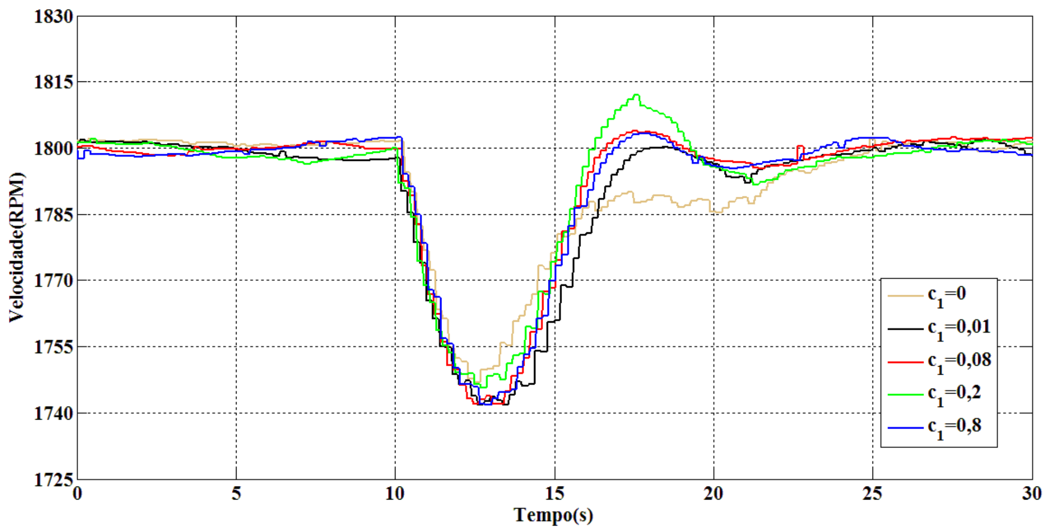


Figura 6.23: Diagrama de blocos do RPV$_{F_GPCI}$ considerando a dinâmica da perturbação de carga elétrica no projeto.

6.7 – Avaliação da influência do modelo da perturbação de carga sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}

A avaliação experimental da influência do modelo da perturbação de carga sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI} foi realizada por meio do ensaio de inclusão de carga elétrica, de forma análoga ao procedimento que foi utilizado na Seção 6.5 para avaliar o efeito do polinômio *C*. Foi considerado o modelo CARIMA modificado da Eq. (6.25) sendo que a lei de controle foi implementada de acordo com a da Eq. (6.35) com os horizontes $N_1 = 1$, $N_2 = 3$, $N_u = 2$ e $\gamma = 0{,}05$. Na Figura 6.24, são apresentados os resultados obtidos no ensaio para diversos valores do parâmetro c_1.



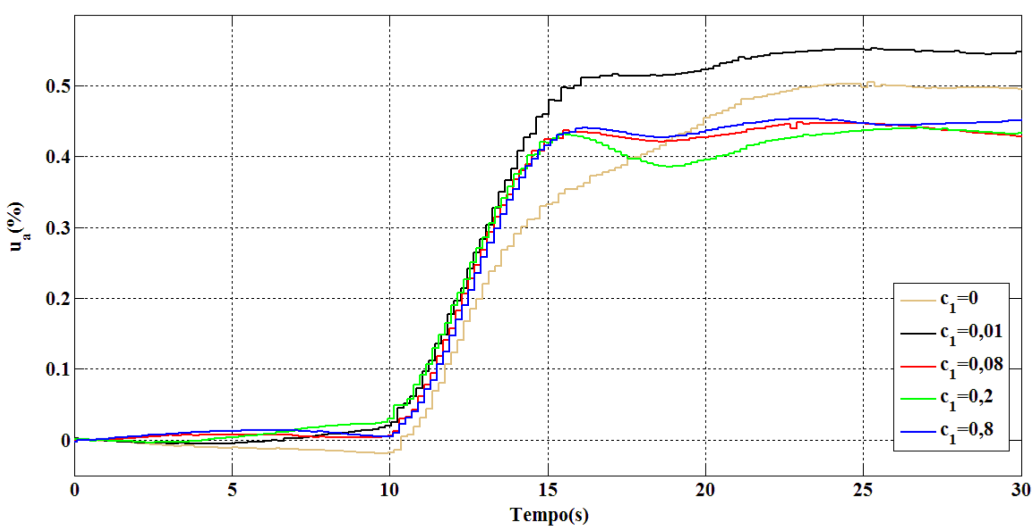


Figura 6.24: Avaliação da influência do modelo da perturbação sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}: ensaio de inclusão de carga elétrica resistiva.

Na Tabela 6.17, são descritos os valores de $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_{ω} observados durante o ensaio para diferentes valores de c_1.

Tabela 6.17 – Avaliação da influência do modelo da perturbação de carga resistiva sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}: ensaio de inclusão de carga.

ID Ensaio	c_1	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}
09-01-2014 14-52-12.688	0	6,97006x10^-5^	2,36172x10^-3^	4,74952x10^-2^
09-01-2014 12-55-27.343	0,01	9,76203x10^-5^	3,37405x10^-3^	5,82291x10^-2^
09-01-2014 15-02-26.495	0,08	6,28446x10^-5^	2,90148x10^-3^	3,54504x10^-2^
09-01-2014 15-11-53.785	0,2	6,03601x10^-5^	2,63597x10^-3^	3,41912x10^-2^
09-01-2014 15-17-06.410	0,8	3,62909x10^-5^	2,83987x10^-3^	3,80564x10^-2^

A análise das Tabelas 6.17 e 6.8 e das Figuras 6.13 e 6.24, revela que:

a) O erro quadrático de predição $E_{\hat{\omega}}$ apresenta valores baixos (da ordem de grandeza 10^{-5}, aproximadamente) em todas as situações analisadas na Tabela 6.17, indicando uma boa capacidade de predição da Eq. (6.32). Comparando as tabelas 6.17 e 6.8, verifica-se redução do índice $E_{\hat{\omega}}$ quando a dinâmica da perturbação de carga foi incluída no projeto do controlador em todas as situações analisadas. No caso em que não se considera o efeito do polinômio C ($c_1 = 0$), o melhor resultado obtido para este índice ocorre quando a dinâmica da perturbação de carga foi incluída no projeto do controlador;

b) Em todas as situações analisadas, quando se utiliza o modelo da perturbação ocorre uma redução do erro quadrático de velocidade E_{ω}. Graficamente este efeito pode ser observado comparando as Figura 6.24 e 6.13. Após atingir o valor mínimo de velocidade, o modelo da perturbação incluído na resposta livre da Eq. (6.32) permite uma recuperação mais rápida do sinal de velocidade para o seu valor nominal pois o sinal de controle aumenta mais rapidamente nos instantes imediatamente posteriores à aplicação da carga. Em algumas situações analisadas na Figura 6.24 é possível verificar um pequeno sobre-sinal provocado pela rápida subida do sinal após se atingir o valor mínimo de velocidade. O sinal de velocidade demora mais tempo para retornar ao seu valor nominal quando não se considera a dinâmica da perturbação no modelo de predição do RPV_{F_GPCI}. Analisando a Eq. (6.35) verifica-se que, no instante discreto *k* em que a carga resistiva foi conectada ao gerador, temos $\upsilon(k+j)=1$, $j=0,\cdots,2$, e $\upsilon(k-i)=0$, $i=1,\cdots,4$. Neste instante, o efeito combinado dos polinômios $V_1(q^{-1})$ e $V_2(q^{-1})$ é o aumento do sinal $u_a(k)$. Após este instante inicial *k*, verifica-se que o polinômio $V_2(q^{-1})$ continua provocando o aumento do sinal $u_a(k)$ mas o polinômio $V_1(q^{-1})$ tem efeito contrário e provoca a redução deste sinal. No instante discreto k+4 o efeito de aumento do polinômio $V_2(q^{-1})$ e totalmente anulado pelo efeito oposto do polinômio $V_1(q^{-1})$ de tal forma que a partir deste instante, se não houver uma nova perturbação de carga, a dinâmica do controlador passa a obedecer a Eq. (6.14);

c) Conforme pode ser verificado na Figura 6.21, a magnitude resposta em frequência da função de transferência $\omega(k)/\upsilon(k+1)$ em malha fechada é atenuada quando se considera a dinâmica da perturbação de carga no projeto do RPV_{F_GPCI}, diminuindo a influência dessa perturbação sobre o sinal de velocidade. Consequentemente, reduzem-se os erros de velocidade $[\omega(k)-\omega_r(k)]$ e o índice E_ω, conforme se observa nas Tabelas 6.17 e 6.8;

d) No computo geral, a dinâmica do polinômio $V(q^{-1})$ provoca a redução do índice J_{RPV} pois, como o sinal de velocidade retorna mais rapidamente para o valor nominal, não existe necessidade de tantos incrementos positivos na ação de controle $\Delta u_a(k)$ do controlador preditivo e o sinal $u_a(k)$ se estabiliza em um valor final mais baixo, conforme pode ser observado na comparação das Figuras 6.13 e 6.24;

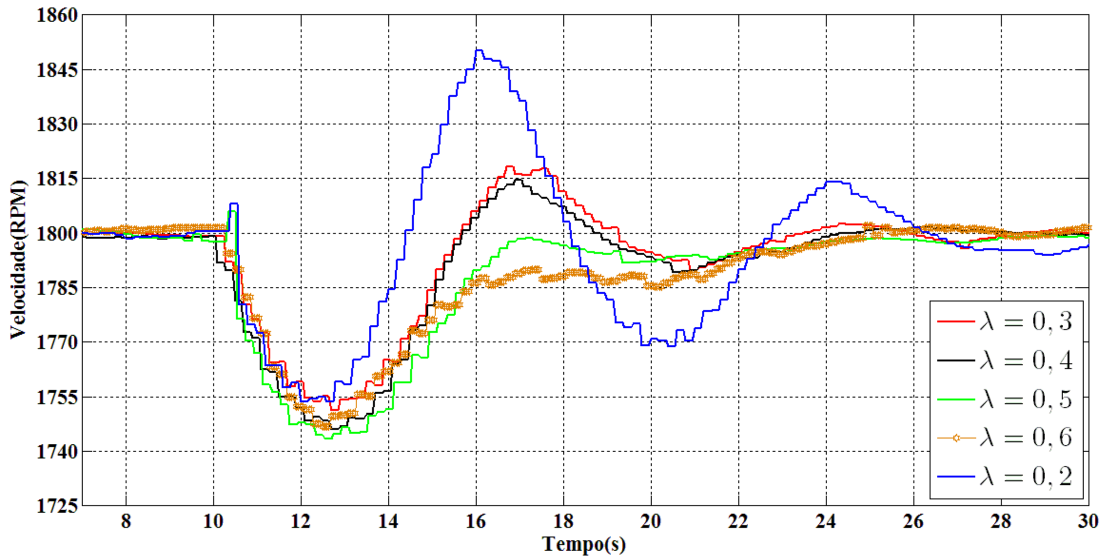
6.8 – Avaliação da influência do parâmetro λ sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}

A avaliação experimental da influência do parâmetro λ no comportamento do RPV_{F_GPCI} foi realizada por meio do ensaio de inclusão de carga elétrica com o simulador de inércia MV-1010 instalado no eixo do motor CC. Foi considerado o modelo CARIMA modificado da Eq. (6.25) que contempla o modelo da perturbação de carga elétrica na lei de controle preditivo, implementada de acordo com a Eq. (6.35) com os horizontes $N_1=1$, $N_2=3$, $N_u=2$ e $\gamma=0{,}05$. Na Figura 6.25 são apresentados os resultados obtidos no ensaio para diversos valores do parâmetro λ com $c_1=0$.

Para avaliar o comportamento do RPV_{F_GPCI} durante este ensaio, além dos índices $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_ω das Eqs. (6.20), (6.21) e (6.22), também foi utilizado o seguinte índice para avaliar o desvio mínimo do sinal de velocidade:

$$\Delta\omega_{\min}=\left|\min\left(\omega_{\text{nominal}}-\omega(k)\right)\right| \tag{6.42}$$

sendo $\omega_{\text{nominal}}=6V$ representa o valor nominal de velocidade em volts. Quanto menor é $\Delta\omega_{\min}$ menor é o desvio de velocidade após a perturbação de carga. Na Tabela 6.18, são apresentados os valores dos índices $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω}, J_{RPV} e $\Delta\omega_{\min}$ medidos durante o ensaio. Na Figura 6.26 são apresentados os índices de desempenho $\Delta\omega_{\min}$ e J_{RPV} obtidos durante o ensaio conforme se altera o parâmetro λ.



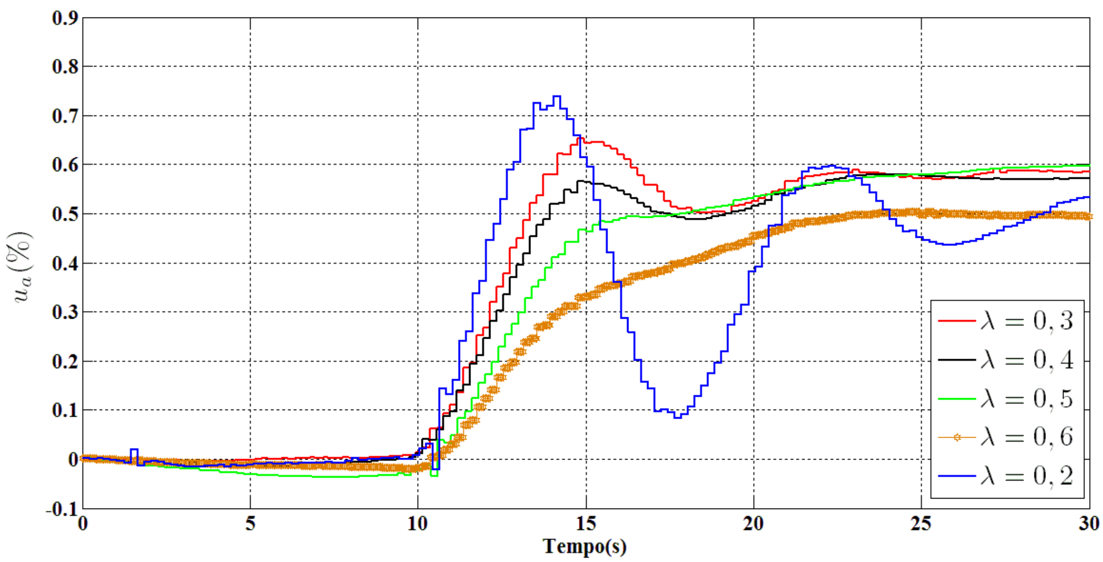


Figura 6.25: Avaliação da influência do parâmetro λ no comportamento do RPV_{F_GPCI}: ensaio de inclusão de carga elétrica resistiva com $c_1 = 0$.

A análise da Tabela 6.18 e das Figuras 6.25 e 6.26 revela que:

a) conforme se aumenta o valor de λ, existe uma tendência de diminuição do esforço de controle J_{RPV} e aumento do desvio de velocidade $\Delta\omega_{\min}$ sendo que para $\lambda = 0{,}8$ e $c_1 = 0{,}2$

registra-se o maior valor de $\Delta\omega_{\min}$, conforme pode ser verificado na Figura 6.26. Esse comportamento é atribuído ao posicionamento dos polos em malha fechada que se deslocam em direção ao centro do circulo de raio unitário no plano-z quando se diminui λ, aumentando a frequência natural de oscilação, ω_n, e diminuindo o amortecimento, ξ, destes polos, conforme pode ser observado na Tabela 6.11. Quando se utiliza $\lambda < 0,5$ surgem oscilações no sinal de velocidade e no sinal de controle após a aplicação da carga devido a redução do amortecimento e o aumento da velocidade de resposta em malha fechada, conforme pode ser observado na Figura 6.25;

b) em todos os ensaios apresentados na Tabela 6.18, observa-se que o erro quadrático de predição, $E_{\hat{\omega}}$, foi baixo, na ordem de grandeza de 10^{-5}, indicando a boa capacidade de predição do controlador sendo que para $c_1 = 0,2$ são registrados os menores valores deste índice;

c) o erro quadrático de velocidade, E_{ω}, apresenta valores da ordem de grandeza de 10^{-3}.

Tabela 6.18 – Avaliação da influência de λ sobre comportamento do RPV_{F_GPCI}: ensaio de inclusão de carga considerando a dinâmica da perturbação de carga elétrica.

ID Ensaio	λ	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}	$\Delta\omega_{\min}$
		$c_1 = 0$			
10-01-2014 09-14-25.328	0,2	15,2287 x10^{-5}	2,28309 x10^{-3}	4,46139 x10^{-2}	0,141688
10-01-2014 09-08-48.594	0,3	9,75360 x10^{-5}	1,93670 x10^{-3}	6,84096 x10^{-2}	0,162039
10-01-2014 08-53-17.768	0,4	9,01544 x10^{-5}	2,45454 x10^{-3}	6,32403 x10^{-2}	0,179764
10-01-2014 08-45-35.068	0,5	9,29795 x10^{-5}	2,75246 x10^{-3}	7,54021 x10^{-2}	0,178779
09-01-2014 14-52-12.688	0,6	6,97006 x10^{-5}	2,36172 x10^{-3}	4,74952 x10^{-2}	0,176810
10-01-2014 09-21-11.374	0,8	7,61545 x10^{-5}	2,40613 x10^{-3}	0,86170 x10^{-2}	0,187642
		$c_1 = 0.2$			
10-01-2014 12-25-00.579	0,2	7,82170 x10^{-5}	1,72181 x10^{-3}	4,20453 x10^{-2}	0,155803
10-01-2014 12-21-11.815	0,3	5,31400 x10^{-5}	1,86180 x10^{-3}	4,10096 x10^{-2}	0,171230
10-01-2014 12-06-03.663	0,4	5,74891 x10^{-5}	2,18635 x10^{-3}	5,35150 x10^{-2}	0,180749
10-01-2014 12-02-28.688	0,5	6,37565 x10^{-5}	2,01159 x10^{-3}	5,18748 x10^{-2}	0,173199
09-01-2014 15-11-53.785	0,6	6,03601 x10^{-5}	2,63597 x10^{-3}	3,41912 x10^{-2}	0,181405
10-01-2014 11-52-18.145	0,8	6,47104 x10^{-5}	2,58752 x10^{-3}	2,33462 x10^{-2}	0,195520

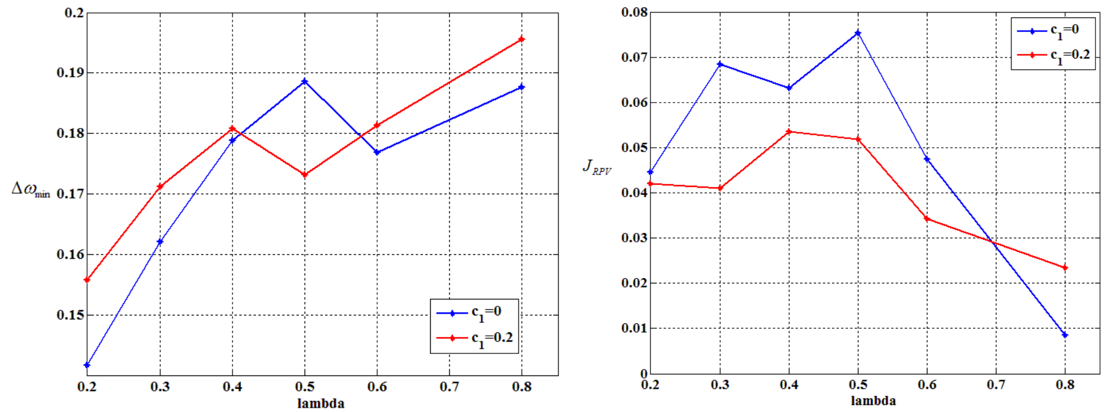


Figura 6.26: Avaliação da influência do parâmetro λ no comportamento do RPV$_{F_GPCI}$: índices de desempenho $\Delta\omega_{\min}$ e J_{RPV}.

6.9 – Avaliação da influência do horizonte N_2 sobre o comportamento do RPV$_{F_GPCI}$

A avaliação experimental da influência do parâmetro N_2 sobre o comportamento do RPV$_{F_GPCI}$ foi realiza por meio do ensaio de inclusão de carga elétrica semelhante ao que foi utilizado na Seção 6.8. Foi considerada a lei de controle descrita na Eq. (6.35) com os horizontes $N_1 = 1$, $N_u = 2$ e $\gamma = 0{,}05$ considerando o modelo da perturbação de carga elétrica. Na Figura 6.27, são apresentados os resultados obtidos no ensaio para diversos valores do parâmetro N_2 com $c_1 = 0{,}2$ e $\lambda = 0{,}9$. O ensaio foi repetido para outras combinações de valores para os parâmetros c_1 e λ, conforme apresentado na Tabela 6.19, onde são apresentados os valores dos índices $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω}, J_{RPV} e $\Delta\omega_{\min}$ medidos durante o ensaio.

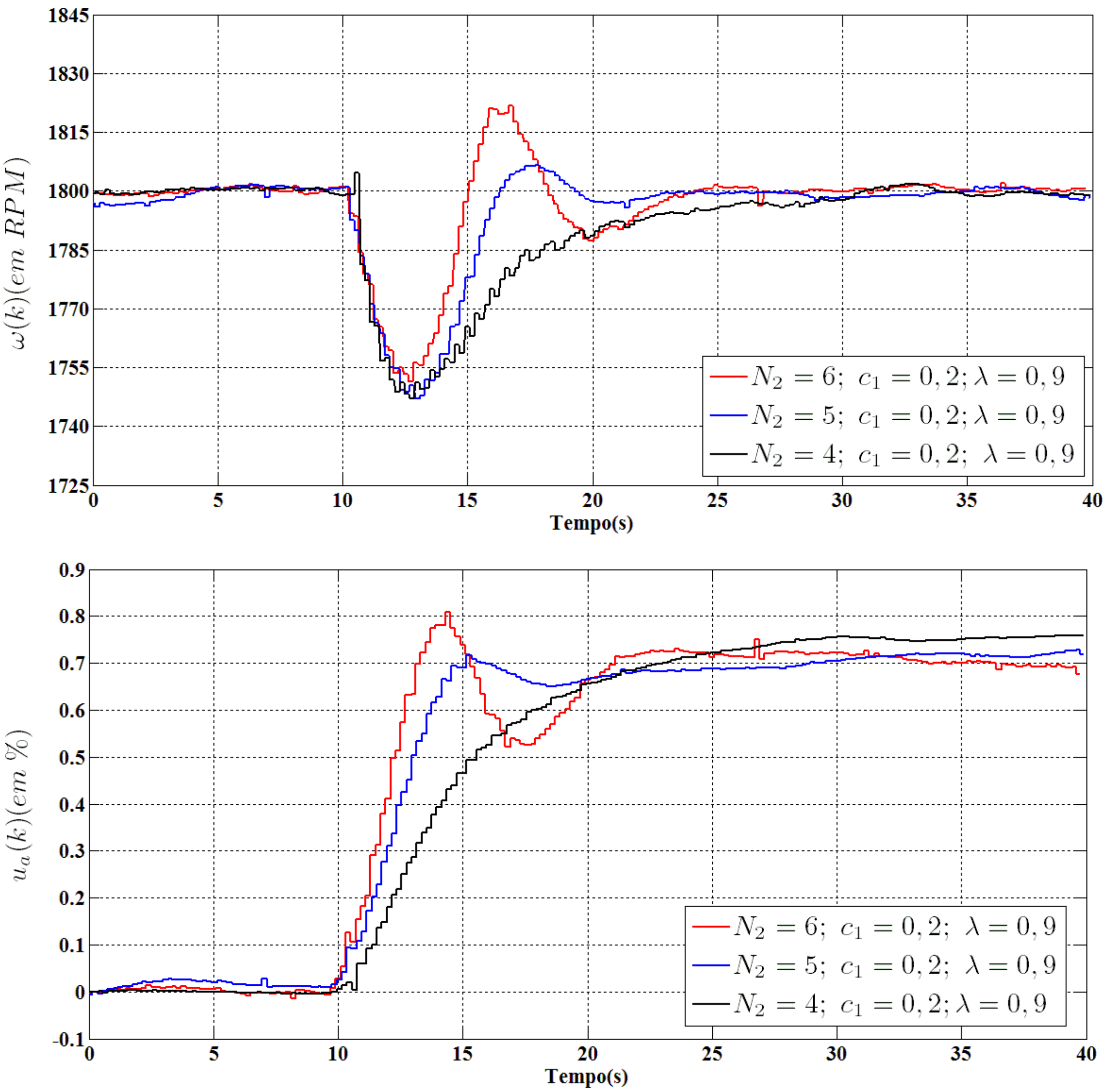


Figura 6.27 – Avaliação da influência de N_2 sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}. Teste de inclusão de carga considerando a dinâmica da perturbação de carga no projeto ($\lambda = 0{,}9$; $c_1 = 0{,}2$).

Tabela 6.19 – Avaliação da influência de N_2 sobre comportamento do RPV$_{F_GPCI}$: ensaio de inclusão de carga considerando a dinâmica da perturbação de carga elétrica no projeto.

ID Ensaio	c_1	λ	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}
			$N_2 = 4$		
10-01-2014 14-21-29.029	0	0,9	0,88792x10^{-4}	3,46367 x10^{-3}	5,16430x10^{-5}
10-01-2014 14-30-09.965		1,1	2,04778x10^{-4}	4,50687 x10^{-3}	4,52073x10^{-5}
14-01-2014 09-10-17.813		1,5	0,82846x10^{-4}	5,26601 x10^{-3}	3,25624x10^{-5}
14-01-2014 09-20-06.161		2,0	1,40249x10^{-4}	6,66444 x10^{-3}	3,14928x10^{-5}
10-01-2014 15-18-31.487	0,2	0,9	1,41506x10^{-4}	3,01357 x10^{-3}	5,20884x10^{-5}
10-01-2014 15-13-25.750		1,1	0,95428x10^{-4}	4,01580 x10^{-3}	4,83532x10^{-5}
14-01-2014 10-40-47.410		1,5	5,50936x10^{-4}	4,47479 x10^{-3}	3,21681x10^{-5}
14-01-2014 10-37-23.695		2,0	1,29367x10^{-4}	5,80382 x10^{-3}	2,77654x10^{-5}
			$N_2 = 5$		
10-01-2014 14-43-21.826	0	0,9	0,79035x10^{-4}	2,31070 x10^{-3}	5,64391x10^{-5}
10-01-2014 14-37-59.953		1,1	1,52687x10^{-4}	3,01899 x10^{-3}	5,31538x10^{-5}
14-01-2014 11-09-18.879		1,5	1,02538x10^{-4}	2,66467 x10^{-3}	3,91896x10^{-5}
14-01-2014 11-13-20.197		2,0	1,62268x10^{-4}	3,65329 x10^{-3}	3,63233x10^{-5}
14-01-2014 11-27-23.849		2,5	3,54138x10^{-4}	4,90234 x10^{-3}	3,57443x10^{-5}
10-01-2014 15-08-50.777	0,2	0,9	0,54471x10^{-4}	2,17562 x10^{-3}	5,30689x10^{-5}
10-01-2014 15-11-05.128		1,1	0,62812x10^{-4}	2,66502 x10^{-3}	5,51981x10^{-5}
14-01-2014 11-31-16.677		1,5	0,65208x10^{-4}	3,31842 x10^{-3}	5,29784x10^{-5}
14-01-2014 11-35-42.221		2,0	1,44929x10^{-4}	3,54875 x10^{-3}	3,48754x10^{-5}
14-01-2014 11-40-08.748		2,5	2,44965x10^{-4}	4,50022 x10^{-3}	2,97391x10^{-5}
			$N_2 = 6$		
10-01-2014 14-51-57.415	0	0,9	2,10638x10^{-4}	2,62270 x10^{-3}	5,31598x10^{-5}
10-01-2014 14-54-26.745		1,1	1,01812x10^{-4}	2,44502 x10^{-3}	5,62332x10^{-5}
14-01-2014 11-43-36.801		1,5	0,80188x10^{-4}	1,91979 x10^{-3}	4,51448x10^{-5}
14-01-2014 11-48-06.067		2,0	0,85000x10^{-4}	2,66358 x10^{-3}	4,46800x10^{-5}
14-01-2014 11-51-21.287		2,5	2,91888x10^{-4}	3,21395 x10^{-3}	3,91235x10^{-5}
14-01-2014 12-20-47.827	0,2	0,9	1,11225x10^{-4}	1,43249 x10^{-3}	5,72077x10^{-5}
10-01-2014 14-57-55.351		1,1	0,65458x10^{-4}	1,80603 x10^{-3}	5,80015x10^{-5}
14-01-2014 11-54-39.586		1,5	0,55983x10^{-4}	2,20020 x10^{-3}	4,62616x10^{-5}
14-01-2014 11-57-55.394		2,0	1,40859x10^{-4}	2,68004 x10^{-3}	4,74058x10^{-5}
14-01-2014 12-10-51.288		2,5	2,05212x10^{-4}	3,70330 x10^{-3}	3,96906x10^{-5}

A análise da Tabela 6.19 e da Figura 6.27 revela que:

a) conforme se aumenta o parâmetro N_2 mantendo os parâmetros λ e c_1 fixos, aumenta a velocidade de resposta e o esforço de controle, como pode ser verificado na Figura 6.27. Esse comportamento é atribuído ao posicionamento dos polos em malha fechada que se deslocam em direção ao centro do circulo de raio unitário no plano-z quando se aumenta N_2 mantendo λ fixo, aumentando a frequência natural de oscilação, ω_n, e diminuindo o amortecimento, ξ, destes polos, conforme pode ser observado na Tabela 6.13. Quando se utiliza $N_2 > 4$ com $\lambda = 0{,}9$, surgem oscilações no sinal de velocidade e no sinal de controle após a aplicação da carga devido à redução do amortecimento e o aumento da velocidade de resposta em malha fechada provocada pelo aumento de N_2, conforme pode ser observado na Figura 6.27;

b) para as outras combinações de c_1 e λ foi observado um padrão de resposta semelhante ao apresentado na Figura 6.27, ou seja, o aumento de N_2 implica em uma tendência de aumento do esforço de controle J_{RPV} e melhora na capacidade de recuperação da velocidade para o seu valor nominal após a aplicação da perturbação, reduzindo o erro quadrático de velocidade E_ω durante o ensaio. Para comprovar este fato basta escolher os valores de λ e c_1 e proceder com a análise das linhas correspondentes aos valores crescentes de N_2 no sentido de cima para baixo na Tabela 6.19. Por exemplo, escolhendo $\lambda = 0{,}9$ e $c_1 = 0{,}2$ verifica-se a diminuição de E_ω e o aumento de J_{RPV} conforme aumenta N_2.

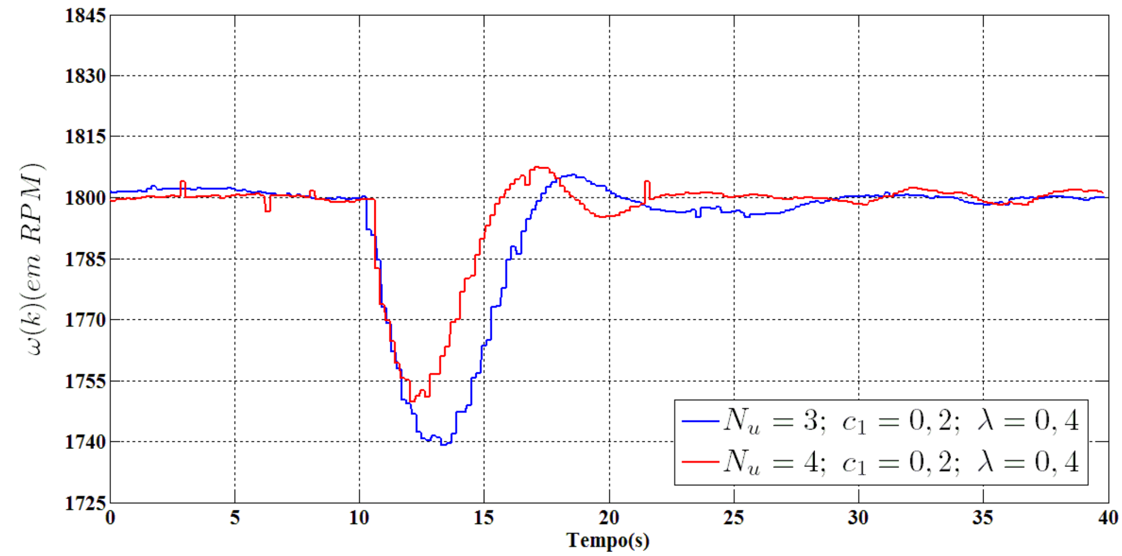
c) em algumas situações, como as apresentadas na Figura 6.27, surgem oscilações principalmente para as combinações de valores altos de N_2 (5 ou 6) e baixos de λ ($\lambda < 1{,}0$) devido à redução do amortecimento e o aumento da velocidade de resposta dos polos dominantes em malha fechada, conforme pode ser verificado na Tabela 6.13.

d) em todos os ensaios analisados na Tabela 6.19 o erro quadrático de predição $E_{\hat{\omega}}$ apresentou valores baixos, na ordem de grandeza de 10^{-4}, indicando a boa capacidade de predição do controlador;

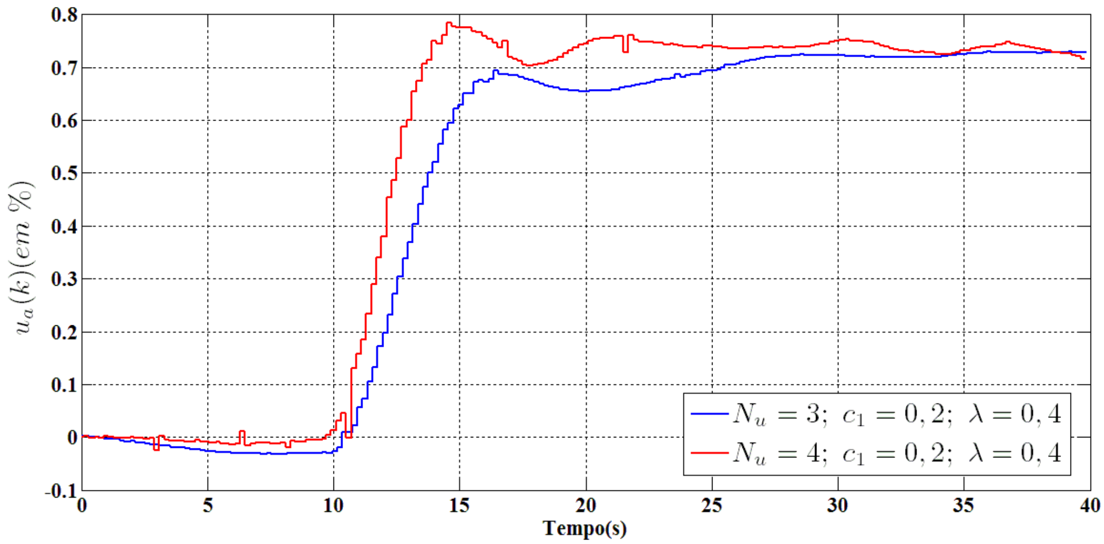
e) o erro quadrático de velocidade, E_ω, apresenta valores na ordem de grandeza de 10^{-3} em todos os ensaios analisados na Tabela 6.19.

6.10 – Avaliação da influência do horizonte N_u sobre o comportamento do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$

A avaliação experimental da influência do parâmetro N_u sobre o comportamento do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$ foi realizada por meio do ensaio de inclusão de carga elétrica semelhante ao que foi utilizado na Seção 6.9. Foi considerada a lei de controle apresentada na Eq. (6.35) com os horizontes $N_1 = 1$, $N_u = N_2$ e $\gamma = 0{,}05$. Na Figura 6.28, são apresentados os resultados obtidos com $c_1 = 0{,}2$ e $\lambda = 0{,}4$.



(a)



(b)

Figura 6.28 – Avaliação da influência de N_u sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI}. Teste de inclusão de carga considerando a dinâmica da perturbação de carga no projeto ($\lambda = 0,4$; $c_1 = 0,2$): a) Velocidade em RPM; b) Sinal de controle em % normalizado.

O ensaio foi repetido para outras combinações de valores para os parâmetros c_1 e λ, conforme apresentado na Tabela 6.20, onde são apresentados os valores dos índices $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω}, J_{RPV} e $\Delta\omega_{\min}$ medidos durante os experimentos realizados.

Tabela 6.20 – Avaliação da influência de N_u no comportamento do RPV$_{F_GPCI}$: ensaio de inclusão de carga com modelo de perturbação

ID Ensaio	c_1	λ	$E_{\hat{\omega}}$	J_{RPV}	E_{ω}
$N_u = N_2 = 3$					
14-01-2014 13-28-10.360	0	0,4	0,72096x10^{-4}	6,21805x10^{-5}	3,42068x10^{-3}
14-01-2014 12-33-51.971		0,6	1,47439x10^{-4}	4,13817x10^{-5}	3,97351x10^{-3}
14-01-2014 12-30-20.832		0,9	0,88900x10^{-4}	3,22396x10^{-5}	5,63892x10^{-3}
14-01-2014 12-26-20.993		1,1	7,21740x10^{-4}	3,08727x10^{-5}	6,85463x10^{-3}
14-01-2014 13-30-33.092	0,2	0,4	0,70261x10^{-4}	5,20208x10^{-5}	3,33254x10^{-3}
14-01-2014 12-37-27.607		0,6	1,66113x10^{-4}	4,81448x10^{-5}	4,14402x10^{-3}
14-01-2014 12-41-10.830		0,9	1,53322x10^{-4}	3,48332x10^{-5}	5,81961x10^{-3}
14-01-2014 12-44-11.634		1,1	0,72370x10^{-4}	3,05833x10^{-5}	6,84072x10^{-3}
$N_u = N_2 = 4$					
4-01-2014 13-09-41.931	0	0,4	1,76130x10^{-4}	6,39293x10^{-5}	1,86401x10^{-3}
14-01-2014 13-11-27.405		0,6	0,85050x10^{-4}	5,86707x10^{-5}	2,89422x10^{-3}
14-01-2014 13-17-41.451		0,9	0,71925x10^{-4}	4,83754x10^{-5}	3,70582x10^{-3}
14-01-2014 13-21-42.761		1,1	1,88763x10^{-4}	4,37210x10^{-5}	4,19649x10^{-3}
14-01-2014 12-59-02.930	0,2	0,4	1,25012x10^{-4}	6,02784x10^{-5}	1,65139x10^{-3}
14-01-2014 12-54-14.871		0,6	0,44130x10^{-4}	5,45726x10^{-5}	2,25170x10^{-3}
14-01-2014 12-51-31.153		0,9	1,46751x10^{-4}	5,45684x10^{-5}	3,50725x10^{-3}
14-01-2014 12-47-45.207		1,1	1,83412x10^{-4}	4,06617x10^{-5}	3,93381x10^{-3}

A análise da Tabela 6.20 e da Figura 6.28 revela que:

a) conforme se aumentam os parâmetros N_u com $N_u = N_2$ e mantendo os parâmetros λ e c_1 fixos, aumenta a velocidade de resposta do sistema que retorna mais rapidamente para a condição de rotação nominal, como pode ser verificado na Figura 6.28. Esse comportamento é atribuído ao posicionamento dos polos em malha fechada que se deslocam em direção ao centro do circulo de raio unitário no plano-*z* quando se aumenta N_u com $N_u = N_2$ e λ fixo, aumentando a frequência natural de oscilação, ω_n, e diminuindo o amortecimento, ξ, destes polos, conforme pode ser observado na Tabela 6.15;

b) para as outras combinações de c_1 e λ foi observado um padrão de resposta semelhante ao apresentado na Figura 6.28, ou seja, o aumento de N_u implica em uma tendência de diminuição do erro quadrático de velocidade E_{ω} e aumento do esforço de controle J_{RPV};

c) em todos os ensaios apresentados na Tabela 6.20, o erro quadrático de predição, $E_{\hat{\omega}}$, observado foi baixo apresentando valores da ordem de grandeza de 10^{-4} indicando a boa capacidade de predição do controlador;

d) o erro quadrático de velocidade, E_{ω}, apresentou valores da ordem de grandeza de 10^{-3} nos ensaios apresentados na Tabela 6.20.

6.11 - Avaliação de desempenho do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$

Depois de finalizado o projeto do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ e analisado a influência dos parâmetros $[\lambda \quad N_1 \quad N_2 \quad N_u \quad c_1 \quad \gamma \quad D(q^{-1})]$ sobre o seu comportamento no domínio do tempo e da frequência, o mesmo foi implantado no sistema de regulação de velocidade do SGER e seu desempenho no auxílio do controle de velocidade foi avaliado por meio do seguinte teste:

- **Teste de Avaliação**: Aplicação de uma perturbação de carga elétrica de 340W (0,28pu na base de 1,2 kVA, a potência nominal do gerador) em t = 10s seguida de uma perturbação em degrau, com amplitude de 3%, aplicada na referência de velocidade com a retirada da carga elétrica na nova condição de operação em t = 80s. Condição de operação inicial do sistema: isolado com o simulador de inércia MV-1010 instalado no eixo do motor CC sem carga elétrica $\tilde{\varphi}(0) = [P \quad Q] = [0{,}0 \; 0{,}0]$.

Para contemplar todas as características da estratégia de controle preditivo descrita neste capítulo, serão avaliados de forma comparativa três projetos do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$. As características de cada projeto estão descritas na Tabela 6.21

Tabela 6.21 – Detalhes dos projetos do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ avaliados experimentalmente no SGER.

ID Projeto	λ	N_1	N_2	N_u	c_1	γ	$D(q^{-1})$	Descrição do Projeto
1	0,6	1	3	2	0	0,05	Não utilizado	Não considera os efeitos do polinômio *C* nem a dinâmica da perturbação de carga elétrica. Lei de controle R-S-T representada pela Eq. (6.12).
2	0,6	1	3	2	0,2	0,05	Não utilizado	Considera os efeitos do polinômio *C*. Não considera a dinâmica da perturbação de carga elétrica. Lei de controle representada pela Eq. (6.14).
3	0,4	1	4	4	0	0,05	Não utilizado	Não considera os efeitos do polinômio *C* nem a dinâmica da perturbação de carga elétrica. Lei de controle R-S-T representada pela Eq.(6.12).
4	0,4	1	4	4	0,2	0,05	Utilizado	Considera os efeitos do polinômio *C*, e a dinâmica da perturbação de carga elétrica. Lei de controle R-S-T representada pela Eq.(6.36).

Neste trabalho serão utilizados os seguintes índices para medir o desempenho da resposta transitória dos projetos avaliados (Ogata, 2010):

- Tempo de acomodação - T_a:

$$T_a = \frac{3}{\xi\omega_n} \text{ (Critério de 5\%)} \tag{6.43}$$

• Tempo de subida - T_r:

$$T_r = \frac{1}{\omega_d}\tan^{-1}\left(\frac{\omega_d}{-\xi\omega_n}\right) \tag{6.44}$$

• Máximo sobre-sinal - M_p:

$$M_p = e^{-(\xi\omega_n/\omega_d)\pi}\text{x}100\% \tag{6.45}$$

onde: ω_n é a frequência natural, $\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ é a frequência natural amortecida e ξ é o amortecimento do seguinte sistema de segunda ordem padrão que representa, de forma aproximada e em modo contínuo, o equivalente da dinâmica de malha fechada da função de transferência discreta $\omega(k)/r(k)$ com a utilização do RPV$_{F_GPCI}$ (Ogata, 2010):

$$\frac{\Omega(S)}{R(S)} \cong \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Na Tabela 6.22 são apresentados os valores dos índices de desempenho da resposta transitória calculados para cada um dos quatro projetos avaliados.

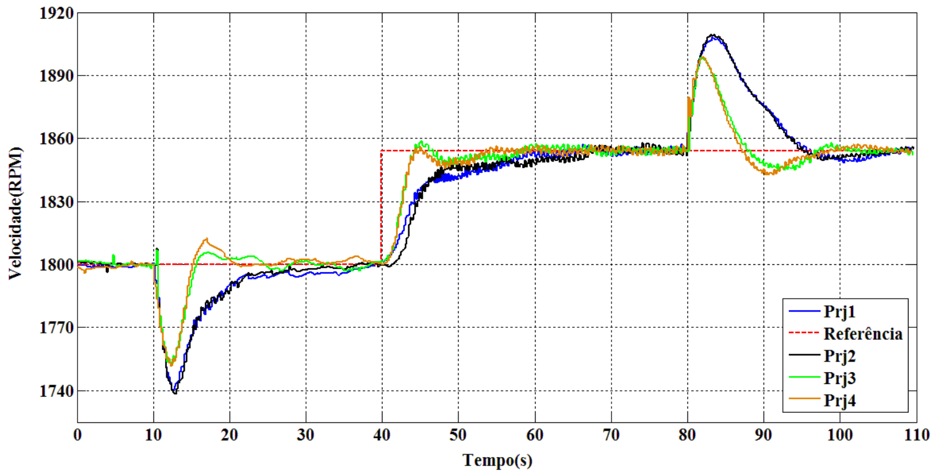
Tabela 6.22 – Índices de desempenho da resposta transitória dos projetos avaliados.

ID Projeto	Polos dominantes $\omega(k)/r(k)$	ω_n	ξ	T_a	T_r	$M_p(\%)$
1 **2**	0,9507 ± 0.0235i; 0,7063	0,2797	0,8968	11,95	3,70	0,17
3 **4**	0,9464 ± 0,0703i; 0,7030	0,4536	0,5764	11,47	2,57	10,90

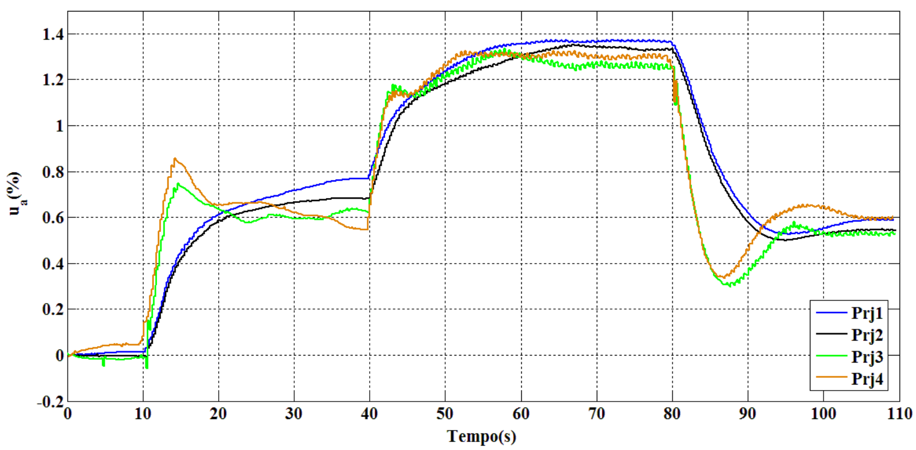
Na Figura 6.29, são apresentados de forma gráfica os resultados obtidos com os quatro projetos no teste de avaliação. Os valores obtidos para os índices de desempenho $E_{\hat{\omega}}$, E_{ω}, J_{RPV} e $\Delta\omega_{\min}$ durante o teste são apresentados em forma numérica na Tabela 6.23 e em forma gráfica na Figura 6.30.

Tabela 6.23 – Resultados da avaliação do RPV$_{F_GPCI}$ no teste de avaliação.

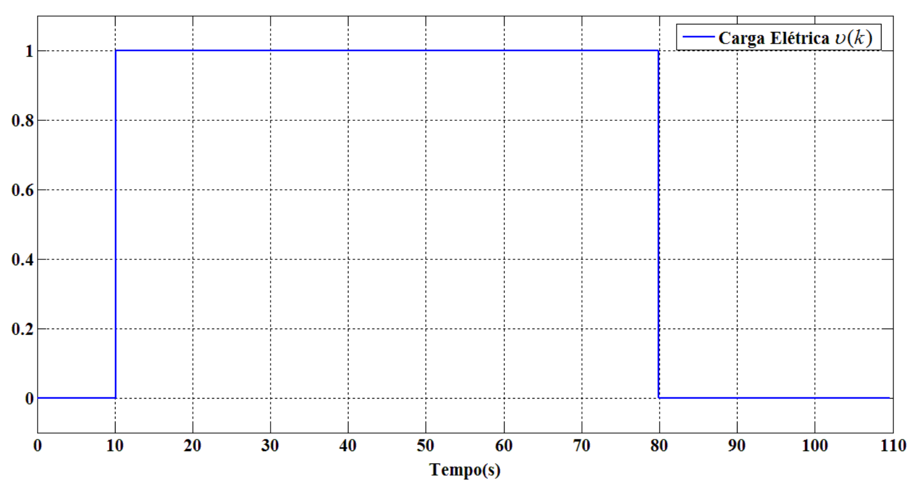
ID Ensaio	**ID Projeto**	$E_{\hat{\omega}}$	E_{ω}	J_{RPV}	$\Delta\omega_{\min}$
14-01-2014 15-02-19.910	1	1,34976x10^{-4}	3,97189 x10^{-3}	1,37262x10^{-4}	0,198802
14-01-2014 15-09-12.026	2	1,40426x10^{-4}	4,24564 x10^{-3}	1,25828x10^{-4}	0,205367
14-01-2014 14-53-54.212	3	2,19935x10^{-4}	1,79306 x10^{-3}	1,17633x10^{-4}	0,156787
14-01-2014 14-44-22.720	4	1,31946x10^{-4}	1,91468 x10^{-3}	1,26198x10^{-4}	0,161055



(a)

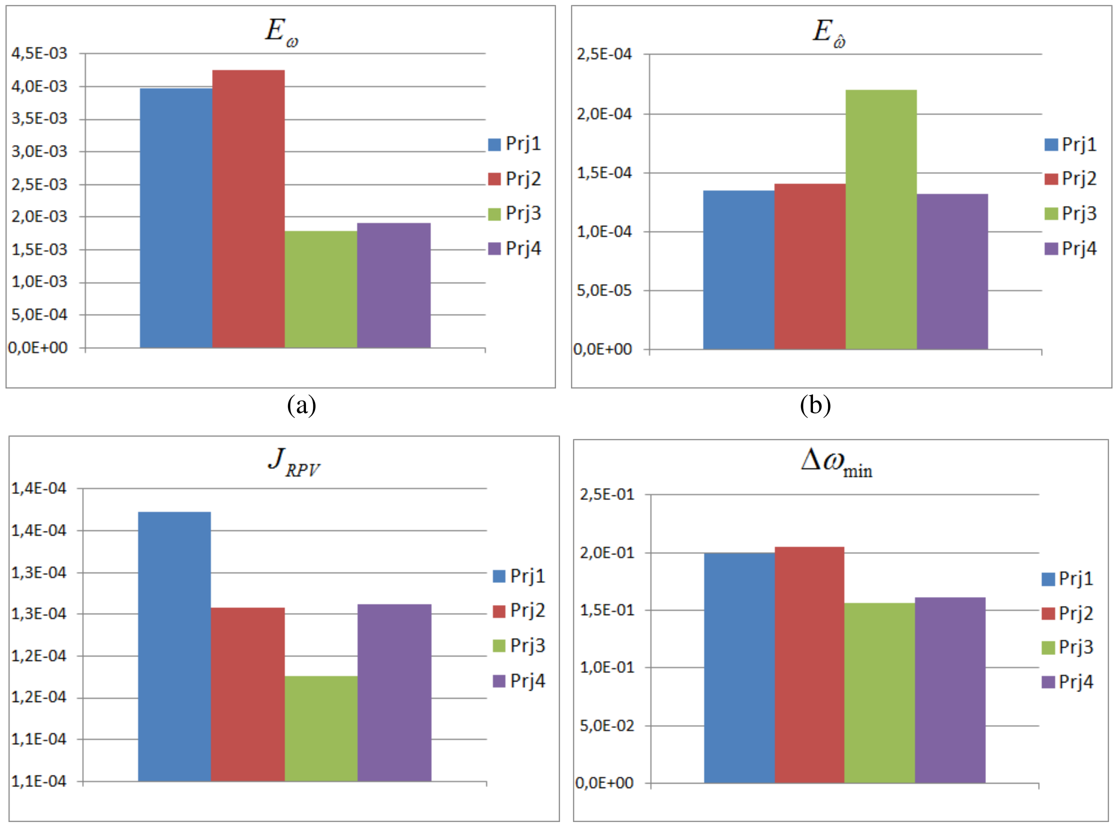


(b)



(c)

Figura 6.29: Teste de avaliação de desempenho do RPV_{F_GPCI}: a) Sinal de controle normalizado; b) Velocidade em RPM; c) Perturbação de carga elétrica.



(a) (b)

(c) (d)

Figura 6.30: Resultados obtidos no teste de avaliação de desempenho do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$: a) E_ω; b) $E_{\hat{\omega}}$; c) J_{RPV}; d) $\Delta\omega_{\min}$.

A análise dos resultados apresentados na Tabela 6.23 e nas Figuras 6.29 e 6.30 revela que:

a) em relação ao erro quadrático de velocidade, E_ω, o melhor desempenho foi obtido com o projeto 3 que não considerou os efeitos do polinômio *C* nem a dinâmica da perturbação de carga elétrica. Analisando os pares de projetos 1-2 e 3-4, verifica-se que ao incluir a dinâmica do polinômio *C* no algoritmo preditivo, ocorre o aumento do índice E_ω, resultado compatível com o comportamento observado nos ensaios de resposta ao degrau e inclusão de carga elétrica, cujos resultados são apresentados nas Tabelas 6.7, 6.8 e 6.17;

b) em relação ao erro quadrático de predição, $E_{\hat{\omega}}$, o projeto 4, que considera os efeitos do polinômio *C* e a dinâmica da perturbação de carga elétrica, apresentou o melhor resultado dentre todos os projetos que foram avaliados. Já o projeto 3, que não considera a dinâmica da perturbação de carga elétrica nem o polinômio *C*, apresentou o pior resultado em relação a este índice. Estes resultados são compatíveis com o comportamento observado no ensaio de inclusão de carga elétrica, cujos resultados são apresentados nas Tabelas 6.8 e 6.17 onde se verifica a redução do índice $E_{\hat{\omega}}$ de 12,730x10^{-5} (ID Ensaio = 02-01-2014 08-53-45.971) para 6,03601x10^{-5} (ID Ensaio = 09-01-2014 15-11-53.785) quando se considerou a dinâmica da perturbação de carga e $c_1 = 0{,}2$;

c) em relação ao índice $\Delta\omega_{\min}$, os pares de projetos 1-2 e 3-4 apresentam desempenho semelhante sendo que o melhor resultado neste índice foi obtido com o projeto 3;

d) Comparando os esforços de controle dos projetos 1 e 2 verifica-se que a inclusão do polinômio *C* suavizou o sinal de controle no projeto 2, provocando redução da velocidade de resposta, diminuição do esforço de controle J_{RPV} e aumento do erro quadrático de velocidade E_{ω};

e) Conforme se observa na Figura 6.29, após a inclusão e a remoção da carga elétrica ativa, verifica-se que os projetos 1 e 2 apresentaram resposta lenta em relação aos projetos 3 e 4. Verifica-se também maior sobre-sinal após a aplicação da carga e após as alterações na referência de velocidade com a redução do índice E_{ω} nos projetos 3 e 4. Esse comportamento é atribuído ao posicionamento dos polos dominantes em malha fechada nos projetos 3 e 4 que apresentam maior frequência natural ω_n, maior sobre-sinal M_p e menor tempo de subida T_r, conforme pode ser observado na Tabela 6.22;

f) Após a retirada da carga em *t* = 80s verifica-se o aumento da velocidade. Ao perceber este aumento o algoritmo do RPV reduz o sinal de controle com a intenção para retornar para o valor nominal de velocidade. No entanto, como foi utilizado um esquema de controle em um quadrante com controle externo da excitação de campo, não é possível frear o motor CC. Por meio da atuação do sinal de controle só é possível alterar o nível de aceleração. Os projetos 3 e 4, reduzem mais rapidamente o sinal de controle nesta situação, diminuindo a tendência de aceleração mais rapidamente. Como consequência a redução de velocidade, que acontece seguindo principalmente a dinâmica mecânica natural do conjunto Motor CC + simulador de inércia + Gerador Síncrono, é mais rápida com estes projetos, conforme pode ser observado nas Figuras 6.29.a e 6.29.b.

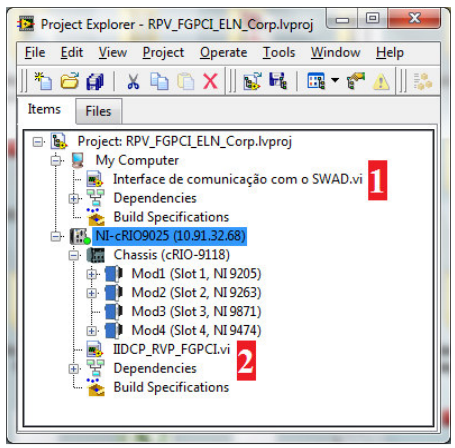
6.12 – Detalhes da implementação do RPV_{F_GPCI}

6.12.1 – Descrição da estrutura do projeto do RPV_{F_GPCI}

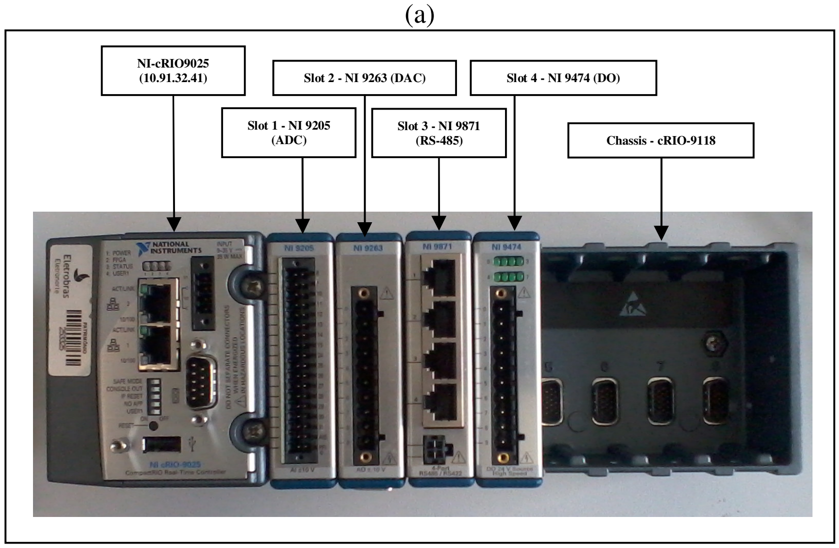
Na Figura 6.31, é apresentada a estrutura do projeto do RPV_{F_GPCI} avaliado neste capítulo. Foi utilizada a linguagem de programação Labview 2012® no desenvolvimento deste controlador. O projeto possui duas interfaces principais:

1) ISWAD - Interface de comunicação com o Sistema Wireless de Aquisição de Dados (SWAD);

2) IIDCP - Interface de Identificação, Controle e Parametrização do RPV.



(a)



(b)

Figura 6.31: Detalhes do projeto do RPV_{F_GPCI}: a) Estrutura do projeto criada no Labview 2012® (1) Interface de comunicação com o SWAD; (2) IIDCP do RPV; b) Controlador industrial NI-cRIO9025 onde foi implementado o algoritmo de controle predtivo.

6.12.2 – Funcionamento da interface ISWAD

Na interface ISWAD é possível visualizar, em tempo real, o comportamento das tensões e correntes trifásicas do gerador síncrono, obtidas por meio de um transdutor de corrente e tensão desenvolvido por Moutinho (2007). Na Figura 6.32, é apresentado o funcionamento da interface ISWAD durante o ensaio de aplicação de perturbação de carga elétrica resistiva. São apresentadas as medições das correntes e tensões trifásicas na saída do gerador. É possível verificar que no início da aplicação da carga as correntes nas três fases aumenta e retornam ao valor inicial após a remoção da carga elétrica indicando o correto funcionamento do circuito de acionamento da carga e do sensor de tensões e correntes trifásicas.

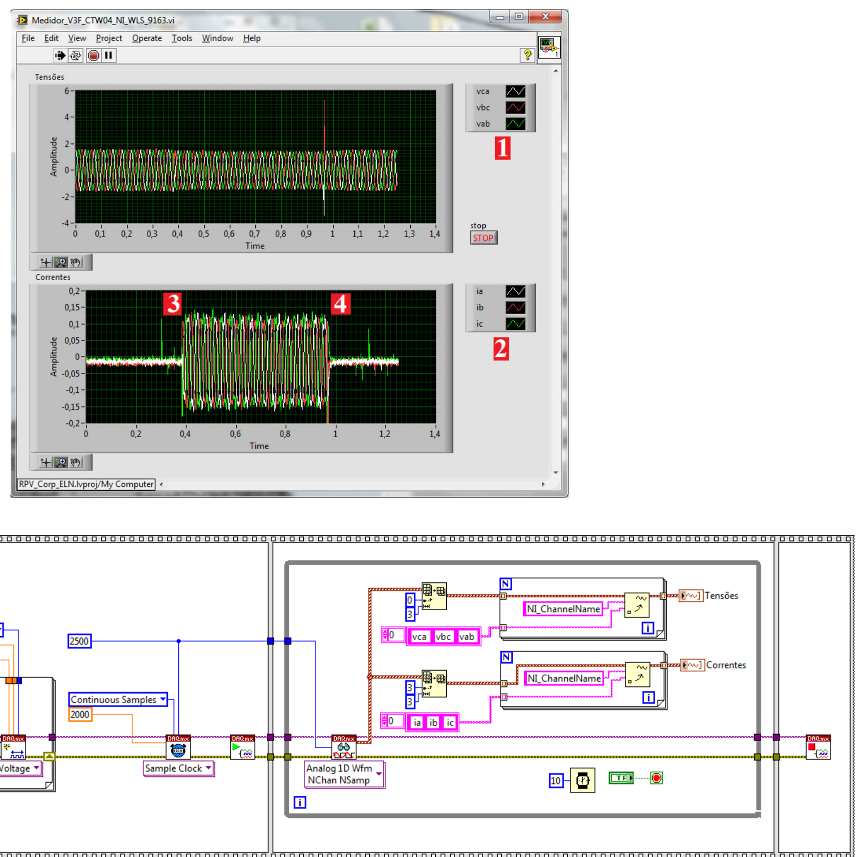


Figura 6.32: Detalhes do funcionamento da ISWAD do RPV_{F_GPCI}: (1) Identificador das tensões trifásicas; (2) Identificador das correntes trifásicas; (3) Inicio da perturbação de carga elétrica resistiva; (4) Fim da perturbação de carga elétrica resistiva; (5) Diagrama de blocos da interface.

6.12.3 – Funcionamento da interface IIDCP

Na Figura 6.33, é apresentado o funcionamento da aba ENSAIO da IIDCP durante a realização de um ensaio de aplicação de perturbação do tipo degrau de amplitude 5% na referência de velocidade do RPV_{F_GPCI}.

Na Tabela 6.24, são apresentadas as descrições detalhadas dos controles utilizados para a parametrização do ensaio e que estão disponíveis na aba Ensaio da IIDCP do RPV_{F_GPCI}.

Tabela 6.24 – Descrição dos controles utilizados para a parametrização do ensaio e que estão disponíveis na aba Ensaio da IIDCP.

ID Controle	Descrição
Desativa Carga (s) 60	Instante de tempo em segundos que a carga local deve ser desativada.
Ativa Carga(s) 10	Instante de tempo em segundos que a carga local deve ser ativada.
Tempo Final (s) 40	Duração total do ensaio em segundos.
Ts(ms) 200	Intervalo de amostragem do RPV_{F_GPCI}.
Tb(ms) 2000	Tempo entre bits da sequência SBPA utilizada no ensaio de identificação.
Amp(%) 5	Amplitude do degrau aplicado na referência de velocidade ou amplitude da SBPA.
Tempo Degrau (s) 10	Instante de tempo em segundos em que deve ser aplicada a variação em degrau na referência de velocidade.
Passo_RPV 0	Iteração atual do ensaio de resposta ao degrau.
Passo_Ident 0	Iteração atual do ensaio de identificação paramétrica.
N 200	Número total de iterações do ensaio.
N_degrau 50	Iteração em que deve ser aplicada a variação em degrau na referência de velocidade.
n_seq 2	Número de sequências SBPA a serem aplicadas durante o ensaio de identificação paramétrica.
n_sbpa 4	Número de registradores utilizados para gerar a SBPA utilizada no ensaio de identificação.
Velo_Ini (RPM) 1800	Velocidade inicial do motor CC no ensaio.
Resp. Deg. com RVP Ident. RV SBPA sem RVP Resp. Deg. sem RVP Ident. Pert. SBPA sem RV	Controle que determina o tipo de ensaio a ser realizado: 1. **Ident. RV SBPA sem RVP** - Ensaio de Identificação da malha de velocidade sem o RPV; 2. **Resp. Deg. com RVP** – Ensaio de resposta ao degrau com o RPV; 3. **Resp. Deg. sem RVP** - Ensaio de resposta ao degrau sem o RPV; 4. **Ident. Pert. SBPA sem RV** - Ensaio de Identificação da dinâmica da perturbação de carga sem o RPV;

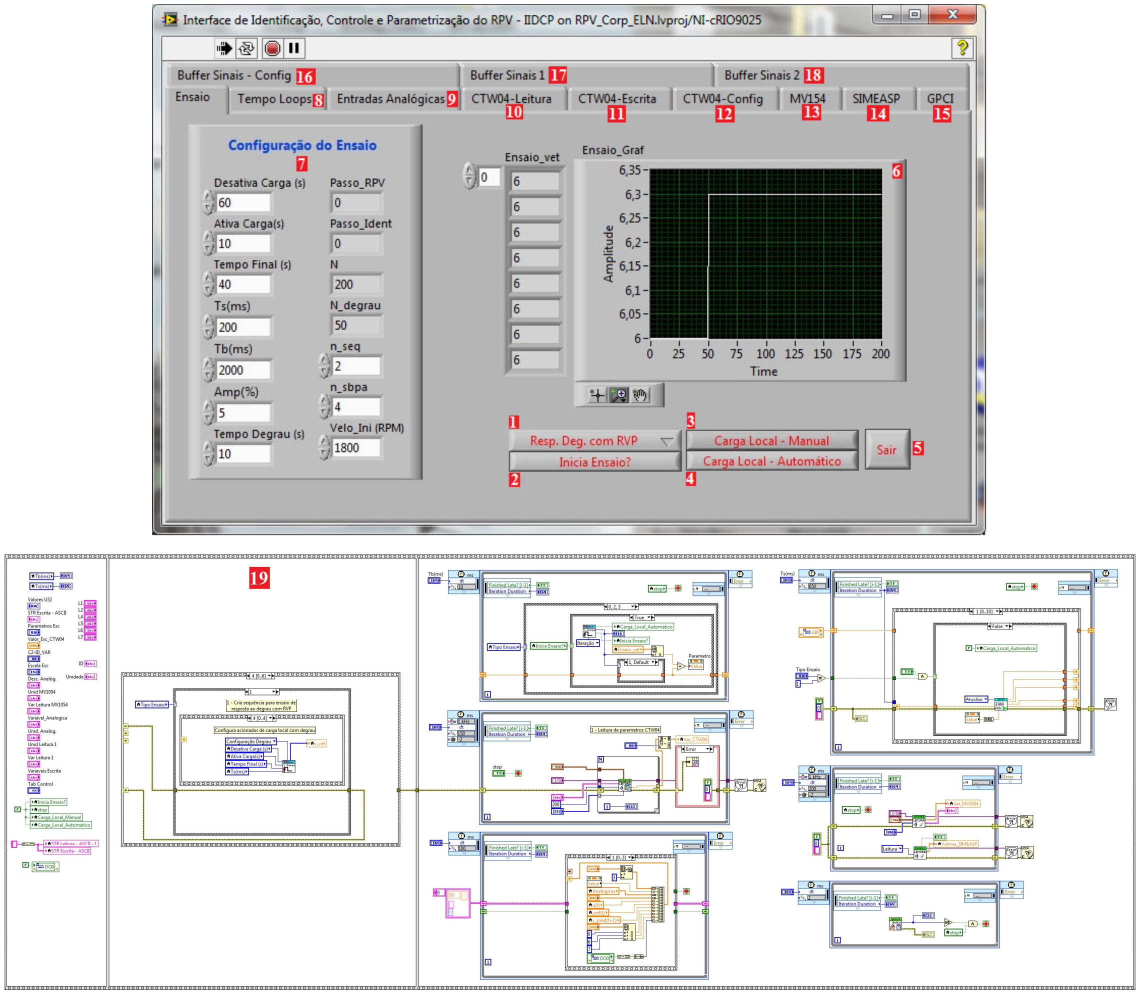


Figura 6.33: Detalhes do funcionamento da IIDCP do RPV_{F_GPCI} durante o ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade: (1) Seleção do tipo de ensaio; (2) Comando de início do ensaio; (3) Acionamento manual da carga local; (4) Acionamento automático da carga local; (5) Finalização do ensaio; (6) Gráfico da referência de velocidade durante o ensaio; (7) Parâmetros de configuração do ensaio; (8) Exibe a temporização de todos os loops da IIDCP; (9) Exibe em tempo real o comportamento das entradas analógicas; (10) Exibe as variáveis lidas no *driver* CTW04; (11) Exibe variáveis do *driver* CTW04 alteradas pelo RPV; (12) Configuração da comunicação entre o RPV e o *driver* CTW04; (13) Exibe as variáveis lidas no medidor MV1054 e as configurações da comunicação entre o RPV e este medidor; (14) Exibe as variáveis lidas no medidor SIMEASP e as configurações da comunicação com este medidor; (15) Exibe as configurações do algoritmo GPCI; (16) Exibe as configurações do *buffer* de armazenamento de sinais; (17) Exibe em tempo real o comportamento dos sinais $u_a(k)$, $\Delta u_a(k)$, $\upsilon(k)$ e a referência de velocidade; (18) Exibe em tempo real o comportamento do sinal $\omega(k)$ e $\hat{\omega}(k)$; (19) Diagrama de blocos da IIDCP.

Na aba ENSAIO da IIDCP é possível configurar as variáveis envolvidas no procedimento de ensaio, como o tempo total de duração do ensaio, o instante de tempo em que a carga local deve ser ativada, etc.. Também é possível visualizar por meio de um gráfico, o comportamento da referência de velocidade durante todo o ensaio.

No seu atual estado de desenvolvimento, o RPV_{F_GPCI} que foi apresentado neste capítulo pode ser definido como uma ferramenta avançada de simulação, projeto, identificação, ensaio e controle aplicada a sistemas elétricos de potência. As características gerais e funcionalidades disponíveis no RPV_{F_GPCI} são apresentadas na Tabela 6.25

Tabela 6.25 – Descrição das características gerais e principais funcionalidades disponíveis no RPV_{F_GPCI}.

ID	Característica	Descrição
1	Linguagem Programação Labview 2012®	Utiliza os recursos de simulação e programação da linguagem gráfica Labview®. Novas funcionalidades também podem ser adicionadas utilizando programação em C por meio de bibliotecas do tipo DLL.
2	Sistema operacional de tempo real	Opera em plataforma embarcada com sistema operacional de tempo real robusto de alto desempenho.
3	Controle de faltas	O RPV_{F_GPCI} permita a aplicação de dois tipos de faltas no sistema elétrico de potência estudado: • Perturbação do tipo degrau; • Inclusão/remoção de carga local; As faltas podem ser aplicadas com o sistema elétrico operando em malha fechada ou malha aberta.
4	Ensaio de Identificação paramétrica	São disponíveis dois tipos de ensaio dinâmico para determinar as características do sistema elétrico de potência em estudo: • Resposta ao degrau; • Identificação paramétrica não-recursiva com perturbação SBPA; Os ensaios de identificação podem ser realizados com o sistema elétrico operando em malha fechada ou malha aberta.
5	Projeto em tempo real de sistemas de controle preditivo baseado em modelos	O projeto do regulador de velocidade com a técnica de controle preditivo generalizado (GPC) monovariável é realizado em tempo real bastando que o usuário especifique: • O modelo da malha de velocidade; • O modelo da perturbação de carga; • O polinômio C; • Os parâmetros de projeto; Por meio de um comando na IIDCP o projeto do controlador é realizado em tempo real.
6	Escolha do nível de complexidade do controle preditivo baseado em GPC	Por meio dos controles disponíveis na IIDCP o usuário pode escolher o nível de complexidade utilizado no projeto do controlador preditivo. São permitidos três níveis de complexidade: • Projeto sem considerar o polinômio C; • Projeto considerando o polinômio C especificado pelo projetista; • Projeto considerando a dinâmica da perturbação de carga;
7	Simulação em tempo real	Avaliação do funcionamento do sistema de controle preditivo por meio de simulação em tempo real.
8	Interfaces de comunicação em protocolo industrial	Capacidade de comunicação em protocolo industrial do tipo Modbus, WEGBUS e TCP/IP, Ethernet.
9	Gerenciador de Arquivos	Possui um interface de gerenciamento de arquivos em padrão FTP, amplamente utilizado em aplicações embarcadas no mundo todo.

6.13 – Conclusão

Neste capítulo foi apresentado em forma de tutorial o projeto do regulador de velocidade do motor CC do SGER, denominado RPV_{F_GPCI}. Foi avaliada experimentalmente a influência dos parâmetros λ, N_2, N_u, c_1 e a dinâmica de perturbação da carga elétrica ativa sobre o comportamento do algoritmo GPC em sua formulação incrementa utilizado no projeto do RPV_{F_GPCI}. Por meio dos ensaios realizados verificou-se que ao se alterar os parâmetros do algoritmo preditivo, alteram-se os índices de desempenho $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_{ω} de acordo com as tendências apresentadas na Tabela 6.26.

Tabela 6.26 – Resumo da influência dos parâmetros c_1, λ, N_u, N_2 e $D(q^{-1})$ sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI} ($\uparrow$ tendência de aumento; $\downarrow$ tendência de diminuição; $\otimes$ parâmetro irrelevante, ou não considerado na análise; $\updownarrow$ comportamento sem tendência definida ou não identificada).

ID	Ensaio	Parâmetros GPC					Índice de Desempenho		
		c_1	λ	N_2	N_u	$D(q^{-1})$	$E_{\hat{\omega}}$	J_{RPV}	E_{ω}
1	Tabela 6.7 e 6.8	$\uparrow$	$\otimes$	$\otimes$	$\otimes$	Não incluído	$\downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow$
2	Tabela 6.11	$\uparrow$	$\otimes$	$\otimes$	$\otimes$	Incluído	$\downarrow$	$\updownarrow$	$\updownarrow$
3	Tabela 6.12	$\otimes$	$\downarrow$	$\otimes$	$\otimes$	Incluído	$\updownarrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
4	Tabela 6.13	$\otimes$	$\otimes$	$\uparrow$	$\otimes$	Incluído	$\updownarrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
5	Tabela 6.14	$\otimes$	$\otimes$	$\uparrow$	$\uparrow$	Incluído	$\updownarrow$	$\uparrow$	$\downarrow$

As relações apresentadas na Tabela 6.26 foram obtidas de forma empírica e devem ser interpretadas pelo projetista de controladores preditivos como um conjunto de orientações gerais e não como um conjunto de regras rigidamente definidas aplicáveis em qualquer situação. Deve-se ter em mente também que essas relações são válidas, em princípio, para o sistema de geração avaliado neste capítulo considerando o algoritmo GPC na formulação incremental. Para outros processos deve ser avaliada cuidadosamente a influência em cada parâmetro do algoritmo GPC sobre o desempenho do sistema em malha fechada.

O autor deixa claro também que em algumas situações contempladas pelos ensaios realizados neste capítulo, o efeito da alteração de um parâmetro é mascado pelo efeito de outro parâmetro ou conjunto de parâmetros. Por exemplo, na linha 4 da Tabela 6.26 (ID=4) foi avaliada a influência do parâmetro N_2 sendo detectada tendência de aumento do esforço de controle J_{RPV} e redução do erro de velocidade E_{ω} conforme se aumenta N_2. Na linha 5 (ID=5) foi avaliada a influência do parâmetro N_u sendo detectada tendência de aumento do esforço de controle J_{RPV} e redução do erro de velocidade E_{ω} conforme se aumenta N_u. No entanto, durante o ensaio em que foi avaliada esta relação também houve o aumento do parâmetro N_2 que individualmente tem exatamente o mesmo efeito não sendo possível, neste caso, detectar se a redução de E_{ω} e o aumento de J_{RPV} se deve mais a alteração de um parâmetro ou do outro.

Como o algoritmo GPC em sua formulação incremental tem um número considerável de parâmetros, identificar precisamente e de forma empírica o efeito da alteração de cada parâmetro sobre o comportamento global do sistema acaba se tornando uma tarefa difícil. Para contornar esta dificuldade, neste capítulo foi escolhido um conjunto de ensaios realizados com projetos específicos para o RPV_{F_GPCI} e com diferentes níveis de complexidade. Inicialmente não foi contemplado o modelo da perturbação de carga elétrica no projeto. Dessa forma foi possível avaliar somente o efeito do polinômio *C*. Em seguida foi incluído no projeto básico o modelo que rege a dinâmica da perturbação de carga. Esta dinâmica foi identificada experimentalmente por meio de um ensaio de identificação não recursivo. Foi então avaliado de forma conjunta o efeito da perturbação de carga e do polinômio *C* mantendo-se constantes os parâmetros λ, N_u e N_2. Em seguida foi avaliado individualmente o efeito das alterações dos parâmetros λ e N_2 em conjunto com as alterações no polinômio *C* incluindo a perturbação de carga no projeto. E por fim, foi avaliado o efeito simultâneo das alterações dos parâmetros N_2 e N_u em conjunto com as alterações no polinômio *C* incluindo a perturbação de carga no projeto.

Por fim, na Seção 6.11 o desempenho do RPV_{F_GPCI} foi avaliado de forma comparativa em um ensaio de longa duração que contemplou alterações na referência de velocidade simultaneamente com perturbações de carga elétrica. Foram utilizados 4 projetos com diferentes parametrizações que apresentaram resposta transitória compatível com as especificações calculadas teoricamente na Tabela 6.22 (índices T_a, T_r e M_p). A análise dos índices de desempenho E_{ω}, $E_{\hat{\omega}}$, $\Delta\omega_{\min}$ e J_{RPV} no ensaio de longa duração revelou um padrão de resposta compatível com o que foi obtido experimentalmente em outros ensaios realizados ao longo do capítulo. Demonstrou-se, portanto que o algoritmo GPC em sua formulação incremental é adequado para lidar com as peculiaridades da malha de velocidade do sistema de potência estudado.

No próximo capítulo, serão descritos os projetos de duas formulações alternativas para o RPV utilizando modelo de espaço de estados para a predição. A avaliação do funcionamento destas estratégias de controle foi realizada utilizando os recursos de simulação numérica disponíveis no simulador ***PowerSim_PredC_Id*** desenvolvido e experimentalmente utilizando os recursos disponíveis no SGER.

7 – Resultados Experimentais 2: Avaliação do RPV com restrições no sinal de controle

7.1 - Introdução

Neste capítulo serão apresentadas:

1. Duas formulações alternativas para o projeto do RPV utilizando modelos de espaço de estados;
2. As alterações realizadas no projeto do RPV necessárias para incluir as restrições no algoritmo de controle preditivo;
3. Os resultados da avaliação experimental da influência das restrições sobre o funcionamento do RPV;

As duas formulações alternativas do projeto do RPV apresentadas neste capítulo utilizam a estratégia de controle preditivo baseada em modelo de espaço de estados em esquema de controle digital a parâmetros fixos não-adaptativo, conforme descrito por Ricker (Ricker, 1991) e Wang (Wang, 2009). Devido a simplicidade proporcionada pela estrutura do modelo de espaço de estados e a ligação direta deste paradigma com o clássico Regulador Quadrático Linear (LQR, *Linear Quadratic Regulator*), nas últimas duas décadas observou-se aumento na utilização de projetos de controle preditivo utilizando modelos de espaço de estados (Ricker, 1991, Rawlings e Muske, 1993, Rawlings, 2000, Maciejowski, 2002).

As restrições mais consideradas nos algoritmos preditivos são as seguintes:

1. Taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$;
2. Limitação da amplitude do sinal de controle $u(k)$;
3. Limitação do sinal de saída $y(k)$;

Quando as restrições são consideradas, o projeto do RPV pode ser interpretado como um problema de otimização que consiste na minimização de uma função objetivo quadrática com restrições lineares aplicadas sobre as variáveis de decisão. Este tipo de problema é conhecido como Programação Quadrática (PQ). O problema PQ padrão já foi extensivamente estudado na literatura (veja, por exemplo, Luenberger, 1984, Fletcher, 1981, Boyd e Vandenberghe, 2004). Para manter a coerência com a vasta literatura que trata do assunto, a seguinte notação será utilizada para descrever o problema PQ padrão:

$$J = \frac{1}{2} x^T E x + x^T F \tag{7.1}$$

$$Mx \leq \gamma \tag{7.2}$$

onde: x representa a variável de decisão; E, F M e γ são matrizes e vetores com dimensões compatíveis com o problema PQ analisado. Sem perda de generalidade, a matriz E será considerada simétrica e positiva definida.

Um algoritmo simples chamado procedimento de programação quadrática de Hildreth (Luenberger, 1969, Wismer e Chattergy, 1978) foi utilizado neste trabalho para resolver, em tempo real, o equivalente dual deste problema PQ. O funcionamento do procedimento de Hildreth baseia-se na ideia de transformar o problema de otimização com restrições original em um subproblema mais simples que pode então ser resolvido e utilizado como a base para a solução do problema original por meio de um processo iterativo.

Uma vez finalizado o projeto do RPV com as restrições incluídas no algoritmo de controle preditivo, foram utilizados os recursos do SGER disponível no LAD_POT do LACEN para realizar os ensaios de avaliação experimental desta estratégia. Foi utilizado o mesmo aparato de testes experimental descrito na Figura 6.1. De forma análoga ao procedimento que foi apresentado no Capítulo 6, serão apresentados diferentes projetos para avaliar a influência dos parâmetros e das restrições sobre o comportamento em malha fechada. Os projetos apresentados são organizados, em função do nível crescente de complexidade, da seguinte forma:

- **Projeto 1** – Projeto básico sem considerar as restrições;
- **Projeto 2** – Baseado no Projeto 1 com a inclusão das restrições sobre a taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$;

Em cada um dos 2 projetos propostos serão utilizadas duas formulações de algoritmo de controle preditivo discreto:

1 – *Discrete-time Model Preditive Control* (MPC), conforme descrito em (Wang, 2009). Este algoritmo utiliza o modelo de espaço de estados discreto e realimentação ótima de estados. Para o caso do RPV, esta estratégia pode ser implementada sem a utilização do observador de estados conforme será descrito na Seção 7.2. Também será demonstrado que, quando se escolhe uma trajetória fixa para o sinal de referência dentro do horizonte de predição, este algoritmo preditivo é equivalente ao GPC polinomial monovariável incremental proposto originalmente por Clarke *et al.* (Clarke *et al.*, 1987a).

2 – GPC incremental com modelo de espaço de estados formulado como um problema do tipo *Linear Quadratic Gaussian* (LQG) (Åström e Wittenmark, 1998), conforme descrito em Bitmead *et al.* (1990). Este algoritmo é equivalente ao algoritmo GPC polinomial

monovariável incremental original proposto por Clarke *et al.* (1987a), conforme será demonstrado na Seção 7.3.

Utilizando os dois algoritmos de controle preditivo (MPC e GPC formulado como LQG) em cada um dos dois projetos propostos, chega-se a um total de 4 RPVs. As características de cada uma destas estratégias de controle são apresentadas na Tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Características dos RPVs implementados. (**R1** = restrição aplicada em $\Delta u(k)$; **R2** = restrição aplicada em $u(k)$; **R3** = restrição aplicada em $y(k)$; NU – não utilizado)

ID	Sigla do RPV	Algoritmo Preditivo	Restrições utilizadas		
			R1	R2	R3
1	RPV_{LQG_SR*}	GPC formulado como LQG***	NU	NU	NU
2	RPV_{LQG_R1}		$\times$	NU	NU
6	RPV_{MPC_SR**}	MPC	NU	NU	NU
7	RPV_{MPC_R1}		$\times$	NU	NU

* Em determinada configuração, este controlador é equivalente ao RPV_{F_GPCI} proposto na Seção 6.3;
** Este controlador é equivalente ao RPV_{F_GPCI} proposto na Seção 6.3 quando se escolhe uma trajetória fixa para o sinal de referência dentro do horizonte de predição:

$$\begin{bmatrix} r(k_i+1) & r(k_i+2) & \dots & r(k_i+N_p) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}}_{N_p} r(k_i) \cdot$$

*** Este algoritmo é equivalente ao GPC formulação incremental monovariável descrito na Seção 3.3.3.

7.2 – Projeto básico do RPV_{MPC_SR}: conexão entre o GPC e o MPC

7.2.1 – Considerações Gerais

Nesta seção será apresentado o projeto básico do $RPV_{MPC\_SR.}$ Este controlador utiliza o algoritmo preditivo denominado *Discrete-time Model Preditive Control* (MPC), cuja formulação será descrita, de forma resumida, a seguir. Maiores detalhes sobre o MPC podem ser encontrados em (Wang, 2009; Maciejowski, 2002; e Ricker, 1991).

Começaremos nosso estudo assumindo que o processo a ser controlado é representado pelo seguinte modelo de espaço de estados discreto:

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u(k) \tag{7.3}$$

$$y(k) = C_m x_m(k) \tag{7.4}$$

onde *u* é a variável de entrada; *y* é a saída do processo; x_m é o vetor de estados considerado de dimensão n_1. A fim de embutir a ação de um integrador no modelo de espaço de estados e dessa forma torna-lo adequado para ser utilizada no projeto da estratégia de controle preditivo proposta, será considerada uma representação equivalente ao modelo das Eqs. (7.3) e (7.4). Após aplicar o operador diferencial ($\Delta = 1 - q^{-1}$) na Eq. (7.3) obtemos a seguinte equação:

$$\underbrace{x_m(k+1) - x_m(k)}_{\Delta x_m(k+1)} = A_m \underbrace{\left[x_m(k) - x_m(k-1)\right]}_{\Delta x_m(k)} + B_m \underbrace{\left[u(k) - u(k-1)\right]}_{\Delta u(k)} \tag{7.5}$$

sendo que a entrada do modelo de espaço de estados nesse caso é $\Delta u(k)$. O próximo passo é conectar $\Delta x_m(k)$ ao sinal de saída $y(k)$. Define-se então um novo vetor de estados:

$$x(k) = \left[\Delta x_m(k) \;\; y(k)\right]^T \tag{7.6}$$

Utilizando o operador Δ na Eq. (7.4) é possível obter a seguinte relação:

$$\underbrace{y(k+1) - y(k)}_{\Delta y(k+1)} = C_m \underbrace{\left[x_m(k+1) - x_m(k)\right]}_{\Delta x_m(k+1)} = C_m \underbrace{\left[A_m \Delta x_m(k) + B_m \Delta u(k)\right]}_{\Delta x_m(k+1)} \tag{7.7}$$

Juntando as Eq. (7.7) e (7.5) chega-se ao seguinte modelo aumentado equivalente ao modelo das Eqs. (7.3) e (7.4) com a ação de um integrador incluída:

$$\begin{gathered}
\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_m & o_m^T \\ C_m A_m & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \Delta u(k) \\
y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} o_m & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x(k)}
\end{gathered} \tag{7.8}$$

onde $o_m^T = [\overbrace{0 \;\; 0 \;\; \cdots \;\; 0}^{n_1}]$. O conjunto de matrizes (A, B, C) será denominado *Modelo Aumentado* (MoA). Este será o modelo utilizado no algoritmo MPC discreto.

Uma vez definido o MoA representativo do processo, é necessário calcular as predições do sinal de saída em função da sequência de futuros sinais de controle. Estas predições são descritas dentro de uma janela de otimização. Será considerado que, no instante discreto atual, k_i, a janela de otimização tem o tamanho de N_p amostras. A trajetória futura do sinal de controle é descrita por:

$$\Delta u(k_i),\; \Delta u(k_i+1), \ldots, \Delta u(k_i + N_c - 1) \tag{7.9}$$

sendo N_c o horizonte de controle que determina o número de parâmetros da trajetória do sinal de controle. Com a informação $x(k_i)$ disponível, serão consideradas as N_p predições dos valores dos estados, representados da seguinte forma:

$$x(k_i+1 \mid k_i), x(k_i+2 \mid k_i), \ldots, x(k_i+m \mid k_i), \ldots, x(k_i+N_p \mid k_i) \tag{7.10}$$

onde: $x(k_i+m \mid k_i)$ é o valor da predição do estado no instante discreto $k = k_i + m$ com a informação disponível até o instante $k = k_i$; e $N_c \le N_p$.

Utilizando o MoA (A, B, C), os valores futuros dos estados são calculados sequencialmente em função das futuras ações de controle:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k_i+1\,|\,k_i) = {} & Ax(k_i) + B\Delta u(k_i) \\ \hat{x}(k_i+2\,|\,k_i) = {} & A\hat{x}(k_i+1\,|\,k_i) + B\Delta u(k_i+1) \\ & A^2x(k_i) + AB\Delta u(k_i) + B\Delta u(k_i+1) \\ & \vdots \\ \hat{x}(k_i+N_p\,|\,k_i) = {} & A^{N_p}x(k_i) + A^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + A^{N_p-2}B\Delta u(k_i+1) \\ & + \ldots + A^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i+N_c-1) \end{aligned} \tag{7.11}$$

A partir das predições dos estados, as predições das saídas são calculadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \hat{y}(k_i+1\,|\,k_i) &= CAx(k_i) + CB\Delta u(k_i) \\ \hat{y}(k_i+2\,|\,k_i) &= CA^2x(k_i) + CAB\Delta u(k_i) + CB\Delta u(k_i+1) \\ \hat{y}(k_i+3\,|\,k_i) &= CA^3x(k_i) + CA^2B\Delta u(k_i) + CAB\Delta u(k_i+1) + CB\Delta u(k_i+2) \\ & \vdots \\ \hat{y}(k_i+N_p\,|\,k_i) &= CA^{N_p}x(k_i) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + CA^{N_p-2}B\Delta u(k_i+1) + \\ & + \ldots + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i+N_c-1) \end{aligned} \tag{7.12}$$

Serão consideradas as seguintes definições de vetores:

$$Y = \left[\hat{y}(k_i+1\,|\,k_i) \quad \hat{y}(k_i+2\,|\,k_i) \quad \hat{y}(k_i+3\,|\,k_i) \quad \ldots \quad \hat{y}(k_i+N_p\,|\,k_i)\right]' \tag{7.13}$$

$$\Delta U = \left[\Delta u(k_i) \quad \Delta u(k_i+1) \quad \Delta u(k_i+2) \quad \ldots \quad \Delta u(k_i+N_c-1)\right]' \tag{7.14}$$

A representação matricial da Eq. (7.12) é a seguinte:

$$Y = Fx(k_i) + \Phi\Delta U \tag{7.15}$$

onde: $F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}$; $\Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \ldots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \ldots & 0 \\ \vdots & & & & \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \ldots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix}$

Uma vez definido o modelo para as predições da saída, o próximo passo no projeto do RPV_{MPC_SR} é definir o critério de desempenho a ser otimizado. Neste trabalho será utilizado o seguinte critério:

$$J = (R_s - Y)'(R_s - Y) + \Delta U'\overline{R}\Delta U \tag{7.16}$$

$$R_s' = \underbrace{[1 \quad 1 \quad \ldots \quad 1]}_{N_p} r(k_i) = \overline{R}_s' r(k_i)$$

$$\overline{R} = r_\omega I_{N_c \times N_c} \; (r_\omega \geq 0)$$

sendo $r(k_i)$ o sinal da referência desejada para a saída; r_ω é um parâmetro que pondera a importância do sinal de controle sobre o erro da saída. Substituindo *Y* da Eq. (7.15) na Eq. (7.16), o critério J pode ser escrito da seguinte forma:

$$J = \left(R_S - Fx(k_i)\right)' \left(R_S - Fx(k_i)\right) - 2\Delta U'\Phi'\left(R_S - Fx(k_i)\right) + \Delta U'\left(\Phi'\Phi + \overline{R}\right)\Delta U \quad (7.17)$$

A condição necessária para minimizar J é obtida a partir de:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = 0$$

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi'\left(R_S - Fx(k_i)\right) + 2\left(\Phi'\Phi + \overline{R}\right)\Delta U \qquad (7.18)$$

A solução ótima ΔU é a seguinte:

$$\Delta U = \left(\Phi'\Phi + \overline{R}\right)^{-1} \Phi'\left(R_S - Fx(k_i)\right) \qquad (7.19)$$

Substituindo o vetor R_s nesta equação chega-se a seguinte relação entre ΔU, $x(k_i)$ e $r(k_i)$:

$$\Delta U = \left(\Phi'\Phi + \overline{R}\right)^{-1} \Phi'\left(\overline{R}_S r(k_i) - Fx(k_i)\right) \qquad (7.20)$$

7.2.2 – Demonstração numérica da equivalência entre o $\text{RPV}_{\text{MPC\_SR}}$ e o $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$

Para consolidar a conexão entre os algoritmos MPC e GPC, será demonstrado, numericamente, que a lei de controle da Eq. (6.5) do controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$, em determinadas situações, pode ser equivalente ao controlador $\text{RPV}_{\text{MPC\_SR}}$ proposto nesta seção. Para representar a dinâmica da malha de velocidade será considerado o modelo ARX de 2ª ordem apresentado na Eq. (6.1):

$$\omega(k+2) + a_1\omega(k+1) + a_2\omega(k) = b_0 u_a(k+1) + b_1 u_a(k) \qquad (7.21)$$

sendo utilizado o sinal $\omega(k)$ para representar a velocidade de rotação do motor CC. O vetor de estados escolhido é o seguinte:

$$x_m(k) = \left[\omega(k)\ \omega(k-1)\ u_a(k-1)\right]^T \qquad (7.22)$$

Utilizando este vetor de estados, a representação em espaço de estados equivalente da malha de velocidade é a seguinte:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k+1) \\ \omega(k) \\ u_a(k) \end{bmatrix}}_{x_m(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & b_1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k) \\ \omega(k-1) \\ u_a(k-1) \end{bmatrix}}_{x_m(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_m} \underbrace{u_a(k)}_{u(k)}$$
$$\underbrace{\omega(k)}_{y(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k) \\ \omega(k-1) \\ u_a(k-1) \end{bmatrix}}_{x_m(k)} \quad (7.23)$$

O MoA equivalente é obtido utilizando o seguinte vetor de estados aumentado:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \Delta\omega(k) & \Delta\omega(k-1) & \Delta u_a(k-1) & \omega(k) \end{bmatrix}^T \quad (7.24)$$

Portanto, o MoA representativo da dinâmica da malha de velocidade do SGER é o seguinte:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega(k+1) \\ \Delta\omega(k) \\ \Delta u_a(k) \\ \omega(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & b_1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -a_1 & -a_2 & b_1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega(k) \\ \Delta\omega(k-1) \\ \Delta u_a(k-1) \\ \omega(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 1 \\ b_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \Delta u_a(k)$$
$$\underbrace{\omega(k)}_{y(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega(k) \\ \Delta\omega(k-1) \\ \Delta u_a(k-1) \\ \omega(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} \quad (7.25)$$

sendo que os valores dos coeficientes a_i e b_i são identificados na Tabela 6.5.

Considerando: a) o MoA da Eq. (7.25); b) os valores dos coeficientes a_i e b_i identificados na Tabela 6.5; e c) $N_c = 2$ e $N_p = 3$, chega-se ao seguinte resultado para as predições das saídas do modelo representativo da malha de velocidade do SGER:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\omega}(k+1|k) \\ \hat{\omega}(k+2|k) \\ \hat{\omega}(k+3|k) \end{bmatrix}}_{Y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1{,}613043152523273 & -0{,}41058613564484 & -0{,}001369566480325 & 1 \\ 3{,}573892750861008 & -1{,}675113820540738 & -0{,}003578736313339 & 1 \\ 5{,}702772561611447 & -2{,}932133345459602 & -0{,}006264250196181 & 1 \end{bmatrix}}_{F} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega(k) \\ \Delta\omega(k-1) \\ \Delta u_a(k-1) \\ \omega(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} +$$
$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}009047619155514 & 0 \\ 0{,}022272252800629 & 0{,}009047619155514 \\ 0{,}037804103354618 & 0{,}022272252800629 \end{bmatrix}}_{\Phi} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\Delta U} \quad (7.26)$$

Considerando Φ e F obtidos na Eq. (7.25) e $r_\omega = 0{,}6$, o vetor de incrementos da ação de controle ΔU do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{MPC\_SR}}$ é definido de acordo com a Eq. (7.20):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\Delta U} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}114732483829337 \\ 0{,}051950211135062 \end{bmatrix}}_{[\Phi'\Phi+r_\omega I]^{-1}\Phi'\overline{R}_s} r(k) + \tag{7.27}$$
$$- \underbrace{\begin{bmatrix} 0{,}514122062302803 & -0{,}255505222241428 & -0{,}000545864887431 & 0{,}114732483829337 \\ 0{,}264432517978610 & -0{,}133528701772796 & -0{,}000285272563600 & 0{,}051950211135062 \end{bmatrix}}_{[\Phi'\Phi+r_\omega I]^{-1}\Phi' F} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega(k) \\ \Delta\omega(k-1) \\ \Delta u_a(k-1) \\ \omega(k) \end{bmatrix}}_{x(k)}$$

De acordo com o principio de funcionamento da estratégia de controle baseada em horizonte retrocedente, somente $\Delta u_a(k)$ precisa ser calculado no instante discreto k.

$$\Delta u_a(k) = K_y r(k) - K_{MPC} x(k)$$

$$K_y = 1^{\text{a}}\,\text{Linha de}\left[\Phi'\Phi + r_\omega I\right]^{-1}\Phi'\overline{R}_s$$

$$K_{MPC} = 1^{\text{a}}\,\text{Linha de}\left[\Phi'\Phi + r_\omega I\right]^{-1}\Phi' F$$

Portanto, a lei de controle do $\text{RPV}_{\text{MPC\_SR}}$ obedece à seguinte função de transferência:

$$\Delta u_a(k) = \frac{-0{,}628854 + 0{,}7696271q^{-1} - 0{,}2555q^{-2}}{1 + 5{,}4586\times10^{-4}q^{-1}}\omega(k) + \frac{0{,}1147324}{1 + 5{,}4586\times10^{-4}q^{-1}}r(k) \tag{7.28}$$

que corresponde à seguinte equação recursiva:

$$\Delta u_a(k) = -5{,}4586\times10^{-4}\Delta u_a(k-1) - 0{,}628854\omega(k) + 0{,}769627\omega(k-1) - 0{,}2555\omega(k-2) + 0{,}1147324r(k) \tag{7.29}$$

Comparando esta equação com a lei de controle do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ na formulação polinomial apresentada na Eq. (6.5), verifica-se que o $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ é equivalente ao $\text{RPV}_{\text{MPC\_SR}}$, quando se considera a trajetória do sinal de referência constante dentro do horizonte de predição, conforme descrito no vetor R_s. O controlador $\text{RPV}_{\text{MPC\_SR}}$ pode ser representado na forma de diagrama de blocos conforme descrito na Figura 7.1, onde foi considerado que o sinal de saída do modelo da planta sofre a ação da perturbação $\upsilon(k)$ caracterizada por um processo aleatório descorrelacionado com média zero.

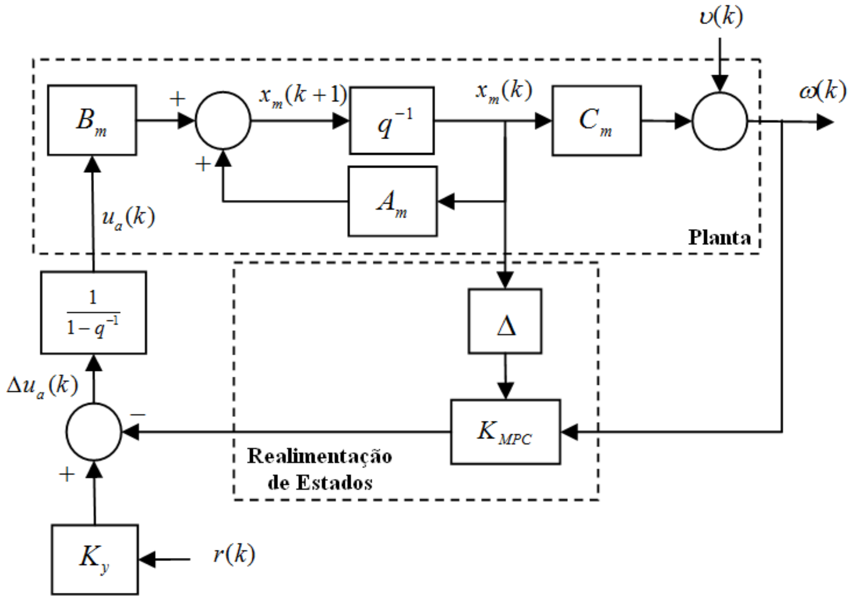


Figura 7.1: Representação em diagrama de blocos do controlador RPV_{MPC_SR}.

7.3 – Projeto básico do RPV_{LQG_SR}: conexão entre o GPC e o LQG

7.3.1 – Considerações Gerais

Nesta seção será apresentada a segunda formulação alternativa para o projeto do RPV_{F_GPCI} descrito na Seção 6.3. Esta formulação também utiliza o modelo de espaço de estados ao invés da descrição por meio de função de transferência utilizada no algoritmo GPC original. Será provado que a formulação alternativa com modelo de espaço de estados é equivalente ao projeto original do RPV_{F_GPCI} e que, nesta situação, o algoritmo GPC pode ser interpretado como um problema do tipo LQG. Utilizando esta equivalência, é possível formalizar a análise de estabilidade em malha fechada do RPV_{F_GPCI} utilizando os resultados da teoria clássica de controle ótimo LQG e as propriedades de monotonicidade da equação algébrica de Riccati utilizada para solucionar este problema de forma iterativa. Esta formulação alternativa, denominada RPV_{LQG_SR}, é equivalente ao controlador RPV_{F_GPCI}, conforme será demonstrado numericamente, e será utilizada para fins de comparação com a estratégia descrita na seção anterior, o RPV_{MPC_SR}, que utiliza realimentação de estados reais.

Considere a seguinte representação para o processo a ser controlado:

$$x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) + \xi(k) \tag{7.30}$$

$$y(k) = Hx(k) + \upsilon(k) \tag{7.31}$$

sendo: $x(k)$ o vetor de estados de dimensão *n*; $u(k)$ é o vetor de sinais de controle de dimensão *m*; $y(k)$ é o vetor de saídas mensuráveis de dimensão *p*; $\xi(k)$ e $\upsilon(k)$ são processos aleatórios descorrelacionados de média zero representando perturbações nos estados e nas saídas, respectivamente.

No problema LQR, o critério quadrático a ser minimizado em relação a sequência de controle $u(k),\ldots,u(k+N-1)$ é o seguinte (Åström e Wittenmark, 1998):

$$J(N,x(k)) = E\left\{x'(k+N)P_0x(k+N) + \sum_{j=0}^{N-1} x'(k+j)Q_{c,N-j-1}x(k+j) + u'(k+j)R_{c,N-j-1}u(k+j)\right\} \quad (7.32)$$

sendo que *E*(.) representa o operador esperança e P_0, $Q_{c,j}$ e $R_{c,j}$ são matrizes simétricas não-negativas definidas que devem ser especificadas pelo projetista e $x(k)$ é o vetor de variáveis de estados do modelo da Eq. (7.30). O problema da minimização do critério quadrático da Eq. (7.32) em função dos sinais de controle e das variáveis de estado mensuráveis resulta em uma estratégia de controle linear ótima com horizonte finito (N). Para o caso determinístico ($\xi(k)=0$, a solução final é invariável em relação a esse aspecto), o problema é formalmente definido como *Linear Quadratic* (LQ) *Control* (Åström e Wittenmark, 1998) ou *Discrete-Time Quadratic Regulator* (Kailath, 1980). Neste trabalho este tipo de problema será denominado *Linear Quadratic Regulator* (LQR). Para o caso em que perturbações estocásticas gaussianas são permitidas nas Eqs. (7.30) e (7.31), o problema é denominado *Linear Quadratic Gaussian* (LQG) (Åström e Wittenmark, 1998).

Alguns autores definem o termo LQG como o conjunto de controladores gerados pela interconexão de uma realimentação linear de variáveis de estado e um estimador de estados linear (Bitmead *et al.*, 1990), definição que será adotada neste trabalho. É possível determinar o estimador ótimo que minimiza a variância do erro de estimação das variáveis de estado utilizando o conhecido Filtro de Kalman (FK).

A solução do problema LQR é definida em malha fechada de acordo com o Algoritmo 1 apresentado a seguir (Kailath, 1980):

Algoritmo 7.1: Solução iterativa do problema LQR com horizonte finito N

A cada intervalo de tempo discreto k fazer o seguinte:
Passo 1: Resolver a seguinte equação de diferença de Riccati discreta (RDE, *Riccati Difference Equation*) a partir da condição inicial P_0 para $j = 0,\ldots,N-1$: $$P_{j+1} = F'P_jF - F'P_jG\left(G'P_jG + R_{c,j}\right)^{-1}G'P_jF + Q_{c,j} \quad (7.33)$$ sendo F e G definidos no modelo da Eq. (7.30), $Q_{c,j}$ e $R_{c,j}$ são parâmetro de projeto.
Passo 2: Utilizar P_{j-1} para implementar a seguinte sequência de controle para $j = 1,\ldots,N$: $$u(k+N-j) = -\left(G'P_{j-1}G + R_{c,j-1}\right)^{-1}G'P_{j-1}Fx(k+N-j) = K_{j-1}x(k+N-j) \quad (7.34)$$ sendo que $x(k)$ é o vetor de variáveis de estado do processo representado pelo modelo de espaço de estados das Eqs. (7.30) e (7.31).

A partir da comparação entre os critérios de desempenho apresentados nas Eqs. (7.32), (3.46), (3.48), (3.68) e (3.91) verifica-se diretamente que o algoritmo de controle GPC, em suas formulações incremental/posicional monovariável/multivariável, pode ser interpretado como um problema LQR. Para o caso da formulação incremental monovariável, a equivalência entre o problema LQR e o algoritmo GPC pode ser estabelecida considerando-se que o seguinte modelo de espaço de estados é uma representação válida para o modelo CARIMA da Eq. (3.10):

$$x(k+1) = Fx(k) + G\Delta u(k) + \xi(k) \quad (7.35)$$

$$y(k) = Hx(k) + \upsilon(k) \quad (7.36)$$

O vetor de incrementos de controle $\tilde{\mathbf{u}}$ da Eq. (3.59), resultante da minimização do critério de desempenho J_{GPCI} da Eq. (3.46) sem rastreamento $\{y_d(k) = 0\}$ e com a constante de ponderação λ, é o mesmo obtido com a minimização do seguinte critério de desempenho do problema LQR considerando os incrementos da ação de controle $\Delta u(k)$:

$$J(N, x(k)) = E\left\{x'(k+N)P_0x(k+N) + \sum_{j=0}^{N-1}\left[x'(k+j)Q_{c,N-j-1}x(k+j) + \Delta u'(k+j)R_{c,N-j-1}\Delta u(k+j)\right]\right\} \quad (7.37)$$

com as seguintes substituições:

$$N_2 = N \quad (7.38)$$

$$Q_{c,k} = \begin{cases} H'H & \text{Se } k = 0,\ldots,N_2 - N_1 \\ 0 & \text{Se } k = N_2 - N_1 + 1,\ldots,N_2 - 1 \end{cases} \quad (7.39)$$

$$R_{c,k} = \begin{cases} \infty I & \text{Se } k = 0,\ldots,N_2 - N_u - 1 \\ \lambda I & \text{Se } k = N_2 - N_u,\ldots,N_2 - 1 \end{cases} \quad (7.40)$$

$$P_0 = H'H \quad (7.41)$$

A sequência de sinais de controle definida na Eq. (7.34) soluciona o problema LQR da Eq. (7.37) e assume a seguinte forma incremental:

$$\Delta u(k+N-j) = -\left(G'P_{j-1}G + R_{c,j-1}\right)^{-1} G'P_{j-1}Fx(k+N-j) = K_{j-1}x(k+N-j),\ \ j=1,\ldots,N \quad (7.42)$$

Uma vez resolvido o problema LQR definido em um horizonte finito e de forma equivalente ao problema GPC, aplica-se a estratégia de controle com horizonte retrocedente para implementar esta solução como uma lei de controle com horizonte retrocedente, o que é definido por Bitmead como *Receding Horizon LQ Regulator* (Bitmead *et al.*, 1990). Dessa forma, somente o sinal $\Delta u(k)$ da solução apresentada na Eq. (7.42) é utilizado no instante discreto k e um novo problema de otimização deve ser resolvido no próximo instante. Levando em consideração este aspecto, o sinal de controle GPC na formulação incremental monovariável é equivalente à seguinte lei de controle LQR com horizonte retrocedente e, para o caso em que o vetor de estados $x(k)$ é completamente disponível para medições, pode ser obtido da seguinte maneira:

$$\Delta u^{GPCI}(k) = -\left(G'P_{N-1}G + \lambda I\right)^{-1} G'P_{N-1}Fx(k) = K_{N-1}x(k) \quad (7.43)$$

sendo P_{N-1} obtido a partir da solução da RDE da Eq. (7.33) com a especificação de variáveis apresentadas nas Eqs. (7.38)-(7.41). Para o caso em que o vetor de estados $x(k)$ não é completamente mensurável, a seguinte lei de controle alternativa deve ser utilizada:

$$\Delta u_{EST}^{GPCI}(k) = -\left(G'P_{N-1}G + \lambda I\right)^{-1} G'P_{N-1}F\hat{x}(k) = K_{N-1}\hat{x}(k) \quad (7.44)$$

sendo $\hat{x}(k)$ o vetor de variáveis de estado filtrado, $\hat{x}_{k|k}$, estimado com base na informação disponível até o instante discreto k $\{u(s), y(s), s \le k\}$ por meio de um observador de estados. Neste trabalho, será considerado a estimação de mínimos quadrados ótima de estados no controlador $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$, cujo projeto será detalhado mais a frente nesta seção. De acordo com a teoria de controle ótimo, o filtro de Kalman provê a estimativa linear ótima, $\hat{x}_{k|k}$, de $x(k)$ obtida com as informações $\{u(k-1), u(k-2), \ldots, u(0)\}$ e $\{y(k), y(k-1), \ldots, y(0)\}$. Esta estimativa filtrada é calculada por meio da seguinte equação de predição (Bitmead *et al.*, 1990):

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + M_k^F\left[y(k) - H\hat{x}_{k|k-1}\right] = \left[I - M_k^F H\right]\hat{x}_{k|k-1} + M_k^F y(k) \quad (7.45)$$

sendo

$$M_k^F = \Sigma_k H'\left(H\Sigma_k H' + R_o\right)^{-1} \quad (7.46)$$

e Σ_k satisfaz a seguinte RDE:

$$\Sigma_{k+1} = F\Sigma_k F' - F\Sigma_k H'\left(H\Sigma_k H' + R_o\right)^{-1} H\Sigma_k F' + Q_o \tag{7.47}$$

Substituindo $\hat{x}_{k|k}$ na Eq. (7.35) de atualização dos estados chega-se ao seguinte resultado:

$$\hat{x}_{k+1|k} = F\hat{x}_{k|k} + G\Delta u(k) \tag{7.48}$$

A atualização recursiva do filtro de Kalman é obtida da seguinte forma:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[I - M_{k+1}^{F} H\right] F\hat{x}_{k|k} + \left[I - M_{k+1}^{F} H\right] G\Delta u(k) + M_{k+1}^{F} y(k+1) \tag{7.49}$$

7.3.2 – Demonstração numérica da equivalência entre o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$ e o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$

Para consolidar a conexão entre o algoritmo GPC e o problema LQG, será demonstrado, numericamente, que a lei de controle da Eq. (6.5) do controlador $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$ pode ser obtida utilizando a solução LQG apresentada nesta seção. O controlador a ser projetado utilizando o paradigma LQG será denominado $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$ e, conforme será demonstrado, quando se utiliza um observador de estados do tipo *deadbeat*, ele é equivalente ao $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$.

O projeto do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$ será dividido em duas partes: a) na primeira parte será considerado somente o problema de regulação com a formulação LQG discreto; b) na segunda parte, será analisado o problema completo incluindo o rastreamento na solução do problema LQG.

Na primeira parte do projeto, o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$ será interpretado como um problema do tipo LQG discreto com horizonte finito implementado com a estratégia de controle com horizonte retrocedente e estimação de estados com o FK. Para representar a dinâmica da malha de velocidade do SGER na forma de espaço de estados conforme descrito nas Eqs. (7.35) e (7.36) será considerado o modelo ARX de 2ª ordem apresentado na Eq. (6.1) e que pode ser descrito pela seguinte equação de diferenças, considerando o operador Δ:

$$\omega(k+1) + \tilde{a}_1\omega(k) + \tilde{a}_2\omega(k-1) + \tilde{a}_3\omega(k-2) = b_0\Delta u_a(k) + b_1\Delta u_a(k-1) \tag{7.50}$$

onde: $\tilde{A}(q^{-1}) = A(q^{-1})\Delta = (1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2})(1 - q^{-1}) = 1 + \tilde{a}_1q^{-1} + \tilde{a}_2q^{-2} + \tilde{a}_3q^{-3}$ e os valores dos coeficientes a_i e b_i são identificados na Tabela 6.5. O sinal $\omega(k)$ é utilizado para representar a velocidade de rotação do motor CC. A realização mínima em forma canônica observável do modelo da Eq. (7.50) considerando os ruídos $\xi(k)$ e $\upsilon(k)$ é a seguinte:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\tilde{a}_1 & 1 & 0 \\ -\tilde{a}_2 & 0 & 1 \\ -\tilde{a}_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{G} \Delta u_a(k) + \xi(k)$$
$$\underbrace{\omega(k)}_{y(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{H} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \upsilon(k) \tag{7.51}$$

Conforme foi descrito na Seção 6.3, os parâmetros de projeto do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{F\_GPCI}}$ são: $N_1 = 1$, $N_2 = 3$, $N_u = 2$ e $\lambda = 0{,}6$. Os parâmetros de projeto utilizados no problema LQG equivalente são definidos da seguinte forma:

$$N_2 = N = 3 \tag{7.52}$$

$$Q_{c,k} = H'H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.53}$$

$$R_{c,k} = \begin{cases} \infty & \text{Se } k = 0 \\ \lambda & \text{Se } k = 1,\ldots,2 \end{cases} \tag{7.54}$$

$$P_0 = H'H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.55}$$

Calculando os valores de P_1 e P_2 a partir de P_0 iterando a RDE da Eq. (7.33) duas vezes, chega-se ao seguinte resultado:

$$P_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 2{,}253240507980375 & -0{,}000545864887431 & -1{,}000275137517561 \\ -0{,}641058613564484 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.56}$$

O próximo passo é calcular o ganho K_2 de acordo com a Eq. (7.44):

$$K_2 = -(G'P_2G + \lambda I)^{-1} G'P_2F$$
$$K_2 = [-0{,}628854546132140 \ \ -0{,}398567645508638 \ \ -0{,}200893875188956] \tag{7.57}$$

Será utilizado o FK para realizar a estimação ótima do vetor de variáveis de estado, conforme descrito na Eq. (7.49). A equação característica do observador é a seguinte:

$$\det\left(zI - F + M^F HF\right) \tag{7.58}$$

substituindo:

$$M^F = [1 \quad 0 \quad 0]' \tag{7.59}$$

na Eq. (7.58) é possível formular um observador do tipo *deadbeat* com todos os polos posicionados na origem do plano complexo *z*. A dinâmica deste observador é definida de acordo com a Eq. (7.49):

$$\hat{x}(k+1)=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ -2{,}254101766087757 & 0 & 1\\ 0{,}641058613564484 & 0 & 0\end{bmatrix}\hat{x}(k)+\begin{bmatrix}0\\ -0{,}001369566480325\\ 0\end{bmatrix}\Delta u_a(k)+\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}\omega(k+1) \qquad (7.60)$$

A lei de controle do RPV_{LQG_SR} é obtida a partir da Eq. (7.44):

$$\Delta u_a(k)=K_2\hat{x}(k) \qquad (7.61)$$

Quando o observador da Eq. (7.49) é acoplado à lei de controle da Eq. (7.61) chega-se a seguinte função de transferência da parte realimentada da resposta do RPV_{LQG_SR}:

$$\Delta u_a(k)=K_2\left[zI-F+M^F HF-\left(G-M^F HG\right)K_2\right]^{-1}M^F\omega(k+1) \qquad (7.62)$$

Substituindo os valores de F, G, H, M^F e K_2 calculados acima nesta equação é possível obter a seguinte relação:

$$\Delta u_a(k)=K_2\begin{bmatrix}q & 0 & 0\\ -2{,}253240507980375 & q-0{,}000545864887431 & 1{,}000275137517561\\ 0{,}641058613564484 & 0 & q\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix}\omega(k+1) \qquad (7.63)$$

que, após algumas manipulações algébricas, pode ser simplificada para:

$$\Delta u_a(k)=K_2\hat{x}(k)=\frac{-0{,}628854q^{-1}+0{,}769627q^{-2}-0{,}2555q^{-3}}{1-5{,}4586\times10^{-4}q^{-1}}\omega(k+1) \qquad (7.64)$$

Portanto, a parte da resposta do RPV_{LQG_SR} que utiliza somente a variável realimentada $\omega(k)$ é a seguinte:

$$\Delta u_a(k)=5{,}4586\times10^{-4}\Delta u_a(k-1)-0{,}628854\omega(k)+0{,}769627\omega(k-1)-0{,}2555\omega(k-2) \qquad (7.65)$$

resultado idêntico ao que foi obtido para a parte realimentada da resposta do RPV_{F_GPCI} na formulação polinomial, conforme foi apresentado na Seção 6.3, Eq. (6.5).

Na segunda parte do projeto do RPV_{LQG_SR}, este controlador será interpretado como um problema LQ discreto do tipo rastreamento com horizonte finito a ser implementado com a estratégia de controle com horizonte retrocedente. Dessa forma, será possível encontrar a lei de controle completa deste controlador que contempla a variável realimentada $\omega(k)$ e também a trajetória desejada para o sinal de saída, $r(k)$. Para embutir o rastreamento no projeto é necessário alterar o critério quadrático da Eq. (7.37) para incluir os desvios entre a saída $\omega(k)$ e o sinal $r(k)$, conforme descrito a seguir (Bitmead *et al.*, 1990):

$$\begin{aligned}J(N,x(k))=E\Big\{&\left[y(k+N)-r(k+N)\right]' P_0\left[y(k+N)-r(k+N)\right]+\\ &+\sum_{j=0}^{N-1}\Big\{\left[y(k+N)-r(k+N)\right]' Q_{c,N-j-1}\left[y(k+N)-r(t+N)\right]+u'(k+j)R_{c,N-j-1}u(k+j)\Big\}\Big\}\end{aligned} \qquad (7.66)$$

Interpretando $r(k)$ como sendo um sinal externo conhecido de dimensão $N+1$, pode-se incluir, artificialmente, o seguinte modelo para representar a trajetória desejada para o sinal de saída:

$$x^r(k+1) = F^r x^r(k) + G^r n(k) \tag{7.67}$$

$$r(k) = H^r x^r(k) \tag{7.68}$$

sendo $n(k)$ um ruído branco com média nula e

$$F^r = \begin{pmatrix} 0 & I & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & I & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & I \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \tag{7.69}$$

$$G^r = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & I \end{pmatrix}' \tag{7.70}$$

$$H^r = \begin{pmatrix} I & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \tag{7.71}$$

sendo que 0 e I nas matrizes F^r, G^r e H^r indicam matrizes de dimensão $p \times p$. Utilizando este artifício, a sequência de elementos $\{r(k+i),\ i = 0, \ldots, N\}$ é armazenada na forma de uma pilha na condição inicial do vetor de estados $x^r(k)$. Os valores futuros de r entram na pilha pela variável $n(k)$. O novo vetor de estados ampliado, considerando a dinâmica do processo e do sinal de referência, é definido da seguinte forma:

$$x_t(k) = \left[x(k)' \quad x^r(k)' \right]' \tag{7.72}$$

A equação que determina a evolução do vetor de estados ampliado $x_t(k)$ é a soma direta das equações das variáveis de estado $x(k)$ e $x^r(k)$,

$$x_t(k+1) = \underbrace{\begin{pmatrix} F & 0 \\ 0 & F^r \end{pmatrix}}_{F_t} x_t(k) + \underbrace{\begin{pmatrix} G \\ 0 \end{pmatrix}}_{G_t} u(k) + \begin{pmatrix} I & 0 \\ 0 & G^r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi(k) \\ n(k) \end{pmatrix} \tag{7.73}$$

Para transformar o problema de minimização do critério da Eq. (7.37) em um problema LQR padrão, é necessário substituir as matrizes P_0, $Q_{c,j}$ e $R_{c,j}$ por

$$Q_{c,k}^t = \begin{pmatrix} H' \\ -H^{r\prime} \end{pmatrix} Q_{c,k} \begin{pmatrix} H & -H^r \end{pmatrix} \tag{7.74}$$

$$R_{c,k}^t = R_{c,k} \tag{7.75}$$

$$P_0^t = \begin{pmatrix} H' \\ -H^{r\prime} \end{pmatrix} P_0 \begin{pmatrix} H & -H^r \end{pmatrix} \tag{7.76}$$

no critério da Eq. (7.37). Dessa forma, o critério de rastreamento da Eq. (7.37) pode ser reescrito da seguinte forma (Bitmead *et al.*, 1990):

$$J(N, x_t(k)) = E\left\{ x_t(k+N)' P_0^t x_t(k+N) + \sum_{j=0}^{N-1} \left[x_t(k+j)' Q_{c,N-j-1}^t x_t(k+j) + u(k+j)' R_{c,N-j-1}^t u(k+j) \right] \right\} \tag{7.77}$$

que é um critério de desempenho semelhante ao utilizado no problema de regulação. Portanto, utilizando o sistema ampliado da Eq. (7.73), é possível formular, por meio das substituições das Eq. (7.74)-(7.76), o critério de rastreamento da Eq. (7.66) como um critério de regulação e dessa forma a lei de controle de rastreamento pode ser obtida resolvendo o problema LQR padrão utilizando o vetor de estados ampliado $x_t(k)$. A dimensão $N+1$ de $x^r(k)$ corresponde ao número de elementos do vetor $r(k)$ disponíveis. Futuros valores são modelados como um ruído descorrelacionado $n(k)$ e, portanto são automaticamente substituídos por zero durante a solução do problema.

Para reformular, o projeto do RPV_{LQG_SR} como um problema do tipo LQ de rastreamento e dessa forma encontrar a resposta completa deste controlador contemplando a variável realimentada $\omega(k)$ e a trajetória desejada para o sinal de saída $r(k)$, deve ser considerado o seguinte vetor $x^r(k)$ de dimensão $N+1=N_2+1=4$:

$$x^r(k)=\begin{bmatrix} r(k) & r(k+1) & r(k+2) & r(k+3) \end{bmatrix}' \tag{7.78}$$

O modelo utilizado para representar o sinal $r(t)$ é o seguinte:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \\ r(k+4) \end{bmatrix}}_{x^r(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{F^r} \underbrace{\begin{bmatrix} r(k) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{x^r(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{G^r} n(k) \tag{7.79}$$

$$r(k)=\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{H^r} \underbrace{\begin{bmatrix} r(k) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{x^r(k)} \tag{7.80}$$

O novo vetor de estados ampliado $x_t(k)$ considerando a dinâmica do processo e o modelo do sinal de referência é definido da seguinte forma:

$$x_t(k)=\begin{bmatrix} \underbrace{x_1(k) \quad x_2(k) \quad x_3(k)}_{x(k)'} & \underbrace{r(k) \quad r(k+1) \quad r(k+2) \quad r(k+3)}_{x^r(k)'} \end{bmatrix}' \tag{7.81}$$

A equação que determina a evolução do vetor de estados ampliado $x_t(k)$ é a soma direta das equações dos estados $x(k)$ e $x^r(k)$,

$$
\underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+2) \\ x_3(k+3) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \\ r(k+4) \end{bmatrix}}_{x_t(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underbrace{\begin{matrix} -\tilde{a}_1 & 1 & 0 \\ -\tilde{a}_2 & 0 & 1 \\ -\tilde{a}_3 & 0 & 0 \end{matrix}}_{F} & \begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} & \underbrace{\begin{matrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}}_{F^r} \end{bmatrix}}_{F_t} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ r(k) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{x_t(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{G_t} \Delta u_a(k) + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \xi(k) \\ n(k) \end{pmatrix}
$$

$$
\underbrace{\omega(k)}_{y(k)} = \begin{bmatrix} \underbrace{1 \quad 0 \quad 0}_{H} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ r(k) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{x_t(k)} + \upsilon(k) \tag{7.82}
$$

Para resolver o problema de rastreamento é necessário considerar a RDE da Eq. (7.33) com as seguintes escolhas:

$$
Q_{c,k}^t = \begin{pmatrix} H' \\ -H^{r\prime} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H & -H^r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.83}
$$

$$
R_{c,k}^t = \begin{cases} \infty & \text{Se } k = 0 \\ \lambda & \text{Se } k = 1, \ldots, 2 \end{cases} \tag{7.84}
$$

$$
P_0^t = \begin{pmatrix} H' \\ -H^{r\prime} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H & -H^r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.85}
$$

Calculando os valores de P_1^t e P_2^t a partir de P_0^t iterando a RDE da Eq. (7.33) duas vezes, chega-se ao seguinte resultado:

$$
P_2^t = \begin{bmatrix} 28{,}722258942189175 & 14{,}550768779837062 & 4{,}569238149255988 & -1 & -2{,}611152321675589 & -4{,}569238149255988 & 0 \\ 14{,}550768779837062 & 7{,}820465066890448 & 2{,}610549355525145 & 0 & -0{,}998986949111426 & -2{,}610549355525145 & 0 \\ 4{,}569238149255988 & 2{,}610549355525145 & 0{,}999174040146398 & 0 & 0{,}000335528258413 & -0{,}999174040146398 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -2{,}611152321675589 & -0{,}998986949111426 & 0{,}000335528258413 & 0 & 0{,}999863698929551 & -0{,}000335528258413 & 0 \\ -4{,}569238149255988 & -2{,}610549355525145 & -0{,}999174040146398 & 0 & -0{,}000335528258413 & 0{,}999174040146398 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{7.86}
$$

O ganho K_2^t é calculado de acordo com a Eq. (7.43) utilizando P_2^t, G_t e F_t:

$$
K_2^t = -\left(G_t' P_2^t G_t + \lambda I\right)^{-1} G_t' P_2^t F_t \tag{7.87}
$$

$$K_2^t = \begin{bmatrix} K_2' \\ K_{t2}' \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} -0{,}628854546132140 \\ -0{,}398567645508638 \\ -0{,}200893875188956 \\ 0 \\ 0{,}015029136636220 \\ 0{,}036970662182461 \\ 0{,}062732685010656 \end{bmatrix}'$$

Observar que os primeiros três elementos de K_2^t formam o vetor K_2 utilizado na Eq. (7.61) que considerou somente o problema da regulação. A lei de controle de rastreamento a ser implementada no $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$ é a seguinte:

$$\Delta u_a(k) = K_2^t x_t(k) = \begin{bmatrix} K_2 & K_{t2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(k) \\ x^r(k) \end{bmatrix} = K_2 \hat{x}(k) + K_{t2} \underbrace{\begin{bmatrix} r(k) \\ r(k+1) \\ r(k+2) \\ r(k+3) \end{bmatrix}}_{x^r(k)}$$

Substituindo o valor de $K_2 \hat{x}(k)$ da Eq. (7.64), chega-se ao seguinte resultado final para $\Delta u_a(k)$,

$$\begin{aligned} \Delta u_a(k) = -5{,}4586 \times 10^{-4} \Delta u_a(k-1) - 0{,}628854\omega(k) + 0{,}769627\omega(k-1) + \cdots \\ -0{,}2555\omega(k-2) + 0{,}015029r(k+1) + 0{,}036970r(k+2) + 0{,}062732r(k+3) \end{aligned} \tag{7.88}$$

A Eq. (7.88) é idêntica a Eq. (6.5), que representa a resposta do $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ projetado com a formulação GPC polinomial incremental monovariável, conforme foi apresentado na Seção 6.3. Portanto, o $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$, cujo projeto foi formulado como um problema LQG, é igual ao controlador $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ com $C(q^{-1}) = 1$, demonstrando numericamente que, neste caso onde foi escolhido um observador do tipo *deadbeat*, os algoritmos GPC e LQG são equivalentes. O controlador $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$ pode ser representado na forma de diagrama de blocos conforme descrito na Figura 7.2.

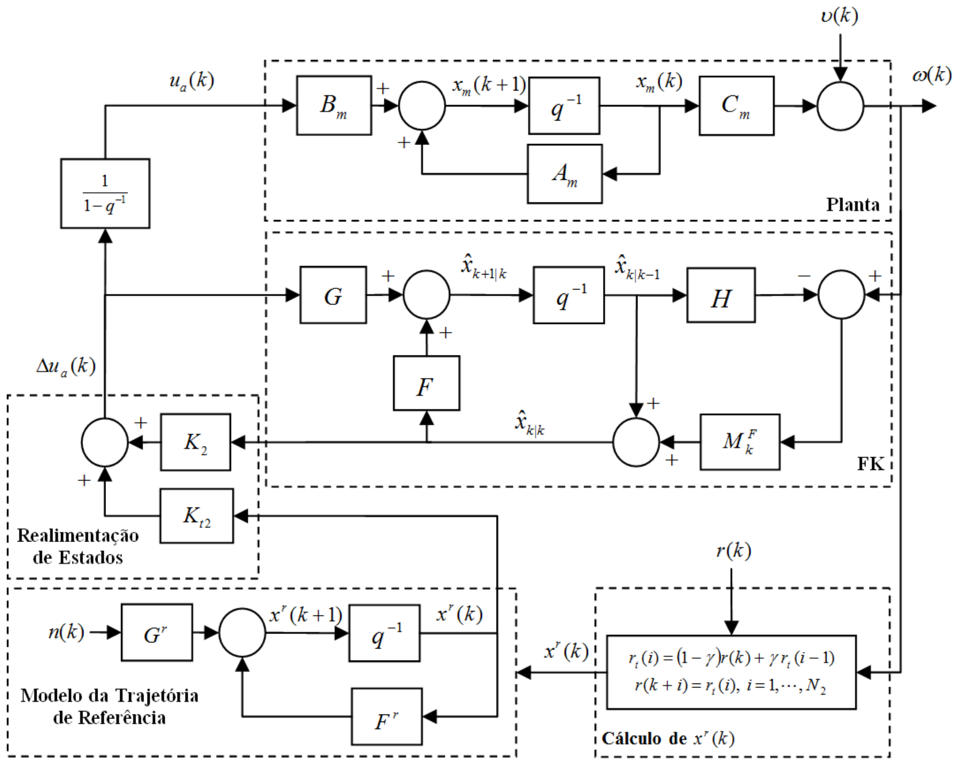


Figura 7.2: Representação em diagrama de blocos do controlador $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$.

7.3.3 – Função de transferência $u(k)/r(k)$ em malha fechada do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$

Utilizando a formulação LQG para representar o algoritmo GPC a função de transferência entre o sinal de controle $u(k)$ e o sinal de referência externo $r(k)$ pode ser encontrada para a configuração onde o vetor de variáveis de estado é estimado utilizando o FK e realimentado para ser utilizado na lei de controle LQG, conforme descrito em Bitmead *et al.* (1990). Considere a predição $\hat{x}_{k+1|k}$ realizada no instante discreto $k+1$ com base nas informações disponíveis até o instante k dada por

$$\hat{x}_{k+1|k} = F\hat{x}_{k|k} + Gu(k) \tag{7.89}$$

A estimativa $\hat{x}_{k+1|k+1}$, realizada no instante discreto $k+1$ com base nas informações disponíveis até o instante $k+1$, é calculada pelo FK com base no ganho de correção M_{k+1}^F da seguinte forma

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + M_{k+1}^F\left[y(k+1) - H\hat{x}_{k+1|k}\right] = \left[I - M_{k+1}^F H\right]\hat{x}_{k+1|k} + M_{k+1}^F y(k) \tag{7.90}$$

Substituindo a Eq.(7.89) na Eq. (7.90) temos:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + \left[G - M_{k+1}^{F} HG\right]u(k) + M_{k+1}^{F} y(k+1) \qquad (7.91)$$

Esta equação pode ser reescrita utilizando o modelo das Eqs. (7.30) e (7.31), sem considerar o ruído de medição $\upsilon(k)$ e o ruído de processo $\xi(k)$, da seguinte maneira:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + \left[G - M_{k+1}^{F} HG\right]u(k) + M_{k+1}^{F} \underbrace{\left[HFx(k) + HGu(k)\right]}_{y(k+1)}$$

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + M_{k+1}^{F} HFx(k) + Gu(k)$$

Agora pode ser utilizada a relação $x(k) = (zI - F)^{-1} Gu(k)$ obtida a partir da Eq. (7.30), sem considerar o ruído de processo $\xi(k)$, para obter o seguinte:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + M_{k+1}^{F} HF(zI - F)^{-1} Gu(k) + Gu(k)$$

ou

$$\hat{x}_{k|k} = \left[zI - F + M_{k+1}^{F} HF\right]^{-1}\left[M_{k+1}^{F} HF(zI - F)^{-1} + I\right]Gu(k)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \left[zI - F + M_{k+1}^{F} HF\right]^{-1}\left[M_{k+1}^{F} HF + zI - F\right](zI - F)^{-1} Gu(k)$$

$$\hat{x}(k) = (zI - F)^{-1} Gu(k) \qquad (7.92)$$

onde foi considerado $\hat{x}(k) = \hat{x}_{k|k}$. Observa-se que a obtenção desta relação envolve o cancelamento da dinâmica do observador de estados que, deve ser estável por definição de projeto para evitar problemas de estabilidade. No entanto, na prática esse cancelamento exato nem sempre é possível quando se consideram os erros de modelagem do processo. A lei de cotrole LQG é obtida a partir da realimentação linear do vetor de estados estimados da seguinte forma:

$$u(k) = K\hat{x}(k) + r(k) \qquad (7.93)$$

onde K pode ser obtido a partir da Eq. (7.34) com $j = N$, ou conforme a Eq. (7.87), para o caso em que o problema do rastreamento é embutido na formulação do LQG padrão. Substituindo a Eq. (7.92) na Eq. (7.93) temos:

$$u(k) = K\underbrace{\left[(zI - F)^{-1} Gu(k)\right]}_{\hat{x}(k)} + r(k)$$

$$u(k) = \left[I - K(zI - F)^{-1} G\right]^{-1} r(k) \qquad (7.94)$$

Portanto, a função de transferência entre o sinal de controle e a referência externa é obtida a partir do inverso da função conhecida como *return difference* (Bitmead *et al.*, 1990), considerada na analise de estabilidade robusta de controladores LQ.

7.3.4 – Função de transferência $u(k)/\upsilon(k)$ em malha fechada do RPV$_{LQG_SR}$

Para analisar o efeito do ruído de medição $\upsilon(k)$ sobre o comportamento do RPV$_{LQG_SR}$ considera-se o sinal de saída $y(k+1)$ corrompido pelo ruído na Eq. (7.31)

$$y(k+1) = Hx(k) + \upsilon(k+1)$$

Substituindo esta relação na Eq. (7.91) chega-se ao seguinte resultado:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + \left[G - M_{k+1}^{F} HG\right]u(k) + M_{k+1}^{F} \underbrace{\left[HFx(k) + HGu(k) + \upsilon(k+1)\right]}_{y(k+1)}$$

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + M_{k+1}^{F} HFx(k) + Gu(k) + M_{k+1}^{F}\upsilon(k+1)$$

Agora pode ser utilizada a relação $x(k) = (zI - F)^{-1}Gu(k)$ obtida a partir da Eq. (7.30), sem considerar o ruído de processo $\xi(k)$, para obter a seguinte relação:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \left[F - M_{k+1}^{F} HF\right]\hat{x}_{k|k} + M_{k+1}^{F} HF(zI - F)^{-1}Gu(k) + Gu(k) + M_{k+1}^{F}\upsilon(k+1)$$

ou

$$\hat{x}_{k|k} = \left[zI - F + M_{k+1}^{F} HF\right]^{-1}\left[M_{k+1}^{F} HF(zI - F)^{-1} + I\right]Gu(k) + \left[zI - F + M_{k+1}^{F} HF\right]^{-1} M_{k+1}^{F}\upsilon(k+1)$$

$$\hat{x}(k) = (zI - F)^{-1}Gu(k) + \left[zI - F + M^{F} HF\right]^{-1} M^{F}\upsilon(k+1) \tag{7.95}$$

onde foi considerado $\hat{x}(k) = \hat{x}_{k|k}$ e o M^{F} como sendo o valor de regime permanente do ganho de Kalman após a convergência do observado de estados. Substituindo esta relação na lei de cotrole LQG chega-se ao seguinte resultado:

$$u(k) = K\left[\overbrace{(zI - F)^{-1}Gu(k) + \left[zI - F + M^{F} HF\right]^{-1} M^{F}\upsilon(k+1)}^{\hat{x}(k)}\right] + r(k)$$

$$u(k) = \left[I - K(zI - F)^{-1}G\right]^{-1}\left\{r(k) + K\left(zI - F + M^{F} HF\right)^{-1} M^{F}\upsilon(k+1)\right\}$$

$$\begin{gathered} u(k) = \left[I - K(zI - F)^{-1}G\right]^{-1} \times \\ \left\{r(k) + \left[KM + K\left(F - M^{F} HF\right)\left(zI - F + M^{F} HF\right)^{-1} M^{F}\right]\upsilon(k)\right\} \end{gathered} \tag{7.96}$$

A Eq. (7.96) define a influência do ruído de medição $\upsilon(k)$ sobre o sinal de controle $u(k)$ do algoritmo LQG em malha fechada para o caso em que se utiliza o esquema de estimação baseado no FK. A introdução do ruído de medição fictício é um artifício tradicionalmente utilizado para estudar as propriedades de robustez do controlador LQG (Bitmead *et al.*, 1990).

7.3.5 – Avaliação experimental da influência do filtro de Kalman sobre o comportamento do RPV_{LQG_SR}

Conforme descrito no diagrama de blocos da Figura 7.2, o RPV_{LQG_SR} considera a estimativa do vetor de variáveis de estados, $\hat{x}(k)$, para formular a lei de controle LQG. Neste trabalho será utilizado o Filtro de Kalman (FK) para realizar esta estimativa. A solução iterativa do FK é definida de acordo com o Algoritmo 7.2 (Kalman, 1960).

O cálculo da matriz de covariância $\Sigma_{k+1|k}$ é independente dos estados e também pode ser realizado *off-line* utilizando a equação matricial de Riccati:

$$\Sigma_{k+1} = F\Sigma_k F' - F\Sigma_k H'\left(H\Sigma_k H' + R\right)^{-1} H\Sigma_k F' + Q$$

Para sistemas invariáveis no tempo, a solução da equação de Riccati converge para o valor final de regime permanente se o par $\{F, H\}$ é completamente observável, ou seja, se a matriz de observabilidade

$$\begin{bmatrix} F \\ FH \\ \cdots \\ FH^{n-1} \end{bmatrix}$$

tem *rank* pleno *n*, onde *n* é a ordem do modelo das Eqs. (7.30) e (7.31).

Nesta tese, a dinâmica do FK foi executada de forma iterativa de acordo com o Algoritmo 7.2. Para iniciar o FK é necessário escolher os valores iniciais das matrizes R, Q, Σ e o vetor de estados estimado $\hat{x}(0)$. Neste trabalho estas variáveis serão definidas da seguinte forma:

$$\Sigma_0 = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 100 \end{bmatrix},\ Q_o = \omega_Q \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},\ R_o = \omega_R,\ \hat{x}(0) = \begin{bmatrix} 6{,}0 \\ -9{,}678258 \\ 3{,}846351 \end{bmatrix}$$

A sintonia do parâmetro ω_R do FK deve levar em consideração o nível de confiança da medição do sinal de velocidade. Para avaliar as características estatísticas do sinal de velocidade foi realizado um ensaio de duração entre 20s e 100s, aproximadamente, onde se monitorou o sinal de velocidade em regime. O ensaio foi repetido 4 vezes. O resultado obtido em um dos ensaios realizados é apresentado na Figura 7.3. As características estatísticas do sinal de velocidade medido em cada ensaio são apresentadas na Tabela 7.2.

Algoritmo 7.2: Solução iterativa do problema FK utilizado no RPV_{LQG_SR}

A cada intervalo de tempo discreto k fazer o seguinte:

Passo 1: Predição do estado

$$\hat{x}_{k+1|k} = F\hat{x}_{k|k} + G\Delta u_a(k) \tag{7.97}$$

onde:

$\hat{x}_{k|k}$ - é a estimativa de $\hat{x}_k$ a partir das medições $\omega(k),\ \omega(k-1),\ldots$

$\hat{x}_{k+1|k}$ - é a estimativa de $\hat{x}_{k+1}$ a partir das medições $\omega(k),\ \omega(k-1),\ldots$

sendo F e G definidos no modelo da Eq. (7.51):

$$x(k+1) = Fx(k) + G\Delta u_a(k) + \xi(k) \tag{7.51}$$

Passo 2: Predição da medição da saída $\hat{\omega}(k+1\,|\,k)$

$$\hat{\omega}(k+1\,|\,k) = H\hat{x}_{k+1|k} \tag{7.98}$$

sendo H definidos no modelo da Eq. (7.36):

$$\omega(k) = Hx(k) + \upsilon(k) \tag{7.51}$$

Passo 3: Cálculo do resíduo da saída

$$v(k+1) = \omega(k+1) - \hat{\omega}(k+1\,|\,k) \tag{7.99}$$

Passo 4: Atualização do vetor de variáveis de estado:

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + M^F_{k+1}v(k+1) \tag{7.100}$$

onde M^F_{k+1} é o vetor de ganhos de Kalman.

Passo 5: Cálculo da matriz de covariância da estimativa do estado

$$\Sigma_{k+1|k} = F\Sigma_{k|k}F' + Q \tag{7.101}$$

onde:

$\Sigma_{k|k}$ - é a estimativa da covariância de x_k a partir das medições $\omega(k),\ \omega(k-1),\ldots$

$\Sigma_{k+1|k}$ - é a estimativa da covariância de x_{k+1} a partir das medições $\omega(k),\ \omega(k-1),\ldots$

Q - é a covariância do ruído $\xi(k)$:

$$Q = E\left[\xi(k)\xi(k)'\right]$$

Passo 6: Cálculo da covariância da predição da saída

$$S_{k+1} = H\Sigma_{k+1|k}H' + R \tag{7.102}$$

onde: R - é a covariância do ruído de medição $\upsilon(k)$:

$$R = E\left[\upsilon(k)\upsilon(k)'\right]$$

Passo 7: Cálculo do ganho de Kalman

$$M^F_{k+1} = \Sigma_{k+1|k}H'S^{-1}_{k+1} \tag{7.103}$$

Passo 8: Atualização da matriz de covariância da estimativa do estado

$$\Sigma_{k+1|k+1} = \Sigma_{k+1|k} - M^F_{k+1}S_{k+1}M^{F\,\prime}_{k+1} \tag{7.104}$$

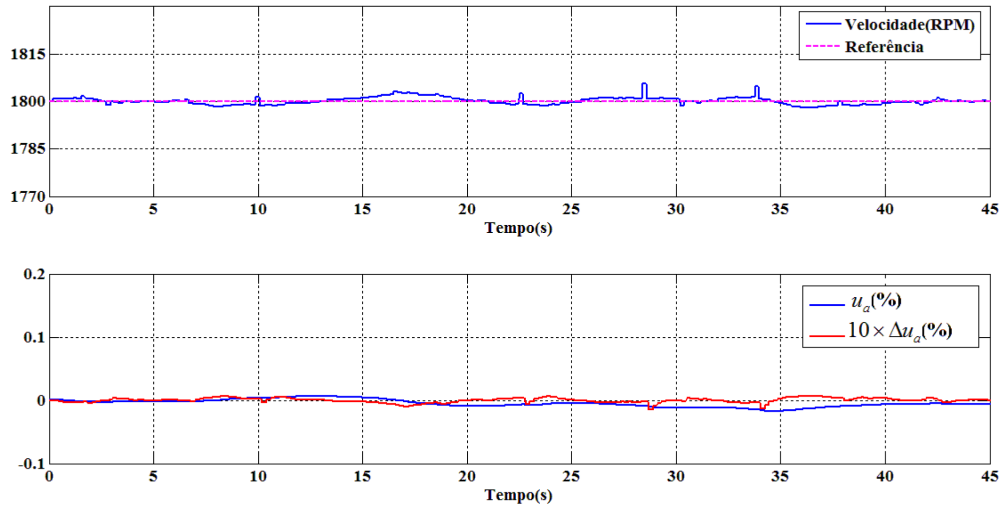


Figura 7.3: Ensaio de avaliação das características estatísticas do sinal de velocidade (ID Ensaio = 09-04-2014 13-46-18.058).

Tabela 7.2 – Resultados obtidos no ensaio de avaliação das características estatísticas do sinal de velocidade.

ID Ensaio	Duração	Amostras	Variância		Velocidade Média (RPM)	Desvio de Velocidade (RPM)	
			Em Volts*	Em RPM		Máximo	Mínimo
09-04-2014 13-28-30.480	20s	100	0,39666x10^{-5}	0,35700	1800,2318	1,5127	-1,13511
09-04-2014 13-35-31.619	50s	248	1,27497x10^{-5}	1,14748	1800,1184	3,6992	-2,1092
09-04-2014 13-46-18.058	100s	497	3,02242x10^{-5}	2,72018	1800,1799	7,3306	-3,4157
09-04-2014 13-55-56.133	100s	496	2,43758x10^{-5}	2,19382	1800,1001	3,4721	-3,9995

* A medição de 6V no sinal de velocidade equivale a velocidade real de 1800 RPM.

Na figura 7.4 é apresentado o histograma do sinal de desvio de velocidade em RPM, obtido a partir do sinal de velocidade sem a a média, medido em um dos ensaios de avaliação das características estatísticas.

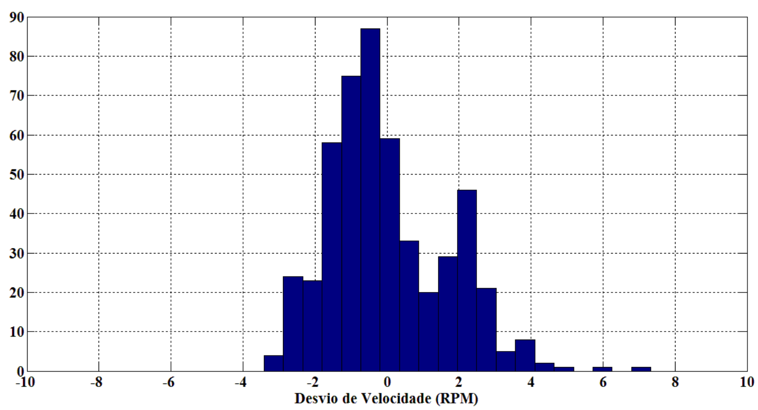


Figura 7.4: Histograma do sinal de desvio de velocidade obtido em um dos ensaios de avaliação das características estatísticas (ID Ensaio = 09-04-2014 13-46-18.058)

Para reproduzir de forma aproximada as características estatísticas do sinal de velocidade medido no SGER, em todas as simulações numéricas realizadas neste capítulo o sinal de saída dos modelos simulados foi corrompido por um ruído com média nula, variância de 0,9209 RPM (equivalente a $1x10^{-5}$ Volts, aproximadamente) e distribuição gaussiana. Na Figura 7.5 é apresentado o histograma deste ruído.

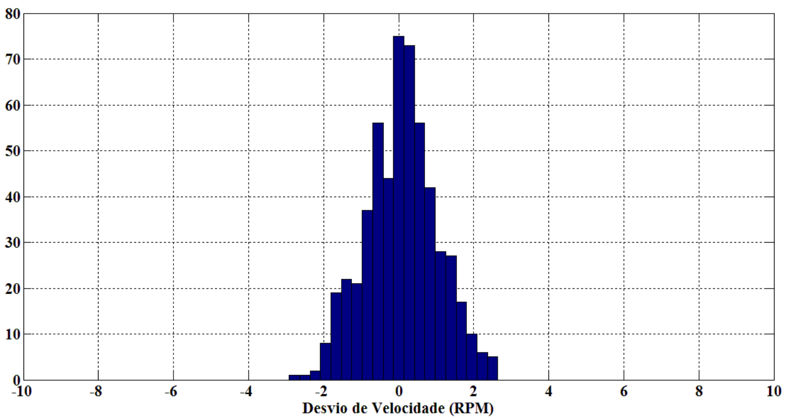


Figura 7.5: Histograma do ruído adicionado ao sinal de velocidade durante as simulações realizadas neste capítulo.

As características estatísticas do ruído de medição utilizado nas simulações realizadas neste capítulo são apresentadas na Tabela 7.3.

Tabela 7.3 – Características estatísticas do ruído de medição utilizado nas simulações.

Duração	Amostras	Variância		Desvio de Velocidade (RPM)	
		Em Volts*	Em RPM	Máximo	Mínimo
110s	550	$1,0232 \times 10^{-5}$	0,9209	2,6437	-2,9160

* A medição de 6V no sinal de velocidade equivale a velocidade real de 1800 RPM.

Para avaliar experimentalmente a influência do FK sobre o funcionamento do RPV_{LQG_SR} será realizado um ensaio do tipo resposta ao degrau aplicado na referência de velocidade, semelhante ao que foi realizado na Seção 6.5. A trajetória da referência de velocidade obedece ao padrão de primeira ordem da Eq. (6.8) sendo que foi utilizado $\gamma = 0{,}05$ no teste. Os demais parâmetros utilizados no RPV_{LQG_SR} são os mesmos descritos na Seção 7.3.1 com $\lambda = 0{,}6$, $N_2 = N = 3$ e $N_u = 2$.

Antes de executar o ensaio no sistema de potência real, foi realizada uma simulação do experimento utilizando os recursos do simulador ***PowerSim_PredC_Id*** desenvolvido. Na Figura 7.6, são apresentados os resultados obtidos no ensaio para $\omega_Q = 5{,}0 \times 10^{-5}$ e $\omega_R = 0{,}1$.

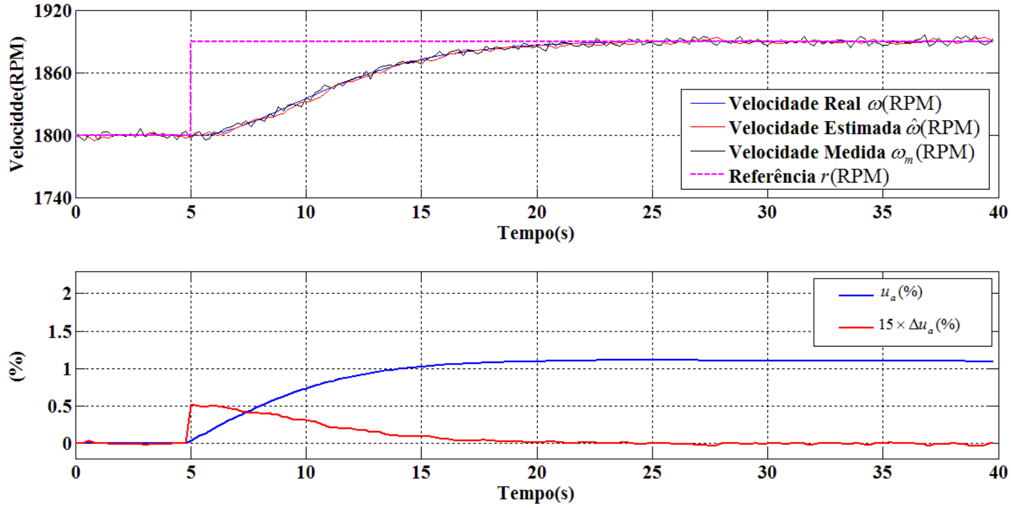


Figura 7.6 – Resultado da avaliação da influência do FK sobre o $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$: teste de resposta ao degrau em vazio. $\omega_Q = 5{,}0 \times 10^{-5}$ e $\omega_R = 0{,}1$. Simulação realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído.

Durante a simulação o sinal de saída do modelo, simulado de acordo com a Eq. (7.50), foi corrompido pelo sinal de ruído com as características estatísticas apresentadas na Tabela 7.3. Para avaliar o comportamento do $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$ durante a simulação foram utilizados os erros de predição, de medição e de velocidade definidos a seguir:

- Média no tempo da integral do erro quadrático da predição de velocidade:

$$E_{\omega-\hat{\omega}} = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - \hat{\omega}(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega(k) - \hat{\omega}(k)\right]^2 \tag{7.105}$$

- Média no tempo da integral do erro quadrático da medição de velocidade:

$$E_{\omega-\omega_m} = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - \omega_m(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega(k) - \omega_m(k)\right]^2 \tag{7.106}$$

- Média no tempo da integral do erro quadrático entre a predição de velocidade e a velocidade medida:

$$E_{\omega_m-\hat{\omega}} == \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega_m(t) - \hat{\omega}(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega_m(k) - \hat{\omega}(k)\right]^2 \tag{7.107}$$

- Média no tempo da integral do erro quadrático de velocidade:

$$E_r = \frac{1}{T}\int_0^T \left[\omega(t) - r(t)\right]^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\omega_m(k) - r(k)\right]^2 \tag{7.108}$$

onde: $\hat{\omega}(k)$ representa o valor da predição da velocidade definido de acordo com o **Passo 2** do Algoritmo 7.2; $\omega_m(k)$ representa o valor medido do sinal de velocidade corrompido pelo ruído de medição; $\omega(k)$ é o valor real simulado pelo modelo linear da Eq. (7.26); e $r(k)$ representa o valor da referência de velocidade. Também foi avaliado o comportamento dos autovalores dominantes do FK em regime permanente após a convergência do ganho de Kalman , M^{F}. Os resultados obtidos para diferentes valores dos parâmetros ω_R e ω_Q são apresentados na Tabela 7.4. Todos os ensaios foram realizados com o mesmo ruído de medição.

Tabela 7.4 – Avaliação da influência do FK sobre o $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$: teste de resposta ao degrau na referência de velocidade. Simulação realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído.

ID Teste	ω_R	ω_Q	E_r	$E_{\omega_m-\hat{\omega}}$	$E_{\omega-\omega_m}$	$E_{\omega-\hat{\omega}}$	Autovalores FK
1*	$R_o = 0$	$Q_o = P_o = H'H$	0,01022	$12{,}3024 \times 10^{-5}$	$1{,}0970 \times 10^{-5}$	$12{,}3329 \times 10^{-5}$	0; 0; 0;
2	$1{,}0 \times 10^{-6}$	$1{,}0 \times 10^{-5}$	0,01022	$8{,}72431 \times 10^{-5}$		$8{,}62298 \times 10^{-5}$	$0{,}01899 \pm 0{,}29182i$; 0,18301
3	0,0001		0,01023	$3{,}52513 \times 10^{-5}$		$2{,}93861 \times 10^{-5}$	$0{,}4579 \pm 0{,}4161i$; 0,4156
4	0,005		0,01023	$2{,}49928 \times 10^{-5}$		$1{,}60661 \times 10^{-5}$	$0{,}7288 \pm 0{,}2713i$; 0,6029
5	0,1		0,01024	$2{,}14254 \times 10^{-5}$		$1{,}14998 \times 10^{-5}$	$0{,}8397 \pm 0{,}1518i$; 0,6862
6	$1{,}0 \times 10^{-6}$	$1{,}0 \times 10^{-6}$	0,01022	$5{,}11771 \times 10^{-5}$		$4{,}77869 \times 10^{-5}$	$0{,}22111 \pm 0{,}41898i$; 0,292002
7	0,0001		0,01023	$2{,}81068 \times 10^{-5}$		$2{,}01866 \times 10^{-5}$	$0{,}6390 \pm 0{,}3386i$; 0,5335
8	0,005		0,01024	$2{,}20526 \times 10^{-5}$		$1{,}23105 \times 10^{-5}$	$0{,}8188 \pm 0{,}1775i$; 0,6731
9	0,1		0,01027	$1{,}94637 \times 10^{-5}$		$0{,}93724 \times 10^{-5}$	$0{,}8946 \pm 0{,}0804i$; 0,7060
10	$1{,}0 \times 10^{-6}$	$1{,}0 \times 10^{-10}$	0.01024	$2{,}14254 \times 10^{-5}$		$1{,}14998 \times 10^{-5}$	$0{,}8397 \pm 0{,}1518i$; 0,6862
11	0,0001		0,01031	$1{,}69743 \times 10^{-5}$		$0{,}69636 \times 10^{-5}$	$0{,}9275 \pm 0{,}0236i$; 0,7091
12	0,005		0.01035	$1{,}44245 \times 10^{-5}$		$0{,}31063 \times 10^{-5}$	0,9909; 0,9039; 0,7094
13	0,1		0,01036	$1{,}44614 \times 10^{-5}$		$0{,}29782 \times 10^{-5}$	0,9954; 0,9035; 0,7094

* Nesta simulação o $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$ é equivalente ao $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ com $C(q^{-1}) = 1$ conforme foi demonstrado na Seção 7.3.1.

A análise da Tabela 7.4 revela que o índice $E_{\omega-\omega_m}$ não se altera ao longo das simulações realizadas pois o mesmo ruído foi utilizado em todas elas. Neste caso, o valor deste índice é aproximadamente igual a variância do ruído de medição em Volts.

Após a convergência do FK, os polos do observador são estáveis em todas as simulações realizadas e o par $\{F, H\}$ do modelo da Eq. (7.11) é completamente observável. Para o caso em que o $\text{RPV}_{\text{LQG\_SR}}$ é equivalente ao $\text{RPV}_{\text{F\_GPCI}}$ com $C(q^{-1}) = 1$ (ID Teste = 1), registra-se o pior desempenho na minimização dos índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e $E_{\omega-\hat{\omega}}$, indicando baixa imunidade ao ruído de medição nesta configuração.

Observa-se na Tabela 7.4 que conforme se diminui ω_R, mantendo fixo ω_Q, os polos do observador se deslocam em direção ao centro do círculo de raio unitário no plano-z e aumentam os índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e $E_{\omega-\hat{\omega}}$, indicando uma redução na capacidade de predição do controlador. O efeito de ω_Q é o contrário, conforme se diminui ω_Q, mantendo fixo ω_R, observa-se a redução dos índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e $E_{\omega-\hat{\omega}}$, com os polos do observador se deslocando em direção ao limite de estabilidade representado pelo círculo de raio unitário no plano-z.

Após realizar a análise da simulação do experimento utilizando os recursos do ***PowerSim_PredC_Id***, foi realizado então o ensaio real utilizando o aparato de testes experimental apresentado na Figura 6.1. Todos os parâmetros do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$ e de inicialização do FK foram ajustados de acordo com a simulação computacional. Na Figura 7.7, são apresentados os resultados obtidos no ensaio para $\omega_Q = 5{,}0\times10^{-5}$ e $\omega_R = 1{,}0\times10^{-4}$.

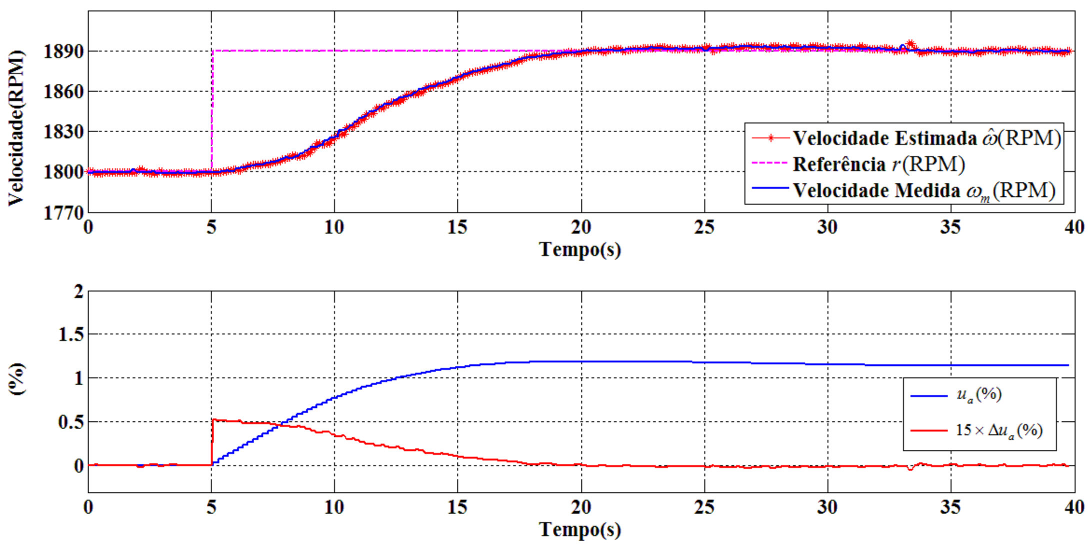


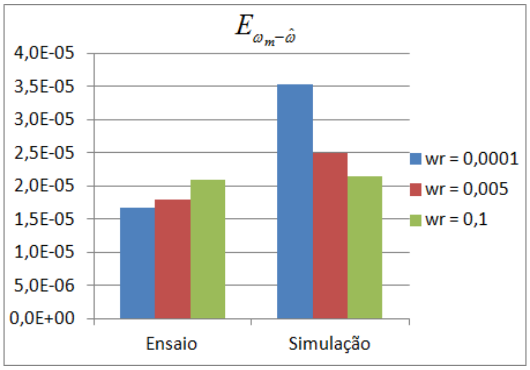
Figura 7.7 – Resultado do ensaio real de avaliação da influência do FK sobre o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$: ensaio de resposta ao degrau em vazio. $\omega_Q = 1{,}0\times10^{-5}$ e $\omega_R = 1{,}0\times10^{-4}$.

Os resultados obtidos para os índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e E_r durante o ensaio real com diferentes combinações dos parâmetros ω_R e ω_Q são apresentados na Tabela 7.5.

Tabela 7.5 – Avaliação da influência do FK sobre o $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$: ensaio real de resposta ao degrau na referência de velocidade.

ID Ensaio	ω_R	ω_Q	E_r	$E_{\omega_m-\hat{\omega}}$	Autovalores FK
07-03-2014 14-42-46.236	0,0001		1,02222 x10^{-2}	1,66651x10^{-5}	0,4579 ± 0,4161i; 0,4156
07-03-2014 15-03-18.205	0,0005		1,18286 x10^{-2}	1,08149x10^{-5}	0,5914 ± 0,3658i; 0,4998
07-03-2014 15-15-29.956	0,001		1,09504 x10^{-2}	0,95974x10^{-5}	0,6390 ± 0,3386i; 0,5335
07-03-2014 15-21-31.993	0,005	1,0x10^{-5}	0,98769 x10^{-2}	1,79223x10^{-5}	0,7288 ± 0,2713i; 0,6029
07-03-2014 15-31-45.878	0,01		0,98229 x10^{-2}	1,83616x10^{-5}	0,7599 ± 0,2421i; 0,6280
07-03-2014 15-39-18.296	0,05		0,92753 x10^{-2}	1,73912x10^{-5}	0,8188 ± 0,1775i; 0,6731
07-03-2014 15-43-49.436	0,1		0,91210 x10^{-2}	2,09891x10^{-5}	0,8397 ± 0,1518i; 0,6862

Na Figura 7.8 é apresentada em forma gráfica a comparação entre os valores dos índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e E_r obtidos no ensaio real de avaliação da influência do FK sobre o RPV_{LQG_SR} e na sua simulação.



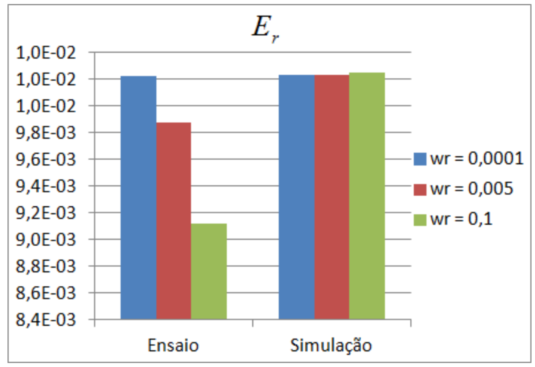


Figura 7.8 – Comparação entre os índices $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e E_r obtidos na avaliação da influência do FK sobre o RPV_{LQG_SR} $\omega_Q = 1{,}0 \times 10^{-5}$.

A análise dos resultados apresentados nas Tabelas 7.4 e 7.5 e na Figura 7.8 revela que:

a) o índice E_r apresenta valores da ordem de grandeza de 10^{-2} na simulação e no ensaio real. No ensaio real verifica-se uma tendência de redução deste índice conforme aumenta o parâmetro de sintonia ω_R enquanto que na simulação numérica não foi detectada essa tendência;

b) o índice $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ apresenta valores da ordem de grandeza de 10^{-5} na simulação e no ensaio real. No ensaio real verifica-se uma tendência de aumento deste índice conforme aumenta o parâmetro de sintonia ω_R. Na simulação do ensaio foi detectada uma tendência de redução do índice $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ conforme aumenta o parâmetro de sintonia ω_R;

Estas diferenças entre o comportamento simulado e o real são atribuídas ao fato de que o modelo de predição utilizado na simulação é linear e foi obtido com o SGER operando em velocidade nominal enquanto que durante a maior parte do ensaio o sistema opera em uma condição diferente com velocidade acima da nominal. A dinâmica do observador, neste caso em que são consideradas imperfeições no modelo do processo, não é completamente cancelada em malha fechada e aparece na função de transferência entre as variáveis $u(k)$ e $r(k)$ em regime permanente, provocando o aumento do erro de predição do sinal de saída $E_{\omega_m-\hat{\omega}}$ e alteração no índice E_r em relação ao comportamento observado na simulação numérica.

7.4 - Inclusão da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$ no projeto do controlador preditivo

Nesta seção será descrito o procedimento utilizado para embutir no algoritmo de controle preditivo restrições sobre a taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$. A utilização desse procedimento, essencialmente, resultará em duas novas formulações para o projeto do RPV: o $\text{RPV}_{\text{MPC\_R1}}$ e o $\text{RPV}_{\text{LQG\_R1}}$. Nestas duas formulações, o cálculo do sinal de controle é baseado na solução de um problema de otimização linear do tipo PQ que considera as restrições como sendo um dos requisitos de desempenho do projeto.

Iniciaremos o nosso estudo das restrições definido a seguinte formulação para a restrição sobre a taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$ para um sistema com uma entrada:

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u^{\max}$$

sendo $\Delta u^{\max}$ e $\Delta u^{\min}$ os limites máximos e mínimos permitidos para a variável $\Delta u(k)$. Uma vez formulada a restrição, o próximo passo é relacioná-la com o modelo do problema de controle preditivo, parametrizando as restrições utilizando o vetor ΔU. Este vetor será interpretado como a *variável de decisão*, conforme definido na literatura que trata do problema de otimização (Boyd and Vandenberghe, 2004). O vetor ΔU é definido em um horizonte de otimização de dimensão N_c. Baseado neste princípio, se a restrição precisa ser imposta sobre o sinal de controle $\Delta u(k)$ no instante discreto k_i, a restrição é definida da seguinte forma:

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u(k_i) \leq \Delta u^{\max}$$

Restrições em instantes futuros, por exemplo, para um horizonte de otimização $N_c = 3$, são definidas de maneira semelhante:

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u(k_i) \leq \Delta u^{\max}$$

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u(k_i + 1) \leq \Delta u^{\max}$$

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u(k_i + 2) \leq \Delta u^{\max}$$

ou em forma matricial da seguinte maneira:

$$\Delta U^{\min} \leq \Delta U \leq \Delta U^{\max}$$

onde $\Delta U^{\min}$ e $\Delta U^{\max}$ são vetores colunas com N_c elementos do tipo $\Delta u^{\max}$ e $\Delta u^{\min}$. Como as soluções ótimas serão obtidas por meio de problemas PQ, elas precisam ser decompostas em duas partes e expressas como desigualdades lineares na variável de decisão ΔU:

$$\Delta U \geq \Delta U^{\min}$$
$$\Delta U \leq \Delta U^{\max}$$

Em notação matricial, estas desigualdades são expressas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} -I \\ I \end{bmatrix} \Delta U \leq \begin{bmatrix} -\Delta U^{\min} \\ \Delta U^{\max} \end{bmatrix}.$$

Por fim, o problema de controle preditivo na presença de restrições sobre a taxa de variação do sinal de controle é formulado como a busca pelo vetor ΔU que minimiza o critério de desempenho da Eq. (7.17):

$$J = \left(R_S - Fx(k_i)\right)' \left(R_S - Fx(k_i)\right) - 2\Delta U'\Phi'\left(R_S - Fx(k_i)\right) + \Delta U'\left(\Phi'\Phi + \overline{R}\right)\Delta U \quad (7.17)$$

sujeito às seguintes restrições no formato de inequação :

$$M_2 \Delta U \leq N_2 \quad (7.109)$$

onde: $M_2 = \left[-I\ I\right]'$ e $N_2 = \left[-\Delta U^{\min}\ \Delta U^{\max}\right]'$. A matriz $\Phi'\Phi + \overline{R}$ é do tipo Hessiana, e portanto, positiva definida. Como o critério J é quadrático e a restrição da Eq. (7.109) é uma inequação linear, o problema de controle preditivo se transforma no problema de busca pela solução ótima de um problema PQ padrão do tipo descrito nas Eqs. (7.1) e (7.2). Para manter a coerência com a nomenclatura adotada na literatura de otimização, a Eq. (7.109) será representada da seguinte forma:

$$M\Delta U \leq \gamma \quad (7.110)$$

onde o número de linhas de M é igual ao número de restrições definidas no problema e o número de colunas desta matriz é igual a dimensão N_c de ΔU .

7.5 – Procedimento de programação quadrática de Hildreth (*Hildreth's Quadratic Programming Procedure*)

Um algoritmo simples chamado procedimento de programação quadrática de Hildreth (Luenberger,1969, Wismer e Chattergy, 1978), foi utilizado para resolver o problema dual equivalente ao problema PQ das Eqs. (7.1) e (7.2). O procedimento de Hildreth é baseado em uma busca do tipo elemento-por-elemento, e, portanto, não requer nenhuma inversão matricial. A consequência principal disso é que, se as restrições ativas são linearmente independentes e se a quantidade de restrições é menor ou igual ao número de variáveis de decisão, então as variáveis duais irão convergir para um conjunto fixo de valores. No entanto, se uma dessas condições for violada, então as variáveis duais não irão convergir. O algoritmo de Hildreth apresenta uma solução quase-ótima (*near-optimal*) se surgirem conflitos entre as restrições. Esta é uma das razões para a utilização desse paradigma em aplicações de controle em tempo real já que o algoritmo pode se recuperar automaticamente de uma situação onde a solução do problema PQ é mal condicionada devido a conflitos nas restrições.

7.6 – Projeto 2 - $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$. Inclusão da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$

Para avaliar o efeito da inclusão da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u(k)$ no projeto do controlador preditivo $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_SR}}$, será considerada uma nova formulação denominada $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$. A lei de controle do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$ é obtida a partir da resolução do problema PQ definido na Eq. (7.17) com a restrição definida pela inequação da Eq. (7.109) e considerando o modelo definido na Eq. (7.51). Será considerada a seguinte restrição sobre a taxa de variação do sinal de controle:

$$\Delta u^{\min} \leq \Delta u_a(k) \leq \Delta u^{\max} \tag{7.111}$$

Baseado no procedimento descrito na Seção 7.4, esta restrição pode ser transformada em duas desigualdades:

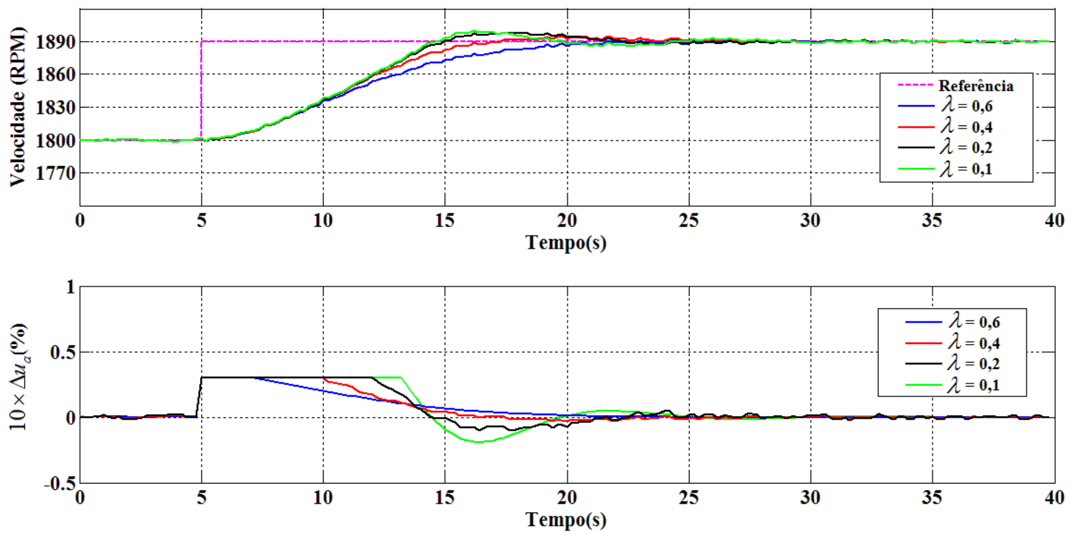
$$\underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}}_{M} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_a(k) \\ \Delta u_a(k+1) \end{bmatrix}}_{\Delta U} \leq \underbrace{\begin{bmatrix} -\Delta u^{\min} \\ \Delta u^{\max} \end{bmatrix}}_{\gamma} \tag{7.112}$$

Os parâmetros utilizados no $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$ são os mesmos descritos na Seção 7.3.1 com $N_2 = N = 3$, $N_u = 2$ e $\gamma = 0{,}05$. Na Eq. (7.112) considerou-se $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min}$. Os parâmetros de inicialização do FK são os seguintes:

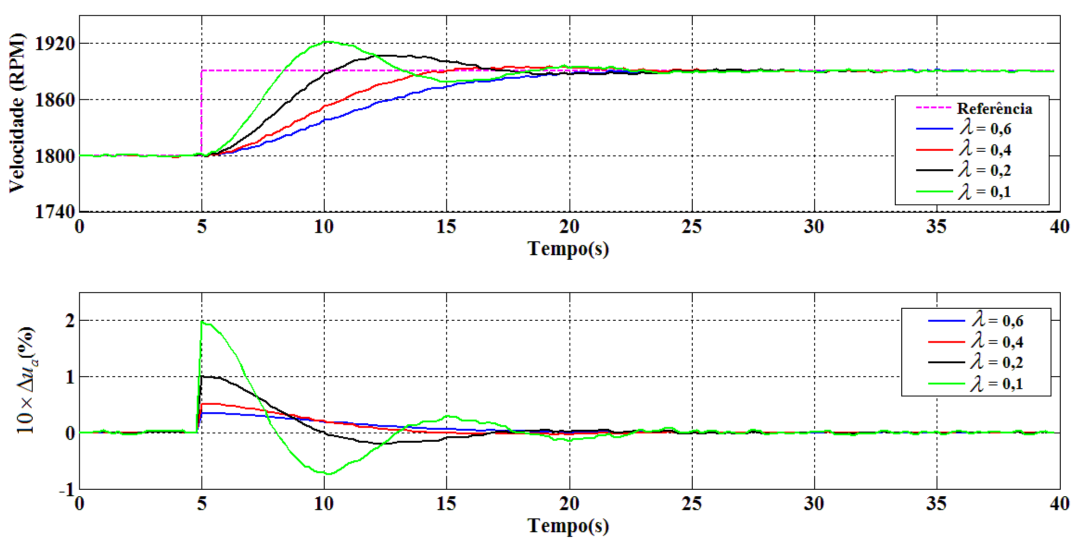
$$R_o = \omega_R\,;\; Q_o = \omega_Q \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};\; \hat{x}(0) = \begin{bmatrix} 6{,}0 \\ -9{,}678258 \\ 3{,}846351 \end{bmatrix}$$

7.7 – Avaliação experimental da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o comportamento do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$

Para avaliar experimentalmente a influência da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$ sobre o funcionamento do $\mathrm{RPV}_{\mathrm{LQG\_R1}}$ será realizado um ensaio do tipo resposta ao degrau idêntico ao que foi apresentado na Seção 7.3.5 para avaliar o comportamento do FK. Antes de executar o ensaio no sistema de potência real, foi realizada uma simulação do experimento utilizando os recursos do simulador ***PowerSim_PredC_Id*** desenvolvido neste trabalho. Na Figura 7.9.a, são apresentados os resultados obtidos na simulação do ensaio com $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$.



(a)



(b)

Figura 7.9 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV_{LQG_R1}: simulação do ensaio de resposta ao degrau realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído $\omega_R = 1x10^{-3}$ e $\omega_Q = 1x10^{-5}$: (a) Restrições ativas $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$; (b) Restrições inativas.

Para fins de comparação, na Figura 7.9.b são apresentados os resultados obtidos na simulação sem considerar a restrição sobre $\Delta u_a(k)$. Durante este ensaio simulado o sinal de saída do modelo, simulado de acordo com a Eq. (7.50), foi corrompido com um sinal de ruído com as características estatísticas descritas na Tabela 7.3.

Para avaliar o comportamento do RPV_{LQG_R1} durante a simulação foram utilizados os índices $E_{\omega_m - \hat{\omega}}$ e E_r das Eqs. (7.107) e (7.108), respectivamente, e o sobre-sinal de velocidade. Adicionalmente, para avaliar o esforço de controle durante o ensaio foi utilizado o seguinte índice de desempenho:

- Média no tempo da integral quadrática do incremento do sinal de controle:

$$J_{\Delta u_a} = \frac{1}{T}\int_0^T \Delta u_a(t)^2 \mathrm{d}t \cong \frac{1}{n}\sum_{k=0}^{n}\left[\Delta u_a(k)\right]^2 \tag{7.113}$$

Também foi avaliado o comportamento dos autovalores dominantes do controlador. Os resultados obtidos para diferentes valores dos parâmetros λ e $\Delta u^{\max}$ são apresentados na Tabela 7.6. Todas as simulações foram realizadas com o mesmo conjunto de valores do ruído de medição com as características estatísticas descritas na Tabela 7.3.

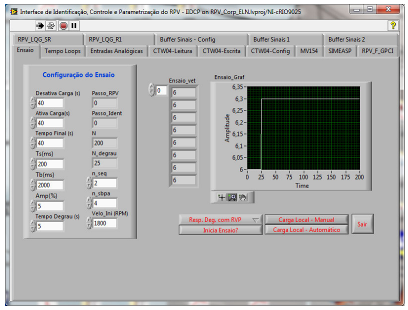
Após a realização da simulação do ensaio utilizando os recursos do ***PowerSim_PredC_Id***, o algoritmo do controlador RPV_{LQG_R1} foi embarcado na memória do controlador industrial NI cRIO-9025 e o ensaio foi então realizado utilizando o sistema de potência real. Na Figura 7.10, são apresentados os detalhes da configuração da interface IIDCP (Interface de Identificação, Controle e Parametrização do RPV) durante o ensaio realizado.

Na Figura 7.11.a, são apresentados os resultados obtidos no ensaio de resposta ao degrau em vazio realizado no sistema de potência real com restrições ativas em $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$, $\omega_R = 1x10^{-3}$ e $\omega_Q = 1x10^{-5}$. Para fins de comparação, na Figura 7.11.b são apresentados os resultados obtidos no mesmo ensaio sem considerar a restrição sobre $\Delta u_a(k)$.

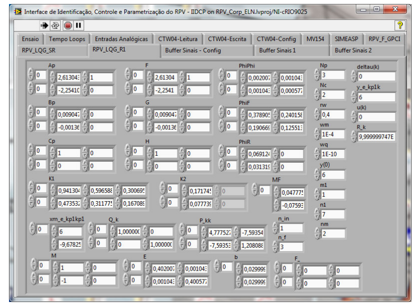
Os resultados obtidos na avaliação dos índices $E_{\omega_m - \hat{\omega}}$, E_r e $J_{\Delta u_a}$ das Eqs. (7.107), (7.108) e (7.113), respectivamente, e do sobre-sinal de velocidade durante o ensaio para diferentes valores dos parâmetros λ com e sem a restrição ativa são apresentados na Tabela 7.7. Na Figura 7.12 são apresentados os comportamentos gráficos dos índices $E_{\omega_m - \hat{\omega}}$, $J_{\Delta u_a}$, E_r e do sobre-sinal obtidos no ensaio e na sua na simulação.

Tabela 7.6 – Avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{LQG_R1}$: ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade. Simulação realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído (SR – Sem restrição em $\Delta u_a(k)$).

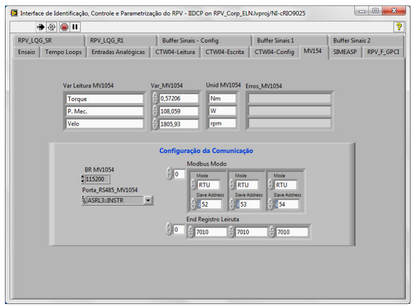
ID	$\Delta u^{max} = -\Delta u^{min}$	E_r	$E_{\omega_m - \hat{\omega}}$	$J_{\Delta u_a}$	SS(%)	Autovalores Controlador
$\omega_R = 1x10^{-4}$; $\omega_Q = 1x10^{-10}$; **Autovalores FK:** 0,9275 ± 0,0236i; 0,7091						
$\lambda = 0,6$						
1	SR	1,02579x10^{-2}	1,32523x10^{-5}	1,25773x10^{-4}	0,95768	0,9507 ± 0,0240i; 0,7063
2	0,03	1,06319x10^{-2}	1,32073x10^{-5}	1,20449x10^{-4}	0,95083	
3	0,02	1,31805x10^{-2}	1,26611x10^{-5}	0,92016x10^{-4}	0,80879	
$\lambda = 0,4$						
4	SR	0,79069x10^{-2}	1,51528x10^{-5}	2,10833x10^{-4}	5,31059	0,9502 ± 0,0446i; 0,7048
5	0,03	1,00439x10^{-2}	1,44086x10^{-5}	1,50724x10^{-4}	4,51444	
6	0,02	1,29709x10^{-2}	1,32219x10^{-5}	1,04531x10^{-4}	3,36538	
$\lambda = 0,2$						
7	SR	0,55634x10^{-2}	1,90018x10^{-5}	5,47691x10^{-4}	17,48855	0,9484 ± 0,0781i; 0,7007
8	0,03	0,99619x10^{-2}	1,54181x10^{-5}	1,86911x10^{-4}	9,66241	
9	0,02	1,29258x10^{-2}	1,36546x10^{-5}	1,20218x10^{-4}	6,81403	
$\lambda = 0,1$						
10	SR	0,43240x10^{-2}	2,22588x10^{-5}	15,45528x10^{-4}	30,48892	0,9445± 0,1176i; 0,6937
11	0,03	0,99288x10^{-2}	1,55666x10^{-5}	2,19877x10^{-4}	11,04000	
12	0,02	1,28875x10^{-2}	1,37516x10^{-5}	1,35032x10^{-4}	7,69736	
$\omega_R = 1x10^{-4}$; $\omega_Q = 1x10^{-5}$; **Autovalores FK:** 0,4579 ± 0,4161i; 0,4156						
$\lambda = 0,6$						
13	SR	1,01697x10^{-2}	2,83137x10^{-5}	1,27044x10^{-4}	0,62669	0,9507 ± 0,0240i; 0,7063
14	0,03	1,05496x10^{-2}	2,81895x10^{-5}	1,21464x10^{-4}	0,60973	
15	0,02	1,31220x10^{-2}	2,70219x10^{-5}	0,92073x10^{-4}	0,46420	
$\lambda = 0,4$						
16	SR	0,78042x10^{-2}	3,19471x10^{-5}	2,15232x10^{-4}	4,82045	0,9502 ± 0,0446i; 0,7048
17	0,03	0,99650x10^{-2}	3,00060x10^{-5}	1,52017x10^{-4}	4,01458	
18	0,02	1,28832x10^{-2}	2,77858x10^{-5}	1,04723x10^{-4}	2,82047	
$\lambda = 0,2$						
19	SR	0,54734x10^{-2}	4,31069x10^{-5}	5,82745x10^{-4}	18,33401	0,9484 ± 0,0781i; 0,7007
20	0,03	0,98350x10^{-2}	3,17889x10^{-5}	1,90818x10^{-4}	8,97420	
21	0,02	1,27624x10^{-2}	2,85963x10^{-5}	1,23897x10^{-4}	6,43399	
$\lambda = 0,1$						
22	SR	0,43785x10^{-2}	6,65754x10^{-5}	18,09284x10^{-4}	34,09919	0,9445 ± 0,1176i; 0,6937
23	0,03	0,97255x10^{-2}	3,26581x10^{-5}	2,39313x10^{-4}	10,12819	
24	0,02	1,26157x10^{-2}	2,90483x10^{-5}	1,51867x10^{-4}	7,48315	
$\omega_R = 1x10^{-3}$; $\omega_Q = 1x10^{-5}$; **Autovalores FK:** 0,6390 ± 0,3386i; 0,5335						
$\lambda = 0,6$						
25	SR	1,01716x10^{-2}	2,09062x10^{-5}	1,26587x10^{-4}	0,63434	0,9507 ± 0,0240i; 0,7063
26	0,03	1,05425x10^{-2}	2,07835x10^{-5}	1,21184x10^{-4}	0,61823	
27	0,02	1,31157x10^{-2}	1,95981x10^{-5}	0,91766x10^{-4}	0,46414	
$\lambda = 0,4$						
28	SR	0,78072x10^{-2}	2,45947x10^{-5}	2,14182x10^{-4}	4,83290	0,9502 ± 0,0446i; 0,7048
29	0,03	0,99597x10^{-2}	2,26191x10^{-5}	1,51267x10^{-4}	4,03123	
30	0,02	1,28741x10^{-2}	2,03699x10^{-5}	1,04065x10^{-4}	2,81997	
$\lambda = 0,2$						
31	SR	0,54813 x10^{-2}	3,60674 x10^{-5}	5,78364 x10^{-4}	18,42519	0,9484 ± 0,0781i; 0,7007
32	0,03	0,98229 x10^{-2}	2,44558 x10^{-5}	1,88301 x10^{-4}	8,98928	
33	0,02	1,27434 x10^{-2}	2,12244 x10^{-5}	1,21557 x10^{-4}	6,48298	
$\lambda = 0,1$						
34	SR	0,44020 x10^{-2}	6,09060 x10^{-5}	17,91992 x10^{-4}	34,40273	0,9445 ± 0,1176i; 0,6937
35	0,03	0,96995 x10^{-2}	2,54620 x10^{-5}	2,31082 x10^{-4}	10,32183	
36	0,02	1,25741 x10^{-2}	2,18228 x10^{-5}	1,45264 x10^{-4}	7,69160	



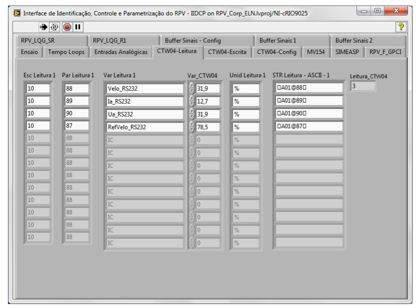
(a)



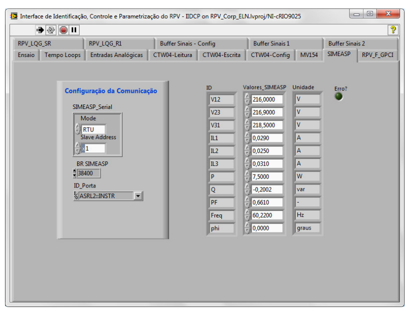
(b)



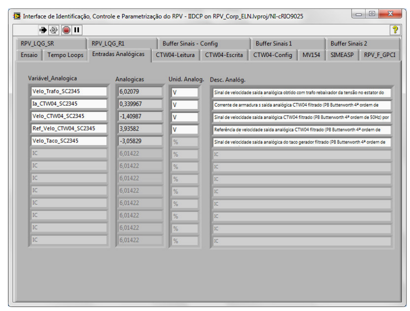
(c)



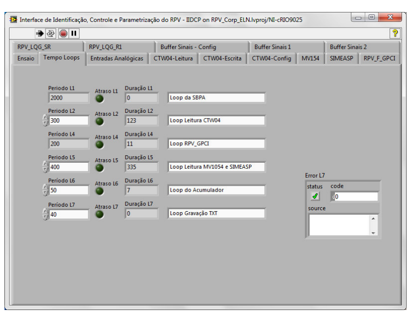
(d)



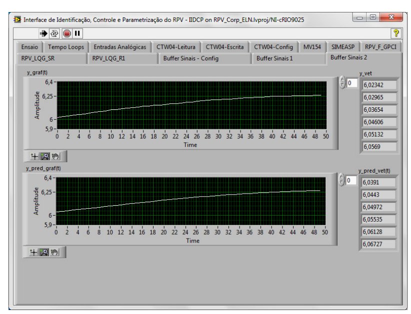
(e)



(f)

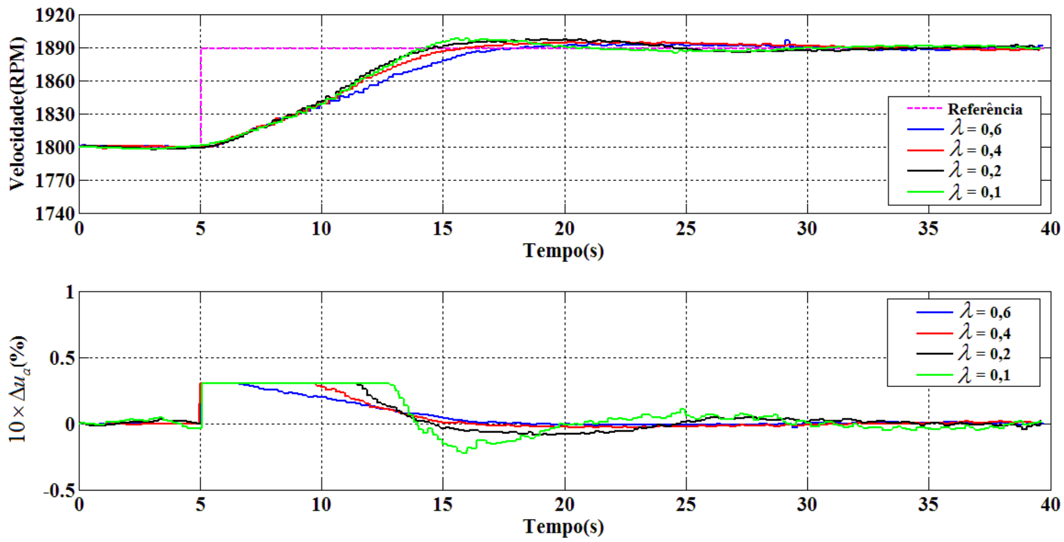


(g)

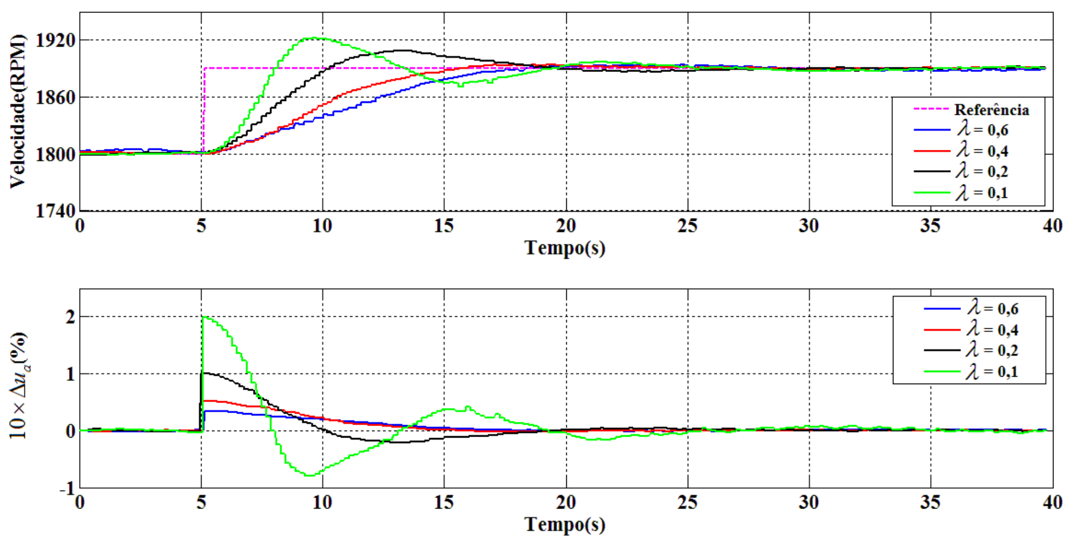


(h)

Figura 7.10 – Interface IIDCP durante o ensaio de avaliação da influência da restrição em $\Delta u(k)$ sobre o comportamento do RPV_{LQG_R1}: (a) Configurações do ensaio; (b) Configurações do algoritmo preditivo; (c) Monitoração e configuração do medidor MV1054; (d) Monitoração e configuração do driver CTW-04; (e) Monitoração e configuração do SIMEASP; (f) Monitoração das entradas analógicas; (g) Monitoração dos loops temporizados; (h) Monitoração da saída real e suas predições.



(a)

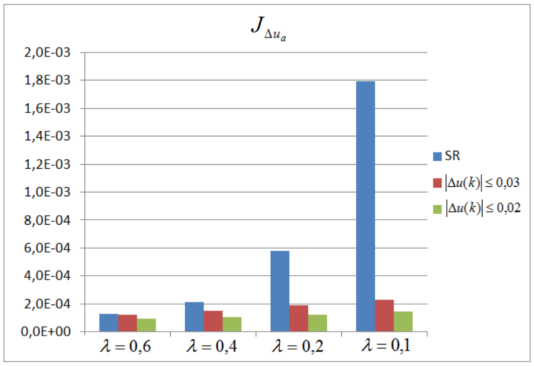


(b)

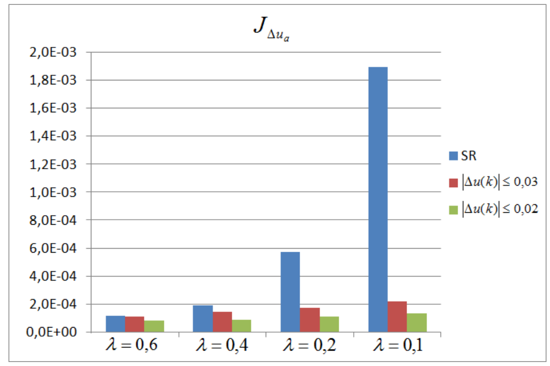
Figura 7.11 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{LQG_R1}$: ensaio de resposta ao degrau em vazio no sistema de potência real com $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$, $\omega_R = 1x10^{-3}$ e $\omega_Q = 1x10^{-5}$: (a) Restrições ativas; (b) Restrições inativas.

Tabela 7.7 – Avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{LQG_R1}$: ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade. (SR – Sem restrição em $\Delta u_a(k)$)

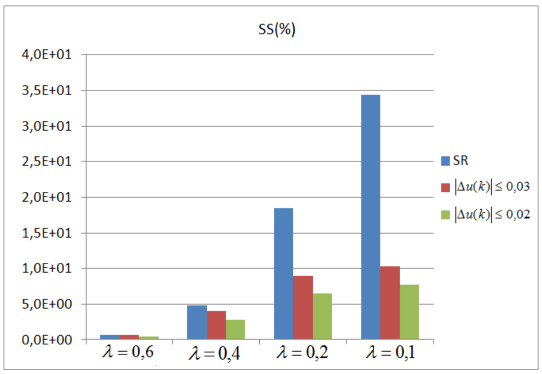
ID Ensaio	$\Delta u^{max} = -\Delta u^{min}$	E_r	$E_{\omega_m-\hat{\omega}}$	$J_{\Delta u_a}$	SS(%)
$\omega_R = 1x10^{-4}$; $\omega_Q = 1x10^{-10}$; **Autovalores FK:** 0,9275 ± 0,0236i; 0,7091					
$\lambda = 0,6$					
28-03-2014 11-34-12.429	SR	1,07843 x10^{-2}	2,78188 x10^{-5}	1,27397 x10^{-4}	3,65066
28-03-2014 09-01-10.356	0,03	1,19185 x10^{-2}	2,12942 x10^{-5}	1,28515 x10^{-4}	2,88499
02-04-2014 13-55-28.928	0,02	1,50041 x10^{-2}	3,98662 x10^{-5}	0,99444 x10^{-4}	0,80599
$\lambda = 0,4$					
28-03-2014 11-25-42.590	SR	0,77492 x10^{-2}	1,86934 x10^{-5}	2,05996 x10^{-4}	4,52599
28-03-2014 09-16-27.230	0,03	1,23136 x10^{-2}	5,80219 x10^{-5}	1,66470 x10^{-4}	3,54133
02-04-2014 13-51-10.162	0,02	1,49517 x10^{-2}	4,48685 x10^{-5}	1,13725 x10^{-4}	2,33766
$\lambda = 0,2$					
28-03-2014 11-41-08.759	SR	0,53260 x10^{-2}	2,49135 x10^{-5}	5,33512 x10^{-4}	16,12366
28-03-2014 12-20-56.433	0,03	1,05633 x10^{-2}	6,36047 x10^{-5}	1,95901 x10^{-4}	14,15433
02-04-2014 13-34-07.012	0,02	1,41607 x10^{-2}	4,08222 x10^{-5}	1,27647 x10^{-4}	9,12133
$\lambda = 0,1$					
28-03-2014 11-18-30.215	SR	0,54383 x10^{-2}	31,2438 x10^{-5}	16,92930 x10^{-4}	45,33699
28-03-2014 10-57-16.610	0,03	1,10722 x10^{-2}	4,82675 x10^{-5}	2,23365 x10^{-4}	6,93299
02-04-2014 13-47-17.585	0,02	1,41331 x10^{-2}	3,68175 x10^{-5}	1,37708 x10^{-4}	4,08833
$\omega_R = 1x10^{-4}$; $\omega_Q = 1x10^{-5}$; **Autovalores FK:** 0,4579 ± 0,4161i; 0,4156					
$\lambda = 0,6$					
28-03-2014 12-50-08.501	SR	0,82541 x10^{-2}	1,27912 x10^{-5}	1,02497 x10^{-4}	6,27666
28-03-2014 12-44-29.683	0,03	0,86669 x10^{-2}	1,91691 x10^{-5}	1,01620 x10^{-4}	8,35566
02-04-2014 13-59-05.719	0,02	1,31795 x10^{-2}	1,64219 x10^{-5}	0,94986x10^{-4}	2,22833
$\lambda = 0,4$					
28-03-2014 12-54-34.962	SR	0,67418 x10^{-2}	1,42514 x10^{-5}	1,86142 x10^{-4}	9,99666
02-04-2014 14-14-06.955	0,03	0,87076 x10^{-2}	1,32514 x10^{-5}	1,38587 x10^{-4}	5,18266
02-04-2014 14-21-20.482	0,02	1,06547 x10^{-2}	1,28241 x10^{-5}	0,96524 x10^{-4}	5,62033
$\lambda = 0,2$					
28-03-2014 13-01-25.303	SR	0,55954 x10^{-2}	1,63666 x10^{-5}	6,02712 x10^{-4}	17,98399
28-03-2014 12-29-32.637	0,03	0,89809 x10^{-2}	1,56902 x10^{-5}	1,74609 x10^{-4}	7,15199
02-04-2014 14-24-04.732	0,02	1,09061 x10^{-2}	1,71211 x10^{-5}	1,11114 x10^{-4}	7,37066
$\lambda = 0,1$					
28-03-2014 13-05-07.804	SR	0,45789 x10^{-2}	2,54467 x10^{-5}	19,68251 x10^{-4}	35,92766
28-03-2014 12-35-09.612	0,03	0,79286 x10^{-2}	1,25340 x10^{-5}	2,16041 x10^{-4}	11,96599
02-04-2014 14-28-08.339	0,02	0,97919 x10^{-2}	1,28768 x10^{-5}	1,53257 x10^{-4}	9,77799
$\omega_R = 1x10^{-3}$; $\omega_Q = 1x10^{-5}$; **Autovalores FK:** 0,6390 ± 0,3386i; 0,5335					
$\lambda = 0,6$					
02-04-2014 15-07-00.056	SR	0,90847 x10^{-2}	1,37250 x10^{-5}	1,13436 x10^{-4}	5,83899
28-03-2014 13-35-54.442	0,03	0,91474 x10^{-2}	1,28243 x10^{-5}	1,06745 x10^{-4}	7,58966
02-04-2014 14-58-50.741	0,02	1,07688 x10^{-2}	1,33822 x10^{-5}	0,82903 x10^{-4}	5,18266
$\lambda = 0,4$					
02-04-2014 15-03-06.074	SR	0,68103 x10^{-2}	0,91453 x10^{-5}	1,87872 x10^{-4}	8,68366
28-03-2014 13-39-59.075	0,03	0,87510 x10^{-2}	1,01560 x10^{-5}	1,43989 x10^{-4}	6,38599
02-04-2014 14-47-24.984	0,02	0,86755 x10^{-2}	0,86241 x10^{-5}	0,84781 x10^{-4}	6,60499
$\lambda = 0,2$					
28-03-2014 13-22-53.131	SR	0,53468 x10^{-2}	1,17049 x10^{-5}	5,72654 x10^{-4}	20,82866
28-03-2014 13-26-37.367	0,03	0,84048 x10^{-2}	1,03778 x10^{-5}	1,73758 x10^{-4}	8,57433
02-04-2014 14-34-36.050	0,02	0,97817 x10^{-2}	1,11359 x10^{-5}	1,08781 x10^{-4}	5,94833
$\lambda = 0,1$					
28-03-2014 13-11-06.869	SR	0,44712 x10^{-2}	2,61030 x10^{-5}	18,98511 x10^{-4}	35,48999
28-03-2014 13-30-16.568	0,03	0,83850 x10^{-2}	0,97006 x10^{-5}	2,18910 x10^{-4}	9,66833
02-04-2014 14-32-07.175	0,02	0,95992 x10^{-2}	0,91705 x10^{-5}	1,33396 x10^{-4}	8,13666



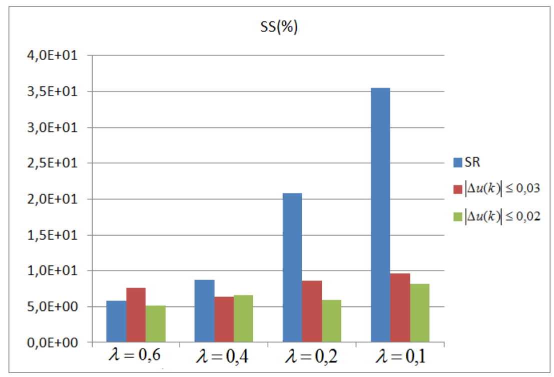
(a)



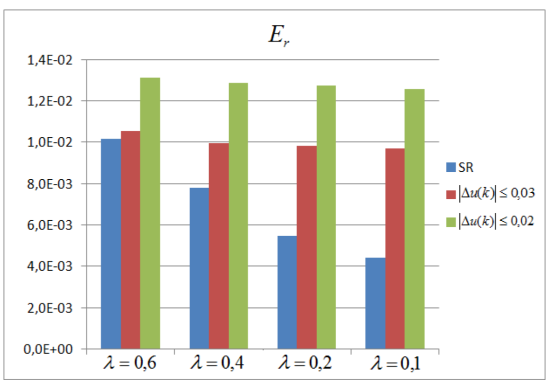
(b)



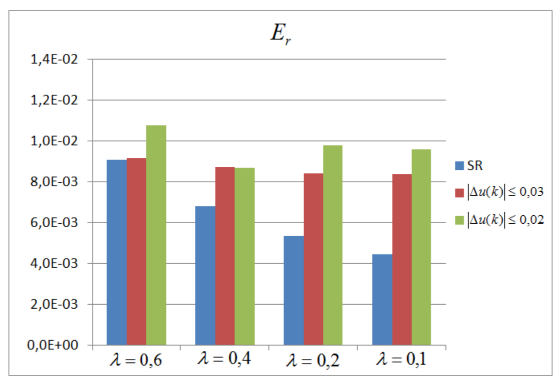
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 7.12 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o $\text{RPV}_{\text{LQG\_R1}}$ com $\omega_R = 1x10^{-3}$ e $\omega_Q = 1x10^{-5}$: (a) Índice $J_{\Delta u_a}$ na simulação do ensaio; (b) Índice $J_{\Delta u_a}$ no ensaio; (c) Sobre-sinal na simulação do ensaio; (d) Sobre-sinal no ensaio; (e) Índice E_r na simulação do ensaio; (f) Índice E_r no ensaio (SR = Sem restrição em $\Delta u_a(k)$).

A análise dos resultados apresentados nas Tabelas 7.6 e 7.7 e nas Figuras 7.9, 7.11 e 7.12 revela que:

a) Quando se considera a restrição em $\Delta u_a(k)$, observa-se uma tendência de redução do índice $J_{\Delta u_a}$ e do sobre-sinal de velocidade, tendo como referência nesta comparação os valores obtidos quando não se considera a restrição. A redução observada é maior quando se considera $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}02$. Este comportamento foi observado para todos os valores do parâmetro λ analisados na simulação do ensaio e na maioria das situações analisadas no ensaio real, conforme pode ser visualizado nas Figuras 7.12.a a 7.12.d;

b) Quando se considera a restrição em $\Delta u_a(k)$, observa-se uma tendência de aumento do índice E_r, tendo como referência nessa comparação o valor obtido quando não se considera a restrição. Este comportamento foi observado para todos os valores do parâmetro λ analisados na simulação do ensaio e na maioria das situações analisadas no ensaio real, conforme pode ser visualizado nas Figuras 7.12.e e 7.12.f;

c) No computo geral, os índices $J_{\Delta u_a}$, E_r e o sobre-sinal de velocidade, obtidos no ensaio apresentam valores próximos aos obtidos na simulação. Observa-se apenas uma pequena diferença no sobre-sinal quando se considera $\lambda = 0{,}6$, que apresentou valores um pouco maiores dos que foram previstos na simulação numérica, e no índice E_r que apresentou valores no ensaio um pouco menores que os valores previstos na simulação. Estas diferenças entre os resultados obtidos na simulação e os resultados obtidos no ensaio devem ser analisadas levando-se em consideração que na simulação numérica foi utilizado um modelo simplificado linearizado obtido para representar o sistema de potência estudado quando este opera com velocidade nominal e que, na maior parte do ensaio, o SGER opera com velocidade acima da nominal;

d) A análise das Figuras 7.9 e 7.11 revela que quando a restrição $|\Delta u_a(k)| \leq 0{,}03$ é ativa durante a simulação a resposta é mais lenta e apresenta maior sobre-sinal. Este efeito é maior principalmente quando se considera $\lambda < 0{,}4$ pois nesta situação a restrição fica ativa por mais tempo. Como consequência verifica-se a redução do esforço de controle $J_{\Delta u_a}$ e aumento do erro de velocidade E_r. Este comportamento foi observado para todos os valores do parâmetro λ analisados na simulação do ensaio e no ensaio real, conforme pode ser visualizado na Figura 7.12.

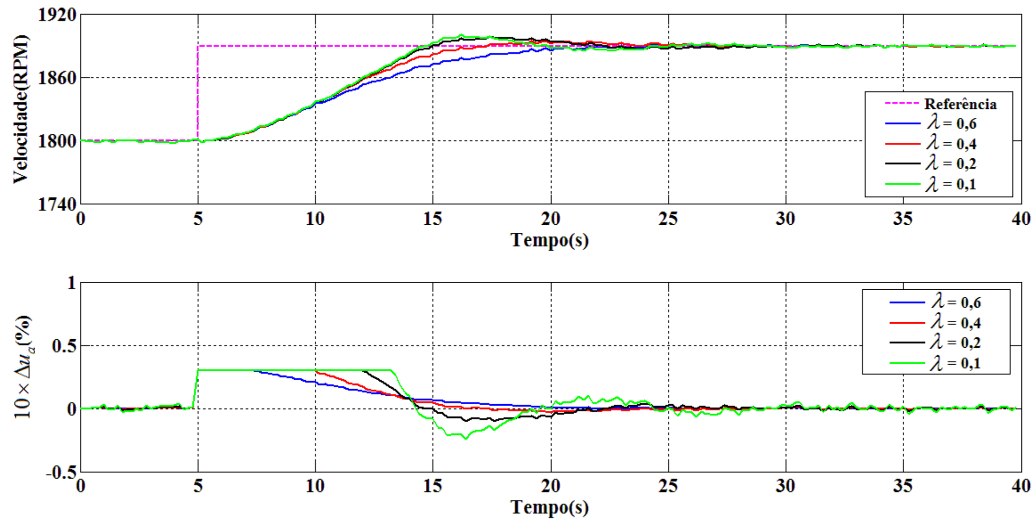
7.8 – Projeto 2 - RPV$_{MPC_R1.}$ Inclusão da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$

De forma análoga ao que foi realizado para o controlador RPV$_{LQG_SR}$, para avaliar o efeito da inclusão da restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$ no projeto do RPV$_{MPC_SR}$, será considerada uma nova formulação denominada RPV$_{MPC_R1}$. A lei de controle do RPV$_{MPC_R1}$ é obtida a partir da resolução do problema PQ definido na Eq. (7.17) considerando o MoA da Eq. (7.25) e a restrição definida pela inequação da Eq. (7.110). Será considerada a restrição aplicada somente ao elemento $\Delta u_a(k)$, conforme definido nas Eqs. (7.111) e (7.112) com $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min}$. Os demais parâmetros utilizados no RPV$_{MPC_R1}$ são os mesmos descritos na Seção 7.2.2 com $N_c = 2$, $N_p = 3$ e $r_\omega = 0{,}6$.

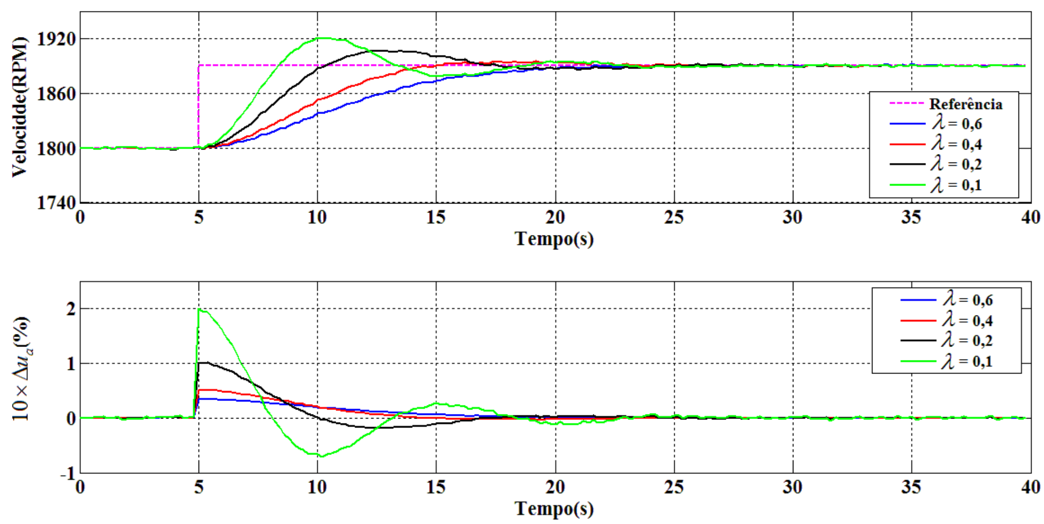
7.9 – Avaliação experimental da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o comportamento do RPV$_{MPC_R1}$

De forma análoga ao que foi realizado para o controlador RPV$_{LQG_R1}$, para avaliar experimentalmente a influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o funcionamento do RPV$_{MPC_R1}$ será realizado um ensaio do tipo resposta ao degrau idêntico ao que foi apresentado na Seção 7.7.

Antes de executar o ensaio no sistema de potência real, foi realizada uma simulação do experimento utilizando os recursos do simulador ***PowerSim_PredC_Id*** desenvolvido. Na Figura 7.13.a, são apresentados os resultados obtidos na simulação do ensaio com $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$ para diferentes valores do parâmetro λ. Para fins de comparação, na Figura 7.13.b são apresentados os resultados obtidos na simulação do mesmo ensaio sem considerar a restrição sobre $\Delta u_a(k)$. Durante esta simulação, o sinal de saída do modelo, simulado de acordo com a Eq. (7.23), foi corrompido pelo sinal de ruído descrito na Tabela 7.3. Todas as simulações foram realizadas com o mesmo conjunto de valores do ruído de medição que foi utilizado na Seção 7.6 para avaliar o RPV$_{LQG_R1}$.



(a)



(b)

Figura 7.13 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{\text{MPC_R1}}$: simulação do ensaio de resposta ao degrau em vazio realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído: (a) Restrições ativas $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$; (b) Restrições inativas.

Os resultados obtidos na avaliação dos índices E_r e $J_{\Delta u_a}$, das Eqs. (7.108) e (7.113), respectivamente, e do sobre-sinal de velocidade durante o ensaio para diferentes valores dos parâmetros λ com e sem a restrição ativa são apresentados na Tabela 7.8 onde também são apresentados os autovalores dominantes do controlador.

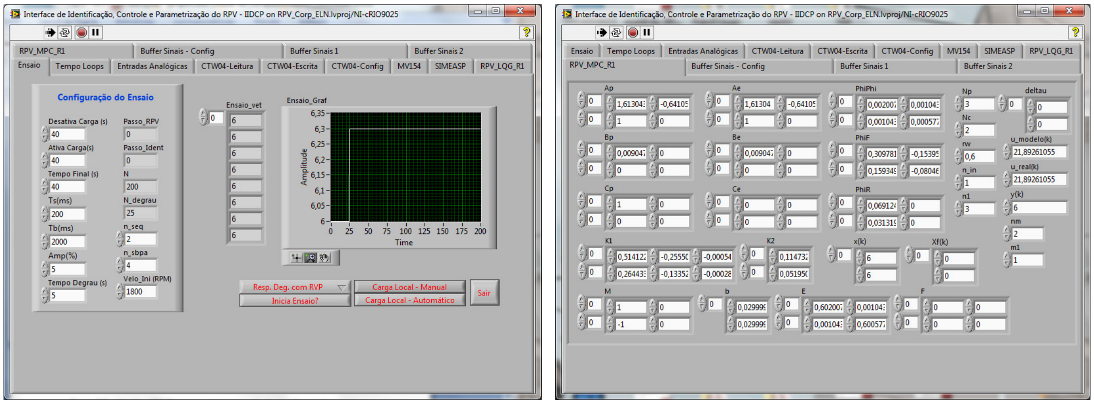
Tabela 7.8 – Avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{MPC_R1}$: simulação do ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade. (SR – Sem restrição em $\Delta u_a(k)$)

ID	$\Delta u^{max} = -\Delta u^{min}$	E_r	$J_{\Delta u_a}$	SS(%)	Autovalores Controlador
			$\lambda = 0{,}6$		
1	SR	1,01842 x10^{-2}	1,26509 x10^{-4}	0,67009	0.9507 ± 0.0240i; 0.7063
2	0,03	1,05568 x10^{-2}	1,21121 x10^{-4}	0,65698	
3	0,02	1,31253 x10^{-2}	0,91880 x10^{-4}	0,48200	
			$\lambda = 0{,}4$		
4	SR	0,78246 x10^{-2}	2,13784 x10^{-4}	4,94174	0.9502 ± 0.0446i; 0.7048
5	0,03	0,99750 x10^{-2}	1,51326 x10^{-4}	4,11924	
6	0,02	1,28926 x10^{-2}	1,04189 x10^{-4}	2,90825	
			$\lambda = 0{,}2$		
7	SR	0,55085 x10^{-2}	5,73621 x10^{-4}	18,53295	0.9484 ± 0.0781i; 0.7007
8	0,03	0,98528 x10^{-2}	1,88305 x10^{-4}	9,19606	
9	0,02	1,27811 x10^{-2}	1,21293 x10^{-4}	6,61176	
			$\lambda = 0{,}1$		
10	SR	0,44271 x10^{-2}	17,39376 x10^{-4}	34,26202	0.9445 ± 0.1176i; 0.6937
11	0,03	0,97515 x10^{-2}	2,28929 x10^{-4}	10,58922	
12	0,02	1,26408 x10^{-2}	1,42331 x10^{-4}	7,72013	

Após a realização da simulação do ensaio utilizando os recursos do ***PowerSim_PredC_Id***, o algoritmo do controlador RPV$_{MPC_R1}$ foi embarcado na memória do controlador industrial NI cRIO-9025 e o ensaio foi então realizado utilizando o sistema de potência real. Na Figura 7.14, é apresentada a configuração da interface IIDCP durante o ensaio realizado.

Na Figura 7.15.a, são apresentados os resultados obtidos no ensaio de resposta ao degrau em vazio realizado no sistema de potência real com $\Delta u^{max} = -\Delta u^{min} = 0{,}03$. Para fins de comparação, na Figura 7.15.b são apresentados os resultados obtidos no mesmo ensaio sem considerar a restrição sobre $\Delta u_a(k)$.

Os resultados obtidos para os índices E_r e $J_{\Delta u_a}$, das Eqs. (7.108) e (7.113), respectivamente, e para o sobre-sinal de velocidade durante o ensaio para diferentes valores dos parâmetros λ com e sem a restrição ativa são apresentados na Tabela 7.9. Na Figura 7.16 são apresentados os comportamentos gráficos dos índices $J_{\Delta u_a}$, E_r e do sobre-sinal obtidos na simulação do ensaio e no ensaio realizado.

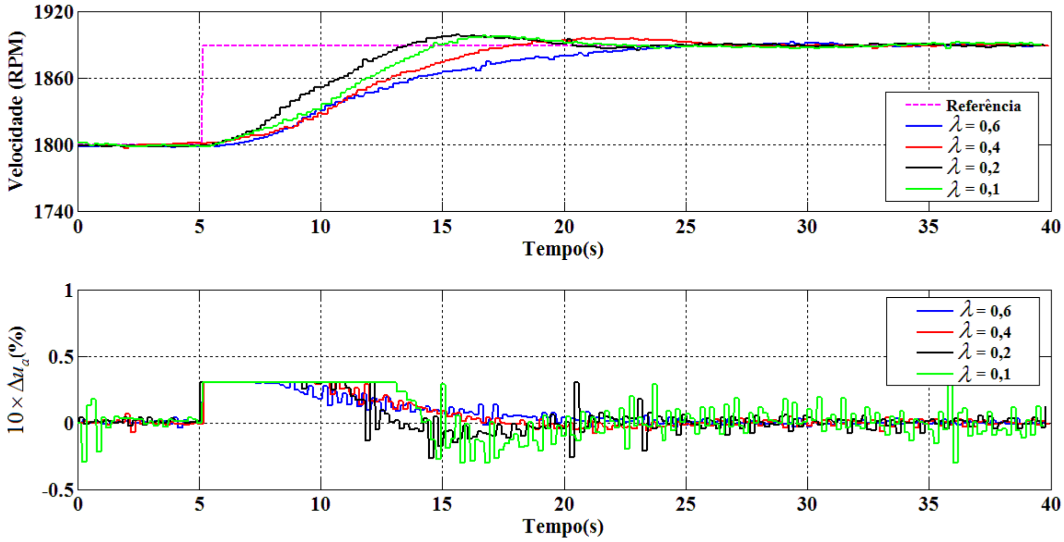


(a) (b)

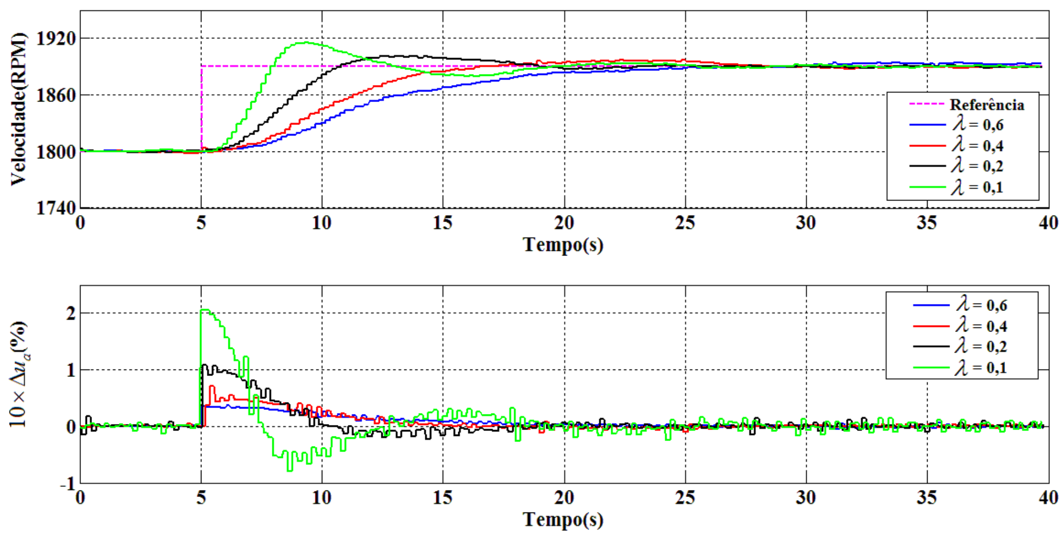
Figura 7.14 – Interface IIDCP durante o ensaio de avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o comportamento do RPV$_{\mathrm{MPC_R1}}$. (a) Aba de configuração do ensaio; (b) Aba de configuração do algoritmo preditivo.

Tabela 7.9 – Avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{\mathrm{MPC_R1}}$: ensaio de resposta ao degrau na referência de velocidade. (SR – Sem restrição em $\Delta u_a(k)$)

ID	$\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min}$	E_r	$J_{\Delta u_a}$	**SS(%)**
		$\lambda = 0{,}6$		
02-04-2014 09-06-29.992	SR	1,16475 x10^{-2}	1,43174 x10^{-4}	4,41666
02-04-2014 08-47-06.706	0,03	1,19878 x10^{-2}	1,35245 x10^{-4}	3,10366
02-04-2014 08-56-55.234	0,02	1,40790 x10^{-2}	0,98794 x10^{-4}	2,33766
		$\lambda = 0{,}4$		
02-04-2014 09-10-09.916	SR	0,88149 x10^{-2}	2,42243 x10^{-4}	7,48033
02-04-2014 09-18-39.777	0,03	1,06422 x10^{-2}	1,59760 x10^{-4}	7,04266
02-04-2014 09-15-49.037	0,02	1,33708 x10^{-2}	1,09053 x10^{-4}	5,29199
		$\lambda = 0{,}2$		
02-04-2014 10-22-27.132	SR	0,58328 x10^{-2}	6,04376 x10^{-4}	12,40366
02-04-2014 10-16-05.074	0,03	0,77284 x10^{-2}	1,79881 x10^{-4}	10,21566
02-04-2014 10-19-59.173	0,02	1,82956 x10^{-2}	1,48302 x10^{-4}	8,46499
		$\lambda = 0{,}1$		
02-04-2014 10-28-22.882	SR	0,42675 x10^{-2}	16,68363 x10^{-4}	28,37799
02-04-2014 10-39-51.340	0,03	0,94306 x10^{-2}	2,91156 x10^{-4}	9,44966
02-04-2014 10-31-29.257	0,02	1,43680 x10^{-2}	1,79209 x10^{-4}	7,58966



(a)



(b)

Figura 7.15 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{\text{MPC_R1}}$: ensaio de resposta ao degrau em vazio no sistema de potência real com $\Delta u^{\max} = -\Delta u^{\min} = 0{,}03$: (a) Restrições ativas; (b) Restrições inativas.

A análise dos resultados apresentados nas Tabelas 7.8 e 7.9 e nas Figuras 7.13, 7.15 e 7.16 revela que:

a) Quando se considera a restrição em $\Delta u_a(k)$, observa-se uma tendência de redução do índice $J_{\Delta u_a}$ e do sobre-sinal no sinal de velocidade, tendo como referência nessa comparação os valores obtidos quando não se considera a restrição. A redução observada é maior quando se considera a restrição $|\Delta u_a(k)| \leq 0{,}02$. Este comportamento foi observado para todos os valores do parâmetro λ analisados na simulação do ensaio e no ensaio real, conforme pode ser visualizado nas Figuras 7.16.a a 7.16.d;

b) Quando se considera a restrição em $\Delta u_a(k)$, observa-se uma tendência de aumento do índice E_r, tendo como referência nessa comparação o valor obtido quando não se considera a restrição. Este comportamento foi observado para todos os valores do parâmetro λ analisados tanto na simulação do ensaio como no ensaio real, conforme pode ser visualizado nas Figuras 7.16.e e 7.16.f;

c) No computo geral, os índices $J_{\Delta u_a}$, E_r e o sobre-sinal de velocidade, obtidos no ensaio, apresentam valores próximos aos obtidos na simulação. Observa-se uma pequena diferença nos valores do sobre-sinal quando se considera $\lambda = 0{,}6$ e $\lambda = 0{,}1$ e no índice E_r que, em algumas das situações analisadas, apresentou valores um pouco diferentes no ensaio do que fora previsto na simulação;

d) No ensaio verifica-se que o ruído de medição do sinal de velocidade afeta o sinal de controle de forma mais acentuada do que fora previsto na simulação numérica, conforme pode ser constatado comparando as Figuras 7.13 e 7.15. No entanto, esta degradação da imunidade ao ruído não afeta de forma significativa o desempenho do controlador que foi compatível com o desempenho previsto na simulação numérica. Este comportamento pode ser atribuído a ausência do esquema de estimação ótima de estados proporcionada pelo FK que pode ter aumentado a influência do ruído de medição sobre o comportamento do RPV_{MPC} de forma não prevista pela simulação numérica;

e) Apesar de o comportamento do RPV_{MPC} ser próximo ao que fora previsto na teoria, verifica-se que este controlador tem um desempenho inferior ao que foi obtido com o controlador RPV_{LQG}, em relação ao capacidade de rejeição de distúrbios durante o ensaio, conforme pode ser visualmente constatado a partir da comparação entre as Figuras 7.11 e 7.15. Esta característica do RPV_{MPC} pode ser atribuída à ausência do esquema de estimação ótima de estados baseado em FK que foi utilizado no RPV_{LQG}.

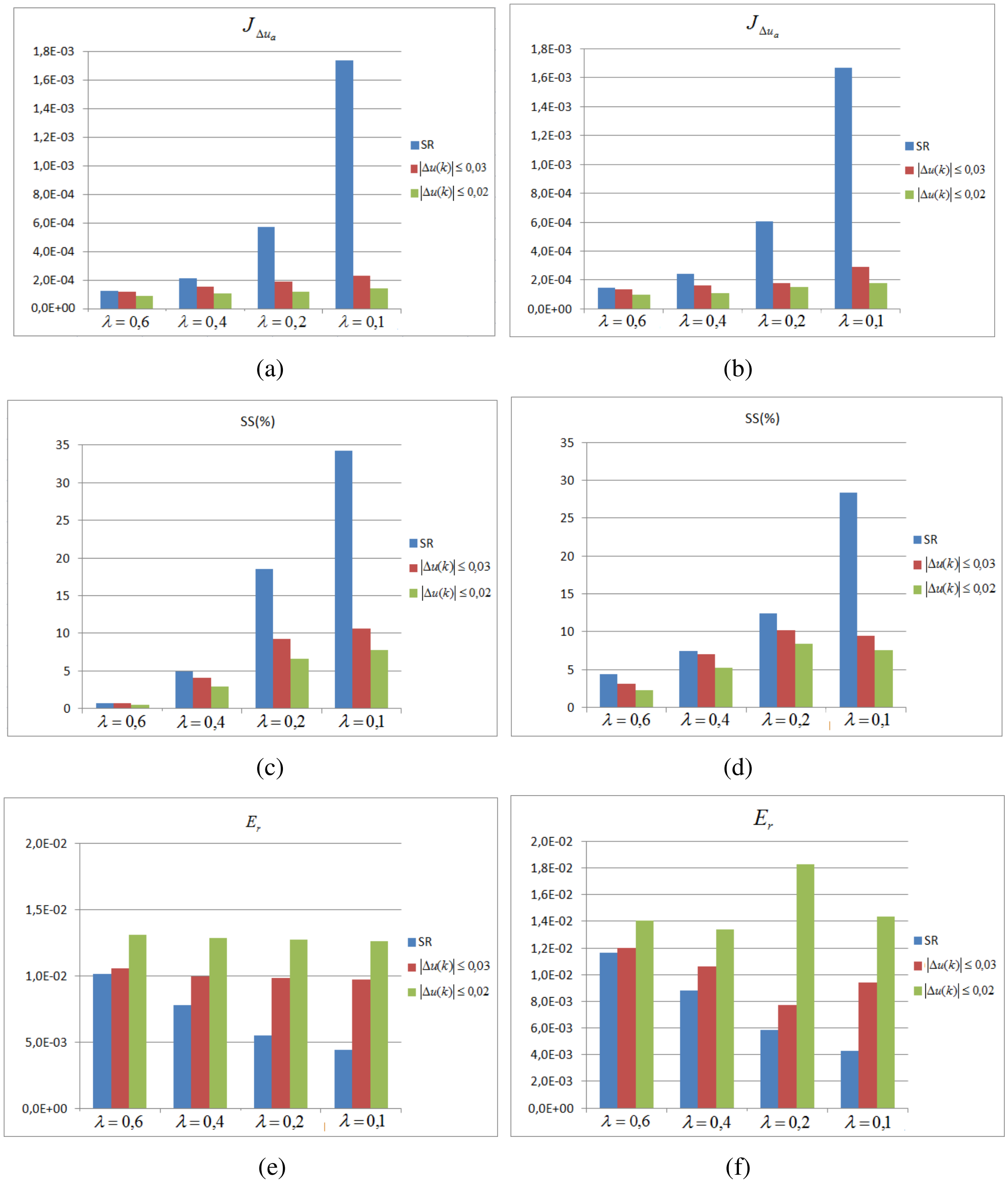


Figura 7.16 – Resultado da avaliação da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ sobre o RPV$_{MPC_R1}$: (a) Índice $J_{\Delta u_a}$ na simulação do ensaio; (b) Índice $J_{\Delta u_a}$ no ensaio; (c) Sobre-sinal na simulação do ensaio; (d) Sobre-sinal no ensaio; (e) Índice E_r na simulação do ensaio; (f) Índice E_r no ensaio (SR = Sem restrição em $\Delta u_a(k)$).

7.10 - Avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e do RPV_{LQG}

Uma vez finalizados os projetos dos controladores RPV_{MPC} e RPV_{LQG}, os mesmos foram avaliados, de forma comparativa, por meio de um ensaio idêntico ao que foi utilizado na Seção 6.11 para avaliara o RPV_{F_GPCI}. O ensaio consiste na aplicação de uma perturbação de carga elétrica de aproximadamente 340W (0,28pu na base de 1,2 kVA, a potência nominal do gerador) em t = 10s. Após esta perturbação, o sistema passa a operar na condição $\tilde{\varphi}_{T1} = \lfloor P \;\; Q \rfloor = [0{,}28 \;\; 0{,}0]$. Em t = 40s é aplicada uma segunda perturbação do tipo degrau de amplitude 3% na referência de velocidade, com a retirada da carga na nova condição de operação em t = 80s.

De forma análoga ao que foi feito no Capítulo 6 na avaliação de desempenho do RPV_{F_GPCI}, para contemplar todas as características das duas formulações de controle preditivo de velocidade descritas neste capítulo, serão avaliados quatro projetos. As características de cada projeto são apresentadas na Tabela 7.10.

Antes de executar o ensaio no sistema de potência real, foi realizada uma simulação do experimento utilizando os recursos do simulador ***PowerSim_PredC_Id*** desenvolvido neste trabalho. Durante esta simulação, o sinal de velocidade foi obtido a partir do modelo CARIMA da Eq. (6.14) que representa a dinâmica da malha de velocidade do SGER incluindo a dinâmica da perturbação de carga. A representação em espaço de estados equivalente deste modelo, considerando $c_1 = 0$, é a seguinte:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k+1) \\ \omega(k) \\ u_a(k) \\ \upsilon(k+1) \\ \upsilon(k) \\ \upsilon(k-1) \\ \upsilon(k-2) \end{bmatrix}}_{x_p(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & b_1 & d_1 & d_2 & d_3 & d_4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{A_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k) \\ \omega(k-1) \\ u_a(k-1) \\ \upsilon(k) \\ \upsilon(k-1) \\ \upsilon(k-2) \\ \upsilon(k-3) \end{bmatrix}}_{x_p(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_p} \underbrace{u_a(k)}_{u(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} d_0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_\upsilon} \upsilon(k+1)$$

$$\underbrace{\omega(k)}_{y(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega(k) \\ \omega(k-1) \\ u_a(k-1) \\ \upsilon(k) \\ \upsilon(k-1) \\ \upsilon(k-2) \\ \upsilon(k-3) \end{bmatrix}}_{x_p(k)} \tag{7.114}$$

sendo $\upsilon(k)$ a variável que representa a perturbação de carga do gerador síncrono. Os coeficientes d_i são obtidos a partir da Tabela 6.9.

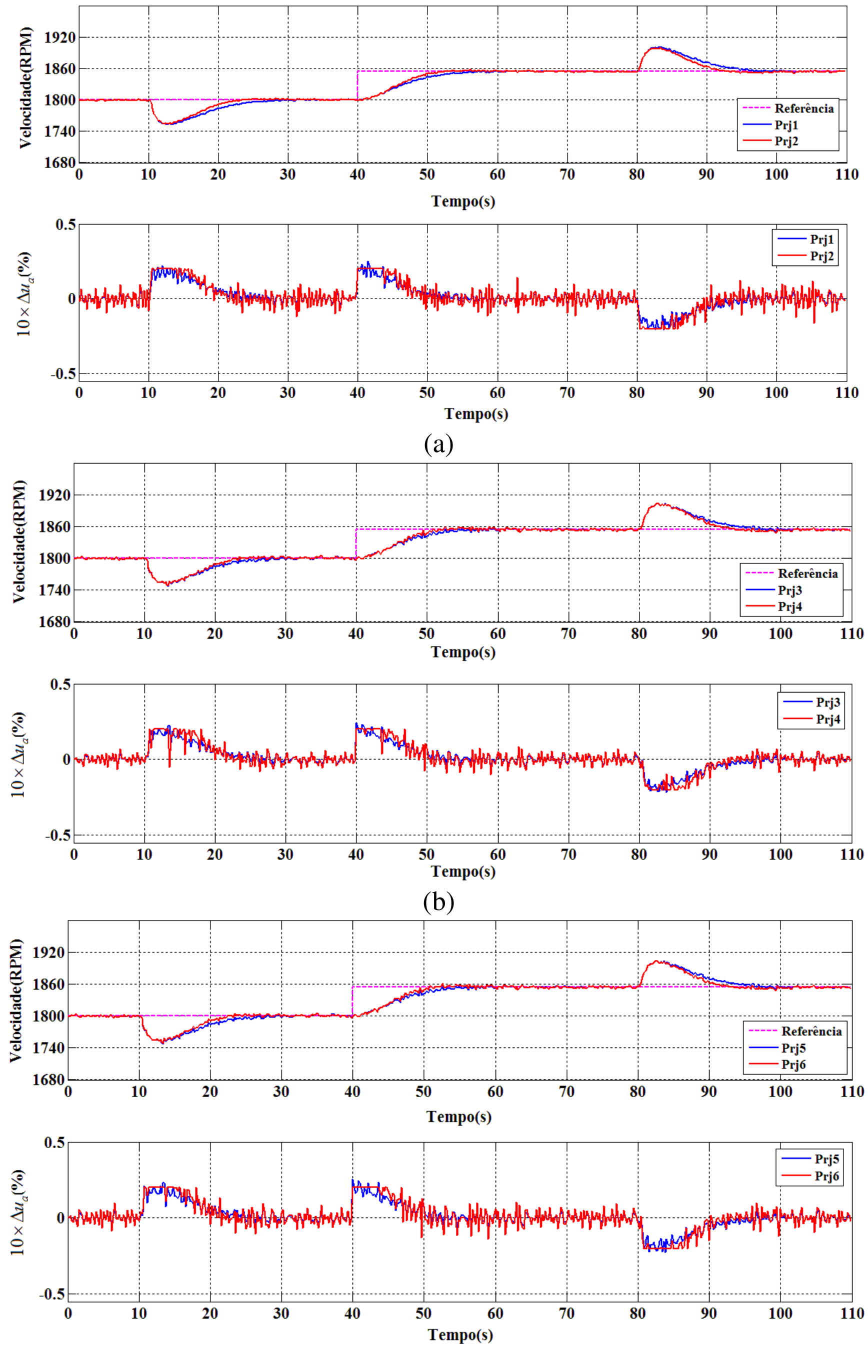
Tabela 7.10 – Detalhes dos projetos do RPV_{MPC} e do RPV_{LQG} avaliados de forma comparativa no SGER (NU - Não utilizado).

ID Projeto	λ	N_1	N_2	N_u	γ	Restrição em $\Delta u_a(k)$	FK	Descrição do Projeto
Prj1	0,6	1	3	2	NU	NU	NU	Baseado no RPV_{MPC_SR}. Lei de controle representada pela Eq. (7.29), conforme descrito na Seção 7.2.2
Prj2	0,4	1	3	2	NU	Ativa	NU	Baseado no RPV_{MPC_R1}, conforme descrito na Seção 7.7, com restrição ativa em $\Delta u^{max} = -\Delta u^{min} = 0{,}02$
Prj3	0,6	1	3	2	NU	NU	$\omega_R = \omega_Q = 1x10^{-5}$	Baseado no RPV_{MPC_SR}. Lei de controle representada pela Eq. (7.29), conforme descrito na Seção 7.2.2, utilizando o FK para estimar o vetor de variáveis de estados $\hat{x}(k)$ do modelo da Eq. (7.25)
Prj4	0,4	1	3	2	NU	Ativa	$\omega_R = \omega_Q = 1x10^{-5}$	Baseado no RPV_{MPC_R1}, conforme descrito na Seção 7.7, com restrição ativa em $\Delta u^{max} = -\Delta u^{min} = 0{,}02$ utilizando o FK para estimar o vetor de variáveis de estados $\hat{x}(k)$ do modelo da Eq. (7.25)
Prj5	0,6	1	3	2	0,05	NU	$\omega_R = \omega_Q = 1x10^{-5}$	Baseado no RPV_{LQG_SR}. Lei de controle representada pela Eq. (7.88), conforme descrito na Seção 7.3.2, utilizando FK para estimar o vetor de variáveis de estados $\hat{x}(k)$
Prj6	0,4	1	3	2	0,05	Ativa	$\omega_R = \omega_Q = 1x10^{-5}$	Baseado no RPV_{LQG_R1}, conforme descrito na Seção 7.5, com restrição ativa em $\Delta u^{max} = -\Delta u^{min} = 0{,}02$ utilizando FK para estimar o vetor de variáveis de estados $\hat{x}(k)$

Durante a simulação do ensaio, a saída do modelo da Eq (7.114) foi corrompida com o sinal de ruído descrito na Tabela 7.3. Na Figura 7.17, são apresentados, em forma de gráficos, os resultados obtidos com os seis projetos na simulação do ensaio de avaliação. O desempenho no auxílio ao controle de velocidade durante a simulação foi avaliado por meio dos critérios E_r e $J_{\Delta u_a}$, das Eqs. (7.108) e (7.113) respectivamente, pelo sobre-sinal de velocidade registrado após a perturbação na referência de velocidade e pelo índice $\Delta\omega_{\min}$ definido na Eq. (6.23) . Os valores destes índices de desempenho obtidos na simulação são apresentados na Tabela 7.11.

Após a realização da simulação utilizando os recursos do ***PowerSim_PredC_Id***, o ensaio foi então realizado utilizando o sistema de potência real. Na Figura 7.18, é apresentada a configuração da interface IIDCP durante o ensaio realizado.

Na Figura 7.19, são apresentados de forma gráfica os resultados obtidos no ensaio realizado no SGER.

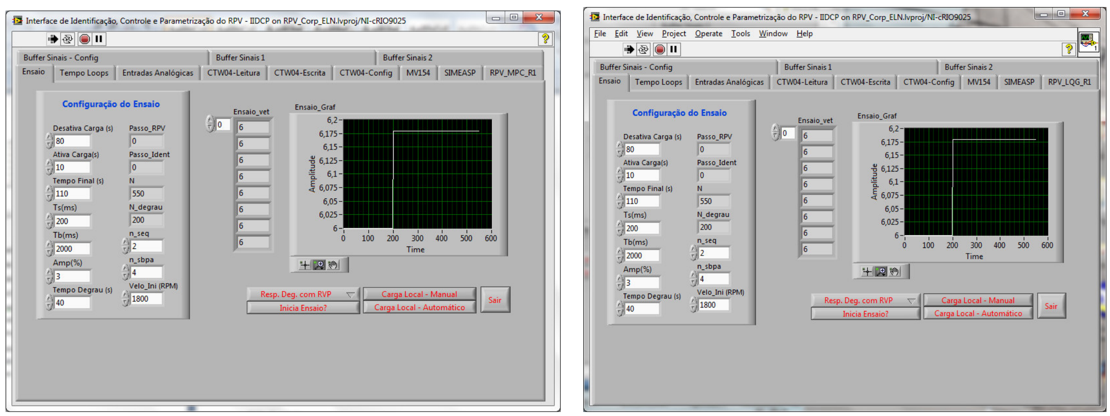


(c)

Figura 7.17: Simulação do ensaio de avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e RPV_{LQG}. Simulação realizada no ***PowerSim_PredC_Id*** com modelo linear corrompido por ruído: a) Prj1 e Prj2; b) Prj3 e Prj4; c) Prj5 e Prj6.

Tabela 7.11 – Resultados obtidos na simulação do ensaio de avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e RPV_{LQG}.

ID Projeto	E_r	$J_{\Delta u_a}$	SS(%)	$\Delta\omega_{\min}$
Prj1	3,95424 x10^{-3}	9,20262 x10^{-5}	0,2438	0,15652
Prj2	3,69422 x10^{-3}	12,99324 x10^{-5}	3,7232	0,15356
Prj3	4,00476 x10^{-3}	5,73326 x10^{-5}	0	0,15769
Prj4	3,73534 x10^{-3}	7,54744 x10^{-5}	3,3815	0,15593
Prj5	3,99319 x10^{-3}	6,15293 x10^{-5}	0	0,15735
Prj6	3,53632 x10^{-3}	8,54570x10^{-5}	3,6430	0,15461



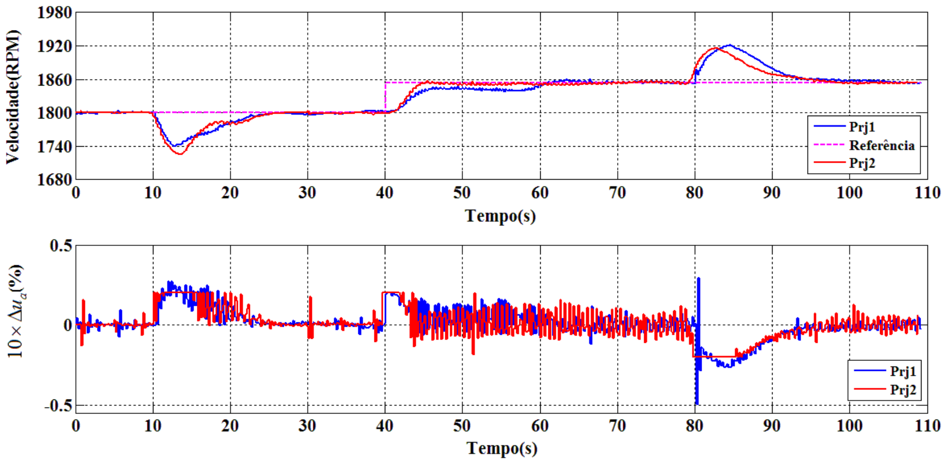
(a) (b)

Figura 7.18 – Interface IIDCP durante o ensaio de avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e do RPV_{LQG}. (a) Configuração do RPV_{MPC}; (b) Configuração do RPV_{LQG}.

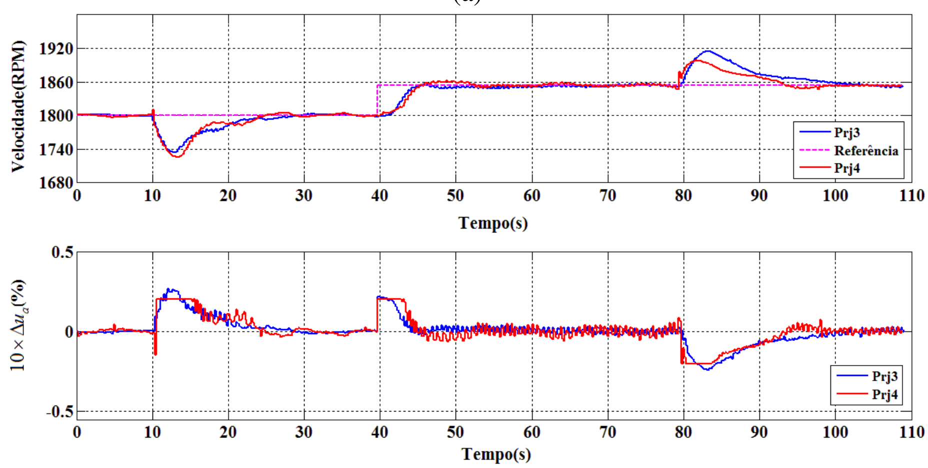
Os valores dos índices de desempenho obtidos durante o ensaio são apresentados na Tabela 7.12. Na Figura 7.20 são apresentados os comportamentos gráficos dos índices $J_{\Delta u_a}$, E_r, $\Delta\omega_{\min}$ e do sobre-sinal obtidos no ensaio e na sua simulação.

Tabela 7.12 – Resultados obtidos no ensaio de avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e do RPV_{LQG} realizado no sistema de potência real.

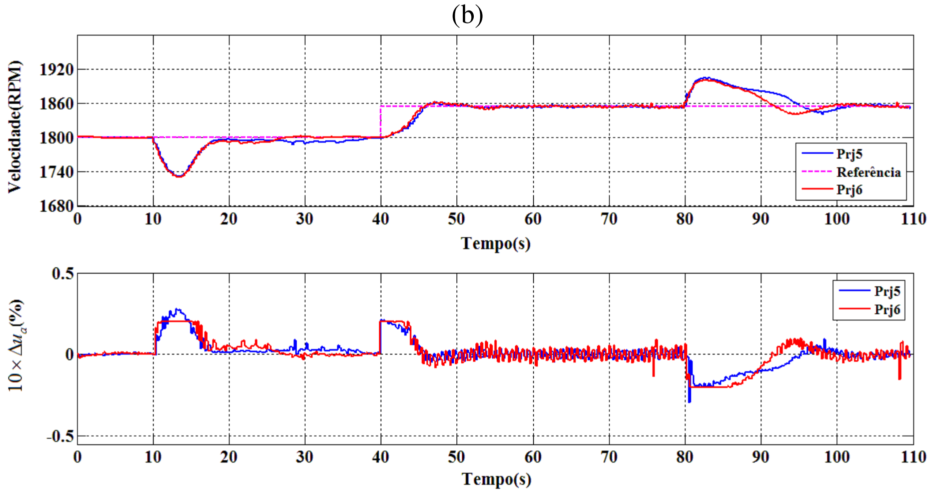
ID Ensaio	ID Projeto	E_r	$J_{\Delta u_a}$	SS(%)	$\Delta\omega_{\min}$
09-04-2014 12-33-03.034	**Prj1**	5,32918 x10^{-3}	9,19458 x10^{-5}	0	0,201100
09-04-2014 14-52-17.417	**Prj2**	4,97047 x10^{-3}	9,44566 x10^{-5}	3,8211	0,247710
09-04-2014 14-01-19.082	**Prj3**	4,68816 x10^{-3}	6,30587 x10^{-5}	2,9094	0,218825
09-04-2014 14-25-36.471	**Prj4**	4,00790 x10^{-3}	6,83892 x10^{-5}	14,58	0,245412
09-04-2014 15-38-43.234	**Prj5**	4,39303 x10^{-3}	6,12551 x10^{-5}	12,3916	0,227030
09-04-2014 15-25-28.146	**Prj6**	4,05188 x10^{-3}	7,46939 x10^{-5}	15,1272	0,231298



(a)



(b)



(c)

Figura 7.19: Ensaio de avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e RPV_{LQG} realizado no sistema de potência real: a) Prj1 e Prj2; b) Prj3 e Prj4; c) Prj5 e Prj6.

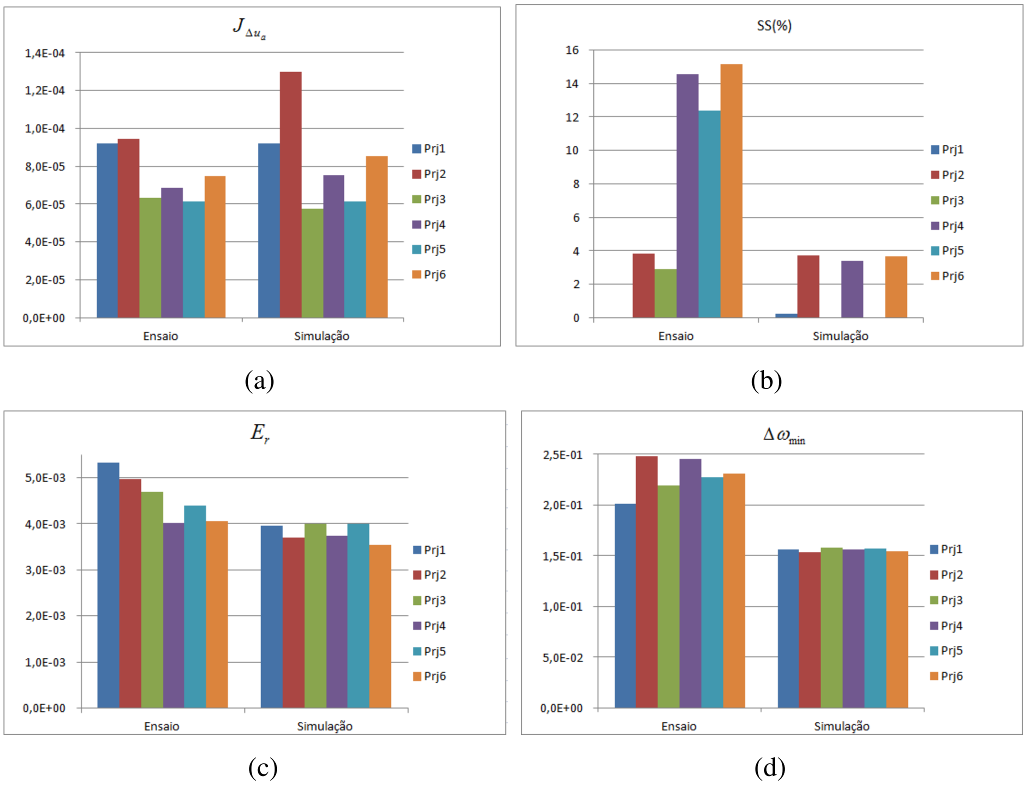


Figura 7.20 – Resultados obtidos na avaliação comparativa de desempenho do RPV_{MPC} e do RPV_{LQG}: (a) Índice $J_{\Delta u_a}$; (b) Sobre-sinal; (c) Índice E_r; (d) Índice $\Delta\omega_{\min}$.

A análise dos resultados apresentados nas Tabelas 7.11 e 7.12 e nas Figuras 7.17, 7.19 e 7.20 revela que:

a) Quando se considera o esquema de estimação de variáveis de estados com o FK, observa-se uma redução no nível de ruído sobreposto ao sinal $\Delta u_a(k)$ no controlador RPV_{MPC}. Este comportamento foi observado na simulação numérica (comparar as Figuras 7.17a e 7.17.b) e no ensaio real (comparar as Figuras 7.19a e 7.19.b), conforme pode ser comprovado graficamente na Figura 7.20.a (comparar os valores do índice $J_{\Delta u_a}$ obtidos nos projetos 1 e 2 com os que foram obtidos nos projetos 3 e 4);

b) Dentre todas as estratégias avaliadas o controlador RPV_{MPC} implementado sem o estimador de variáveis de estados (projetos 1 e 2) apresentou os piores resultados na minimização do índice $J_{\Delta u_a}$, durante a simulação e no ensaio real, conforme apresentado na Figura 7.20.a;

c) Os valores obtidos para o índice de desempenho $J_{\Delta u_a}$ na simulação numérica são aproximadamente iguais aos que foram obtidos no ensaio real na maioria das situações analisadas, conforme pode ser constatado na Figura 7.20.a. Os índices E_r e $\Delta\omega_{\min}$ apresentam valores um pouco maiores no ensaio real, conforme apresentado nas Figura 7.20.c e 7.20.d. Estas diferenças entre o comportamento real e o comportamento simulado podem ser atribuídas ao fato de que, durante o ensaio analisado, o SGER opera em uma condição operacional um pouco diferente da condição onde o modelo de predição utilizado nos controladores preditivos foi identificado. A malha de velocidade do sistema de potência estudado apresenta um comportamento dinâmico dependente da condição operacional, representada pelo vetor $\tilde{\varphi} = \lfloor P \quad Q \rfloor$. Na simulação numérica, foi considerado um modelo linear identificado com o gerador sem carga na condição operacional $\tilde{\varphi} = [0{,}0\ 0{,}0]$ enquanto que na maior parte do ensaio o sistema de potência opera no entorno do ponto de operação $\tilde{\varphi}_{T1} = [0{,}28\ 0{,}0]$;

d) Após a aplicação da perturbação em degrau na variável velocidade verificam-se oscilações de pequena magnitude sobrepostas ao sinal de controle $\Delta u_a(k)$ durante o ensaio real para todos os projetos analisados e, principalmente, quando se considera o RPV_{MPC} sem o esquema de estimação de variáveis de estados (projetos 1 e 2). Atribui-se este comportamento ao fato de que o modelo linear utilizado no projeto do controlador preditivo foi identificado com o SGER operando na velocidade nominal e sem carga no gerador na condição operacional $\tilde{\varphi} = [0{,}0\ 0{,}0]$;

e) Como durante o ensaio o sistema de potência opera em uma condição de operação um pouco diferente da condição onde o modelo de predição foi identificado, a dinâmica do FK não pôde ser completamente cancelada em malha fechada, conforme previsto teoricamente na Seção 7.3.3 Eq. (7.94). Devido a este fato, o padrão de resposta do RPV é um pouco diferente do que fora previsto na simulação numérica quando se utiliza o FK, conforme pode ser observado comparando as Figuras 7.19b e 7.19c com as Figuras 7.17b e 7.17c principalmente após a aplicação da perturbação na referência de velocidade. A influência do FK sobre a resposta dos controladores está relacionada à escolha dos parâmetros de sintonia ω_R e ω_Q. Está fora do escopo deste trabalho determinar o melhor valor destes parâmetros de forma a se obter a melhor resposta dos controladores preditivos. Por meio de um ensaio simples, como o que foi apresentado na Figura 7.3, foi possível estimar o valor da variância do ruído de medição presente no sinal de velocidade e dessa forma escolher, empiricamente, os parâmetros de sintonia do FK.

7.11 – Conclusão

Neste capítulo, foram apresentadas duas formulações alternativas para o controlador RPV utilizando modelos de espaço de estados. Uma das diferenças entre as duas formulações alternativas, é o esquema de estimação de estados utilizado. Na alternativa baseada na formulação de controle LQG, é necessário estimar em tempo real o vetor de estados do modelo. Neste trabalho, optou-se por utilizar o FK para realizar esta tarefa de estimação. Os testes de avaliação realizados por experimentação e por simulação numérica comprovaram a eficiência deste algoritmo.

Após a apresentação dos projetos básicos, foi apresentada a formulação matemática do controlador RPV contemplando as restrições sobre a variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$. A influência do parâmetro de projeto λ, da restrição em $\Delta u_a(k)$ e do FK sobre o comportamento dos algoritmos preditivos baseados nas formulações MPC e LQG foi avaliada por meio de simulação e experimentação. Verificou-se que ao se alterar a parametrização destes algoritmos, alteram-se os índices de desempenho $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_{ω} de acordo com as tendências apresentadas na Tabela 7.13.

Tabela 7.13 – Resumo da influência da restrição em $\Delta u_a(k)$ e do FK sobre o comportamento dos controladores RPV_{LQG} e RPV_{MPC}. ($\uparrow$ tendência de aumento; $\downarrow$ tendência de diminuição; $\otimes$ parâmetro irrelevante, ou não considerado na análise; $\updownarrow$ comportamento sem tendência definida ou não identificada; NU - não utilizado; U – utilizado; FK – Filtro de Kalman).

ID	Referência Ensaio	Características do controlador				Índice de Desempenho		
		λ	Restrição	FK	Estratégia Controle	SS(%)	$J_{\Delta u_a}$	E_r
1	Tabelas 7.6 e 7.7 Figura 7.12	$\downarrow$	SR	U	LQG	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
2		$\downarrow$	$\lvert\Delta u_a\rvert \le 0{,}03$	U	LQG	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
3		$\downarrow$	$\lvert\Delta u_a\rvert \le 0{,}02$	U	LQG	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
4	Tabelas 7.8 e 7.9 Figura 7.16	$\downarrow$	SR	NU	MPC	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
5		$\downarrow$	$\lvert\Delta u_a\rvert \le 0{,}03$	NU	MPC	$\uparrow$	$\uparrow$	$\downarrow$
6		$\downarrow$	$\lvert\Delta u_a\rvert \le 0{,}02$	NU	MPC	$\uparrow$	$\uparrow$	$\updownarrow$
7	Tabelas 7.11 e 7.12 Figura 7.20	$\otimes$	$\otimes$	U	MPC	$\updownarrow$	$\downarrow$	$\updownarrow$
8		$\otimes$	$\otimes$	NU	MPC	$\updownarrow$	$\uparrow$	$\updownarrow$

Por fim na Seção 7.10 o desempenho dos controladores RPV_{MPC} e RPV_{LQG} foi avaliado de forma comparativa em um ensaio que contemplou alterações na referência de velocidade e perturbações de carga elétrica. Foram avaliados 6 projetos com diferentes parametrizações com e sem restrições considerando ou não a dinâmica do estimador de variáveis de estado em malha fechada. As duas formulações alternativas do RPV foram capazes de lidar adequadamente com as peculiaridades da malha de velocidade do sistema de potência estudado. No próximo capítulo serão apresentadas as conclusões finais desta tese.

8 Conclusão

8.1 Considerações Finais

Um sistema elétrico de potência interconectado não pode ser operado sem controles (Rogers, 2000). A maioria das unidades de geração é equipada com reguladores automáticos de velocidade que mantém a velocidade constante. Os reguladores automáticos de tensão ajustam o nível de excitação dos geradores para manter a tensão constante. No entanto, a maioria destas estruturas de controle utiliza realimentação negativa com elevados ganhos, que podem reduzir as margens de estabilidade e provocar o aumento da amplitude das oscilações eletromecânicas inerentes ao SEP.

As estratégias de controle automático utilizadas em um sistema de potência devem, portanto ser projetadas para amortecer as oscilações ao invés de amplifica-las. Uma forma de fazer isto é utilizar ESPs implantados nas unidades de geração.

No Capítulo 4, foram apresentadas 8 alternativas de projeto de ESPs com estrutura de controle digital descentralizada implantadas em um sistema do tipo MSBI. A análise modal deste sistema revelou que, na maioria das condições operacionais analisadas existe um modo de oscilação com baixo valor de amortecimento. Foram avaliadas, de forma comparativa, estratégias monovariáveis e multivariáveis com técnicas de projeto da lei de controle do tipo GPC e alocação de polos com realimentação da saída.

A análise das simulações apresentadas o Capítulo 4 revelou que:

1. A utilização de um sinal de controle estabilizante nas malhas de regulação de velocidade e de tensão pode melhorar o desempenho do sistema MSBI durante os inevitáveis transitórios que sucedem contingências operacionais do tipo curto-circuito, perdas de circuitos de transmissão e alterações nas referências de regulação de velocidade e de tensão, conforme foi verificado nos 4 testes realizados;
2. Em determinadas condições, é possível melhorar o amortecimento natural do sistema de potência estudado utilizando ESPs projetados com técnicas monovariáveis a parâmetros fixos. No entanto, o desempenho observado foi inferior ao ideal quando o sistema MSBI passou a operar em condições operacionais diferentes daquela que foi utilizada no projeto destes controladores. Estas estratégias mostraram-se pouco robustas em relação às mudanças que o sistema de potência foi submetido nos teste 2, 3 e 4;
3. As estratégias de controle multivariáveis a parâmetros fixos se mostraram mais robustas em relação às mudanças na condição operacional que o sistema MSBI foi submetido,

conforme pode ser verificado nos teste 2, 3 e 4, em comparação com as estratégias de controle monovariáveis a parâmetros fixos;

4. Conforme foi apresentado na Tabela 4.30, dentre todas as 8 estratégias avaliadas, os 4 controladores multivariáveis preditivos com supervisão fuzzy que utilizaram as estruturas não-lineares RML ou RCL ($ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$, $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ e $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$) apresentaram os melhores desempenhos em 75% do total de avaliações realizadas. Quando se considera somente a técnica de projeto GPC, verificou-se que o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ é imbatível no teste 3 apresentando os melhores resultados em todos os índices analisados. Quando se considera somente o teste 4, o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ apresentou os melhores resultados em 3 dos 4 índices analisados. O autor considera que dentre todas as 8 estratégias de controle avaliadas no capítulo 4, o controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ é o mais adequado para lidar com as peculiaridades do sistema MSBI estudado.

No Capítulo 5, foi investigada a possibilidade de utilização de três estratégias de controle preditivo na melhoria de estabilidade de um sistema de potência multimáquinas com modos de oscilação local e inter-área. Os ESPs projetados com estrutura descentralizada foram implantados em uma das 4 unidades de geração do sistema multimáquinas que é formado por duas áreas de geração. Foram identificados modelos monovariáveis e multivaritáveis que descrevem de forma aproximada a dinâmica do sistema de potência estudado utilizando o mesmo procedimento de identificação não-recursivo descrito no Capítulo 5. Uma vez identificados e devidamente validados, estes modelos foram então utilizados no projeto de duas estratégias de controle digital a parâmetros fixos, o $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ e o $ESP_{F\_GPC\_MIMO,}$ implantadas no sistema de excitação do gerador G1.

No Capítulo 5, também foi verificada a possibilidade de utilização da estratégia de controle preditivo com supervisão fuzzy multivariável $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, descrita no Capítulo 4, para substituir o ESP convencional do gerador G1. O procedimento adotado para o projeto desta estratégia contempla a identificação de 12 modelos locais multivariáveis que representam o comportamento do sistema de potência no entorno de pontos de operação específicos. Os modelos apresentaram boa fidelidade dentro do intervalo de operação que foi considerado: $0 \le P_1(k) \le 0.7$ e $-4 \le P_{78}(k) \le 4$.

A análise das simulações apresentadas no Capítulo 5 revelou que:

1. Para o caso do sistema multimáquinas, o sinal de controle estabilizante também pode ser introduzido por meio dos sistemas de excitação dos geradores e regulação de velocidade

das turbinas de forma simultânea, como está sendo proposto nesta tese e conforme foi verificado nos dois testes de avaliação realizados;

2. No teste 1, foi possível melhorar o amortecimento natural do sistema de potência estudado utilizando os controladores a parâmetros fixos $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$. No entanto, quando o sistema de potência opera em uma condição diferente daquela utilizada no projeto destes controladores, o desempenho observado foi um pouco inferior, conforme foi verificado no teste 2;
3. Com a utilização da estratégia de controle preditivo multivariável com supervisão fuzzy foi possível aumentar o amortecimento natural do modo de oscilação local e inter-área até mesmo quando o sistema de potência opera em condições não contempladas no projeto da RCL, conforme foi verificado no teste 2. Dentre todos os controladores avaliados, o $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ apresentou o melhor desempenho na minimização do índice $J_{\partial 12}$ no teste 2, superando também a estratégia de controle convencional proposta na literatura;
4. Quando se consideram outros sistemas de potência multimáquinas com maior nível de complexidade, o autor reconhece que a escolha, tanto do posicionamento do controlador quanto das variáveis componentes do vetor ponto de operação $\tilde{\varphi}(k)$ utilizado no supervisor fuzzy da estratégia $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$, deve ser realizada por meio de uma investigação detalhada baseada, por exemplo, em análise modal. Estas escolhas de projeto devem levar em consideração informações detalhadas sobre o comportamento do sistema multimáquinas em análise para que o desempenho dos controladores possa ser analisado via simulação computacional antes de sua efetiva implantação em campo;
5. A escolha do parâmetro de projeto λ nos controladores $ESP_{F\_GPC\_SISO}$ e $ESP_{F\_GPC\_MIMO}$, está diretamente relacionada ao desempenho destes controladores em relação ao amortecimento do modo de oscilação local e inter-árera. Estes objetivos são conflitantes em algumas condições operacionais não sendo possível, nestas situações, obter o melhor desempenho no amortecimento dos dois tipos de modos oscilatórios para uma única escolha do parâmetro λ. A escolha do parâmetro λ nos projetos apresentados privilegiou a minimização do índice $J_{\delta 12}$ já que, por definição de projeto, o objetivo principal neste caso é melhorar o amortecimento do modo de oscilação local entre os geradores G1 e G2;
6. Em cada controlador local que forma a RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ optou-se por utilizar uma estratégia de controle GPC descentralizada baseada na realimentação de sinais mensurados localmente ($\Delta P_t(k)$ e $\Delta\omega(k)$). Cada controlador local tem como alvo preferencial o modo de oscilação local resultante da iteração entre os geradores G1 e G2

que pode ser observado nas variáveis de realimentação e, por esta razão, a escolha do parâmetro λ nos projetos dos controladores locais privilegiou a minimização do índice $J_{\delta 12}$;

7. Em todos os testes de avaliação realizados foram mantidos os ESPs convencionais nos geradores da área 2. Nestes testes optou-se por não utilizar ESP no gerador G2 quando são utilizadas as estratégias de controle preditivo. Isto evidenciou o fato de que a maior parte do amortecimento do modo local entre os geradores G1 e G2 pode ser proveniente da ação de controle do ESP preditivo instalado em G1. Verificou-se que as estratégias de controle preditivo propostas funcionam adequadamente mesmo interagindo com ESPs instalados nos geradores, situação comum na maioria dos sistemas de potência reais.

Todos os testes descritos nos Capítulos 4 e 5 foram realizados utilizando os recursos de simulação disponíveis no ***PowerSim_PredC_Id*** descrito no Capítulo 2. Este simulador permite a utilização de diversas técnicas de controle digital e de identificação paramétrica recursiva e não-recursiva. Todas as funcionalidades são implementadas por meio de *s-functions* de forma modular o que permite a criação e inclusão de novas funcionalidades no simulador. Esta é a principal vantagem deste aplicativo em relação aos programas de simulação de sistemas elétricos comerciais amplamente utilizados pelas empresas do setor elétrico nacional nos seus estudos de estabilidade, que são limitados quanto à estrutura dos sistemas de controle utilizados que normalmente só contemplam modelos analógicos tradicionais e que não possuem recursos de identificação paramétrica.

Em relação aos resultados experimentais apresentados no Capítulo 6 cabem as seguintes considerações finais:

1. A avaliação experimental da influência dos parâmetros c_1, λ, N_u, N_2 e do modelo de perturbação de carga sobre o comportamento do RPV_{F_GPCI} revelou que, nos ensaios realizados, existem relações de causa e efeito entre as alterações destas características e os índices de desempenho $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_{ω} de acordo com as tendências apresentadas na Tabela 6.26;
2. A sintonia de todos os parâmetros ajustáveis do RPV_{F_GPCI} é uma tarefa que pode ser realizada seguindo as relações empíricas apresentadas na Tabela 6.26. Deve-se ter em mente também que estas relações são válidas, em princípio, para o controle de velocidade do SGER considerando o algoritmo GPC na sua formulação incremental. Para outros processos deve ser avaliada cuidadosamente a influência de cada parâmetro do algoritmo GPC sobre o desempenho do sistema em malha fechada tendo cuidado com as situações

onde o efeito de dois ou mais parâmetros se somam mascarando o resultado final da análise o que pode levar o projetista a cometer erros no ajuste dos parâmetros;

3. Por fim, foi realizada a avaliação de desempenho do RPV_{F_GPCI} em um ensaio de longa duração. Os 4 projetos avaliados apresentaram resposta transitória compatível com as especificações calculadas teoricamente na Tabela 6.22 (índices T_a, T_r e M_p). A análise dos índices de desempenho E_{ω}, $E_{\hat{\omega}}$, $\Delta\omega_{\min}$ e J_{RPV} no ensaio de longa duração revelou um padrão de resposta compatível com o que foi obtido experimentalmente em outros ensaios realizados ao longo do capítulo. O algoritmo GPC em sua formulação incremental é adequado para lidar com as características da malha de velocidade do SGER estudado;

Em relação aos resultados experimentais apresentados no Capítulo 7 cabem as seguintes considerações finais:

1 Por meio de um ensaio do tipo resposta ao degrau, foi realizada a avaliação experimental da influência do FK sobre o comportamento do controlador preditivo formulado com modelo de predição do tipo espaço de estados. Os resultados obtidos no ensaio real apresentaram valores compatíveis com as simulações numéricas realizadas;

2 Para incluir a restrição na taxa de variação do sinal de controle $\Delta u_a(k)$ no controlador preditivo, foi necessária uma reformulação do projeto que passou a ser interpretado como a busca pela solução de um problema PQ padrão. O procedimento de programação quadrática de Hildreth foi utilizado para resolver, em tempo real, o problema dual equivalente ao problema PQ. Durante os ensaios realizados, este algoritmo apresentou um comportamento compatível com o que fora previsto em teoria por meio das simulações numéricas, demonstrando que este paradigma é adequado para aplicações de controle em tempo real;

3 A influência dos parâmetros de projeto sobre o comportamento dos algoritmos preditivos baseados na formulação MPC e LQG foi avaliada por meio de simulação e experimentação. Verificou-se que ao se alterar estes parâmetros, alteram-se os índices de desempenho $E_{\hat{\omega}}$, J_{RPV} e E_{ω} de acordo com as relações empíricas apresentadas na Tabela 7.13;

4 No ensaio de avaliação comparativa de desempenho, verificou-se a viabilidade, teórica e prática, da utilização do esquema de estimação ótima de variáveis de estado no projeto de controle preditivo juntamente com as restrições quando o sistema de potência é submetido à faltas do tipo resposta ao degrau e perturbação de carga. Observou-se que, quando se

considera o FK, foi possível reduzir o nível de ruído sobreposto ao sinal $\Delta u_a(k)$ no controlador RPV_{MPC}. Esta redução depende do ajuste dos parâmetros de sintonia ω_R e ω_Q do FK. No entanto, devido à inclusão da carga ativa durante o ensaio o sistema de potência opera em uma condição um pouco diferente da condição onde o modelo de predição foi identificado. Nesta situação, a dinâmica do FK não pode ser completamente cancelada em malha fechada, conforme previsto teoricamente. A implicação principal desta constatação é uma pequena alteração do padrão de resposta do RPV em relação ao padrão que fora previsto na simulação numérica onde se utilizou um modelo linear. No cômputo geral, verificou-se que a influência do FK sobre o padrão de resposta dos controladores preditivos que utilizam a estimação de estados está relacionada à escolha dos parâmetros de sintonia ω_R e ω_Q. Está fora do escopo deste trabalho determinar o melhor valor destes parâmetros de forma a se obter o melhor padrão de resposta dos controladores. Neste trabalho esta escolha foi realizada empiricamente a partir de estimativas do valor da variância do ruído de medição presente no sinal de velocidade.

8.2 Perspectivas de trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros apresentam-se as seguintes perspectivas:

1. O esquema de supervisão fuzzy do controlador $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ utiliza o fluxo de potência em uma das linhas da rede de transmissão do sistema multimáquinas como um dos sinais de entrada. Os avanços na tecnologia de medição sincronizada de fasores (Liu *et al.*, 1999; Phadke, 2002) e na crescente velocidade de transmissão de dados via rede Internet possibilitam a implementação prática da estratégia de controle preditivo utilizando também esquemas de controle centralizado coordenado em sistemas multimáquinas de grande porte (Fardanesh, 2002; Yao et al, 2010; Ye, 2010). Seria muito importante também a verificação da viabilidade, por meio de testes de avaliação de desempenho em sistemas de potência real e de escala reduzida, das técnicas de controle centralizado coordenado que utilizam técnicas de medição fasorial sincronizada para realimentar sinais;
2. Estudar a aplicação da estratégia de controle preditivo com dispositivos FACTS como TCSC, SVC e PS utilizando esquemas coordenados onde os ESPs dos geradores ficam encarregados de amortecer os modos locais enquanto que os FACTS instalados no SEP se encarregariam de amortecer os modos inter-área;

3. Uma das maiores vantagens dos algoritmos MBPC é a sua habilidade de manipular restrições de forma sistemática em tempo real. Esta tarefa pode ser realizada resolvendo um problema de otimização de desempenho, considerando que as restrições sobre os sinais de controle, saída ou estados são satisfeitas. Neste contexto, seria muito importante também desenvolver procedimentos sistemáticos de projeto de estratégias de controle preditivo centralizado coordenado para melhorar o amortecimento de modos oscilatórios inter-área em sistemas de potência de grande porte considerando o tratamento das restrições nos sinais de controle, saídas ou estados dentro do algoritmo preditivo;
4. Avaliar estratégias de controle preditivo utilizando modelos de predição multivariáveis do tipo espaço de estados considerando o tratamento das restrições nos sinais de controle para melhorar a estabilidade de sistemas multimáquinas em esquema do tipo adaptativo auto-ajustável;
5. Avaliar, experimentalmente e por simulação numérica, a influência do modelo da perturbação de carga sobre o comportamento do controlador preditivo de velocidade utilizando modelo de espaço de estados. A dinâmica da perturbação de carga pode ser incluída no modelo de predição conforme foi descrito na Eq. (7.114);
6. Avaliar, experimentalmente utilizando os recursos do SGER e por simulação numérica, a influência das restrições da amplitude do sinal de controle $u(k)$ e da limitação do sinal de saída $y(k)$ sobre o comportamento do controlador preditivo integrado de velocidade e de tensão utilizando modelos MIMO considerando o acoplamento entre as malhas;
7. Avaliar, experimentalmente utilizando os recursos do SGER e por simulação numérica, a influência do supervisor fuzzy do tipo RCL e RML sobre o comportamento do controlador preditivo de velocidade e de tensão em esquema mono e multivariável;

Referências Bibliográficas

Afzalian, A.; Linkens, D. A. (2000). **Training of neurofuzzy power system stabilizers using genetic algorithms**, Elect. Power Energy Syst., vol. 22, no. 2, pp. 93–102.

Aguirre, L. A. (2004) **Introdução à Identificação de Sistemas**, UFMG.

Allidina, A.Y.; Hughes, F.M., (1980) **Generalised self-tuning controller with pole assignment**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.127, no.1, pp.13,18, January 1980.

Anderson, P. M.; Fouad, A. A. (1977). **Power System Control and Stability**, The Iowa State University Press, U.S.A.

Arrilaga, J.; Arnold, C. P.; Harker, B. J. (1983) **Computer Modelling of Eletrical Power Systems**. John Wiley & Sons, 1983.

Åström, K. J.; Wittenmark, B. (1995). **Adaptive Control**. Addison Wesley.

Åström, K. J.; Wittenmark, B. (1998). **Computer Controlled Systems, Theory and Design**. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ.

Åstrom, K.J.; Wittenmark, B., (1980). **Self-tuning controllers based on pole-zero placement.** Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.127, no.3, pp.120,130, May 1980.

Azad, S.P.; Iravani, R.; Tate, J.E. (2013). **Damping Inter-Area Oscillations Based on a Model Predictive Control (MPC) HVDC Supplementary Controller.** Power Systems, IEEE Transactions on, vol.28, no.3, pp.3174,3183, Aug. 2013.

Barra Jr.,W. (2001). **Estratégias Neuro-Fuzzy Adaptativas Aplicadas ao Controle de Sistemas Elétricos de Potência**. Tese de Doutorado, Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pará, Belém, PA.

Barra, W.; Barreiros J. A. L., Costa Jr., C. T., Ferreira, A. M. D. (2005). **Controle Fuzzy aplicado à melhoria da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência**, Controle & Automação, Revista da Sociedade Brasileira de Automatica, vol. 16, no. 2.

Barreiros, J. A. L., Silveira, A. S., Simões Costa, A. J. (1998) **A Self-Tuning Generalised Predictive Power System Stabilizer**, Electric Power and Energy Systems, Vol. 20, no. 3, pp. 213-219.

Barreiros, J. A. L.; Ferreira, A. M. D.; Barra Jr., W.; Da Costa Jr., C. T.; Bayma, R. S. (2006) **Estabilizador Neural Não-linear para Sistemas de Potência Treinado por Rede de Conrroladores Lineares.** Revista Controle & Automação. Revista da Sociedade Brasileira de Automatica, Vol.17 no.2. Abril, Maio e Junho 2006.

Benjovengo, F. P. (2006). **Alocação de Pólos e Estabilidade Robustas de Sistemas Intervalares com Tratamento de Multiincidências de Parâmetros**. Dissertação de mestrado, Unicamp, Campinas, São Paulo.

Bhattacharyya, S.P. (1992). **Recent Results in Robust Parametric Stability and Control**. IEEE International Symposium on Circuits and Systems.

Bhattacharyya, S. P.; Chapellat, H. and Keel, L. H. (1995). **Robust control: the parametric approach,** Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.

Bierman, G. J. **Measurement Updating Using the U-D Factorization**, Automatica, 1976, Vol. 12.

Bitmead, R.; Gevers, M.; Wertz, V. (1990) **Adaptive Optimal Control. The thinking Man's GPC**. Control Engineering Series. M. J. Grimble.

Blachuta, M.J. (1996) **A unified state-space approach to LQG and GPC controllers**, *Control '96, UKACC International Conference on (Conf. Publ. No. 427)* , vol.1, no., pp.66,71 vol.1, 2-5 Sept. 1996.

Boyd, S.; Vandenberghe, L. (2004) **Convex Optimization**. Cambridge University Press, 2004.

Borisson, U. (1979) **Self-tuning regulators for a class of multi-variable systems.** Automatica, 15, pp. 209-215.

Camacho, E. F.; Bordons, C. (2004). **Model Predictive Control**. 2nd ed., Springer-Verlag LondonLimited, 405 p. ISBN 1-85233-694-3.

Camacho, E. F.; Berenguel, M. (1997) **Robust Adaptive Model Predictive Control of a Solar Plant with Bounded Uncrtainties**. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. Vol 11. Issue 4. 1997.

Campo, Peter J.; Morari, Manfred (1986). "**∞-norm formulation of model predictive control problems**," American Control Conference, 1986, vol., no., pp.339-343, 18-20 June.

Chandra, A., Wong, K. K., Malik, O. P., Hope, G. S. (1991**). Implementation and test results of a generalized self-tuning excitation controller**. IEEE Transactions on Energy Conversion 6(1): 186–192.

Chow, C. M.; Kuznetsov, A. G. and Clarke, D. W. (1995). **Using multiple models in predictive control**, Proc. of the 3rd European Control Conference, pp. 1732–1737.

Chen, G.P.; Malik, O.P.; Hope, G.S.; Qin, Y.H.; Xu, G.Y., (1993). **An adaptive power system stabilizer based on the self-optimizing pole shifting control strategy**. Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.8, no.4, pp.639-645, Dec 1993.

Cheng, S.; Chow, Y. S.; Malik, O. P.; Hope, G. S. (1986). **An adaptive synchronous machine Stabilizer,** IEEE Trans. On Power Systems, Vol. 1, no. 6, pp. 101-109.

Cheng, S-J; Malik, O. P.; Hope, G. S. (1986) **Self-tuning stabiliser for a multimachine power system.** Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C, vol.133, no.4, pp.176, 185, May 1986.

Clarke, D. W.; Gawtrop, P. J. (1975). **Self-tuning controller**. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers Volume 122, Issue 9, September, Pages 929-934.

Clarke D. W.; Gawthrop, P. J. (1979). **Self-tuning control**. Proc. IEE, Vol. 126, pp. 633–640, 1979.

Clarke, D. W.; Scattolini, R. (1991). **Constrained receding-horizon predictive control**, Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.138, no.4, pp.347-354, Jul.

Clarke, D. W.; Mohtadi, C.; Tuffs, P. S. (1987a). **Generalized predictive control-part i: The basic algorithm; part ii extensions and interpretations.** Automatica 23(2): 137–160.

Clarke, D.W.; Zhang, L. (1987b). **Long-range predictive control using weighting-sequence models**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.134, no.3, pp.187-195, May.

Cominos, P.; Munro, N. (2002). **PID controllers: recent tuning methods and design to specification**. IEE Proc Control Theory Appl;149(1):46–53.

Coelho, A. A. R. (1991). Controle adaptativo para processos multivariaveis: aspectos teóricos e simulação. Dissertação de doutorado. Universidade de Campinas, SP. DCA/FEE/UNICAMP.

Cutler, C. R.; Ramaker, B. L. (1979). **Dynamic matrix control—a computer control algorithm**. AICHE national meeting, Houston, TX, April.

Cutler, C. R.; Ramaker, B. L. (1980). **Dynamic matrix control—a computer control algorithm**. In Proceedings of the joint automatic control conference.

Cutler, C. R.; Morshedi, A.; Haydel, J. (1983): **An industrial perspective on advanced control**, AICHE Annual Meeting, Washington, D.C., USA.

Da Costa Jr., C. T. (1999). **Méthodes de Commande Adaptative Par Supervision Pour la Régulation d'un Générateur Entraîné par Turbine Hydraulique**, These de Docteur, Institut National Polytechnique de Grenoble, France.

Da Costa Jr., C. T. e Barra, W. e Moutunho, M. N. e Barreiros, J. A. L. e Salgado, J. D. (2005) **Controle Adaptativo a Ganhos Programáveis com Supervisão Baseada em Lógica Fuzzy.** VII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente - SBAI.

Dash, P. K.; A. C. Liew; Mishra, B. R. (1998). **An adaptive PID stabilizer for power systems using fuzzy logic**. Electric Power Syst. Res., vol. 44, no. 3, pp. 213–222.

DeMello, F. P.; Concordia, C. - **Concepts of Synchronous Machine as Affected by Excitation Control** *in* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v.PAS-88, n.4, Abril 1969.

De Nicolao, G.; Magni, L.; Scattolini, R. (1996). **On the robustness of receding-horizon control with terminal constraints**. Automatic Control, IEEE Transactions on , vol.41, no.3, pp.451-453, Mar.

De Vries, R. A. J.; Verbruggen, H. B. (1994) **Advances in Model-Based predictive Control, Multivariable Unified Predictive Control.** Oxford University Press, 1994;

ELETROBRAS ELETRONORTE - Centrais Elétricas do Norte do Brasil (2011) **Chamada Nº 03/2011 de projetos de P&D**. Superintendência de Gestão da Inovação Tecnológica e Eficiência Energética – OIE. Identificação do projeto: Técnica de Manutenção Preditiva de Máquinas Rotativas Baseada na Monitoração em Tempo Real de Parâmetros. Brasília-DF. Setembro de 2011.

El-Metwally, K. A.; Hancock, G. C.; Malik, O. P. (1996). **Implementation of a fuzzy logic PSS using a micro-controller and experimental test results.** IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 11, pp. 91–96, Mar. 1996.

El-Saady, G.; El-Sadek, M. Z.; Abo-El-Saud, M. (1998). **Fuzzy adaptive model reference approach-based power system static VAR stabilizer.** Electric Power Syst. Res., vol. 45, no. 1, pp. 1–11.

Fan, J. Y.; Ortmeyer, T. H.; Mukundan, R. (1990). **Power system stability improvement with multivariable self-tuning control.** IEEE Trans. or Power Systems, Vol: 5, No: 1, 227-233.

Fan, J.Y.; Ortmeyer, T.H.; Mukundan, R. (1989). **Stability control of multimachine power systems using STAC technique**, IJC, Vol: 50, No. 3, 977-991.

Fardanesh, B. (2002). **Futures Trends in Power System Control**. IEEE Computer Applications in Power, July, pp. 25-31.

Fernandez-Vargas, J.; Ledwich, G. (2010). **Variable structure control for power systems stabilization**. Int J Electr Power Energy Syst;32:101–7.

Ferreira, A. M. D. (2005). **Amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência utilizando controle robusto e adaptativo em dispositivos FACTS TCSC**. Tese de doutorado. Curso de pós-graduação em engenharia elétrica. UFPA.

Ferreira, A. M. D.; Barra Jr., W. ; Barreiros, J. A. L.; Da Costa Jr., C. T. (2003). **Programa de Simulação Multimáquinas para Análise de Estabilidade Dinâmica de Sistemas Elétricos de Potência.** In: 5th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, 2003, São Pedro (SP) - Brasil. Book of Abstracts and Proceedings of 5th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, 2003.

Finch, J. W.; Zachariah, K. J.; Farsi, M. (1999). **Turbogenerator self-tuning automatic voltage regulator**, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 14, no. 3, pp. 843–848, Sep. 1999.

Fletcher, R. (1981) **Practical Methods of Optimization, Volume 2, Constrained Optimization**. John Wiley and Sons, New York, 1981.

García, C.E.; M. Morari (1982). **Internal model control: A unifying review and some new results**. Ind. Engng Chem. Process Des. Dev. **21**, p. 308.

Garcia, C. E.,; Morshedi, A. M. (1986). **Quadratic programming solution of dynamic matrix control (QDMC)**. Chemical Engineering Communications, 46, 73:87.

Garriga, J. L.; Masoud Soroush (2010). **Model Predictive Control Tuning Methods: A Review**. Ind. Eng. Chem. Res. 49, 3505–3515.

Giovanini, L.; Andrzej W. Ordys, and Michael J. Grimble (2006). **Adaptive Predictive Control using Multiple Models, Switching and Tuning.** International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 4, no. 6, pp. 669-681, December.

Glavic, M.; Hajian, M.; Rosehart, W.; Van Cutsem, T. (2011) **Receding-Horizon Multi-Step Optimization to Correct Nonviable or Unstable Transmission Voltages.** Power Systems, IEEE Transactions on , vol.26, no.3, pp.1641,1650, Aug. 2011.

Gu, Wenyan; Bollinger, K.E., (1989) **A self-tuning power system stabilizer for wide-range synchronous generator operation**, *Power Systems, IEEE Transactions on* , vol.4, no.3, pp.1191,1199, Aug 1989.

Guzinski, J.; Abu-Rub, H. (2013) **Speed Sensorless Induction Motor Drive With Predictive Current Controller**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.2, pp.699,709, Feb. 2013.

Handschin, E.; Hoffmann, W.; Reyer, F.; Stephanblome, T.; Schlücking, U.; Westermann, D.; Ahmed, S. S. (1996). **A new method of excitation control based on fuzzy set theory**, IEEE Transactions on Power Systems **9**(1): 34–40.

Hassan Bevrani ; Hiyama, T. ; Bevrani, H. (2011). **Robust PID based power system stabiliser: Design and real-time implementation**. Electrical Power and Energy Systems 33 179–188

Hassan, M. A. M.; Malik, O. P.; Hope, G. S. (1991). **A fuzzy logic based stabilizer for a synchronous machine**, IEEE Transactions on Energy Conversion **6**(3): 407–413.

Hassan, M. A. M.; Malik, O. P. (1993). **Implementation and laboratory test results for a fuzzy logic based self tuned power system stabilizer**, IEEE Transactions on Energy Conversion **8**(2): 221–228.

Havlena, V.; Kraus , F. (1997). **Receding-horizon MIMO LQ controller design with guaranteed stability**. Automatica. Volume 33, Issue 8, August, Pages 1567-1570.

Heffron, W. G.; Phillips, R. A. (1952). **Effect of Modern Amplidyne Voltage Regulators on Underexcited Operation of Large Turbine Generators**. AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v. 71, Agosto 1952.

Hermans, R. M.; Jokić, A.; Lazar, M.; Alessio, A.; van den Bosch, P. P. J.; Hiskens, I. A.; Bemporad, A. (2012) **Assessment of non-centralised model predictive control techniques for electrical power networks.** International Journal of Control. Vol 85, Issue 8.

Hiyama, T.; Kugimiya, M.; Satoh, H. (1994). **Advanced PID type fuzzy logic power system stabilizer systems**, IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 9, pp. 514–520, Sept.

Hiyama, T.; Kita, T.; Miyake, T.; Andou, H. (1999). **Experimental studies of three dimensional fuzzy logic power system stabilizer on damping of low-frequency global mode of oscillation**, Fuzzy Sets Syst., vol. 102, no. 1, pp. 103–111, Feb.

Hiyama, T.; S. Oniki, and H. Nagashima (1996**). Evaluation of advanced fuzzy logic PSS on analog network simulator and actual installation on hydro generators**. IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 11, pp. 125–131, Mar.

Hoang, P.; Tomsovic, K.. (1996). **Design and analysis of an adaptive fuzzy power system stabilizer**, IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 11, pp. 455–461, June.

Hogg, B. W.; El-Rabaie, N. M. (1991) **Multivariable generalized predictive control of a boiler system**. IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 6, pp. 282–288, June 1991.

Huang, Y.J.; Wang, Y.J. (2000). **Robust PID tuning strategy for uncertain plants based on the Kharitonov theorem**. ISA Transactions, Elsevier.

Hunt, K. J.; Johansen, T.A. (1997). **Design and Analysis of Gain-Scheduled Control Using Local Controller Networks,** International Journal of Control. Vol. 66, Nº 5, pp.619-651.

IEEE Committee Report - **Excitation System Models for Power System Stability Studies** *in* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, v.PAS-100, n.2, Fevereiro 1981.

Kailath, T. - **Linear Systems** - Prentice-Hall, 1980.

Kalman, R. E. (1960). **A new approach to linear filtering and prediction problems**. Transactions of ASME, Journal of Basic Engineering, 87, 35-40

Kebriaei, H. And Rahimi-Kian, A. (2007). **Robust Control of Interval Systems Using a Pole Placement Design**. IEEE International Conference on Control and Automation, China.

Keel, L.H. and Bhattacharyya, S.P (1999). **Robust stability and performance with fixed-order controllers**. Automatica, Elsevier.

Keyser, R. M. C. De; Van Cuawenberghe, A. R. (1985): **Extended prediction self-adaptive control**, Proceedings of IFAC Symposium on Identiication and System Parameter Estimation, York UK 1317-1322.

Keyser, R. M. C. De; Van de Velde, G.A.; Dumortier F.A.G. (1988). **A comparative study of selfadaptative long-range predictive control methods**. Automatica, Vol. 24(2), pp.149–163.

Klein, M.; Rogers, G. J., Kundur, P. (1991). **A Fundamental Study of Inter-area Oscillations in Power Systems.** IEEE Transactions on Power Systems, v.6, 1991, pp. 914- 921.

Kong, X-B; Wang, L.; Liu, X-J (2012) **Predictive control for DFIG-based wind power generation**. Control and Decision Conference (CCDC), 2012 24th Chinese , vol., no., pp.240,245, 23-25 May 2012.

Kostenko, M. P., (1951). **Electrodynamic Model for Studying Stability**, Elektrichstro, (9), p. 5 – 16.

Kothare, M.V., Balakrishnan, V; Morari, M. (1996) **Robust Constrained Model Predictive Control using Linear Matrix Inequalities**, Automatica , Vol 32, N10, 1361-1379.

Kouro, S.; Cortés, P.; Vargas, R.; Ammann, U.; Rodríguez, J. (2009) **Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 56, no. 6, June 2009.

Kouvaritakis, B.; M. Cannon, J.A. Rossiter (2002). Who needs QP for linear MPC anyway? Automatica 38; 879 – 884.

Kouvaritakis, B.; Rossiter, J. A.; Chang, A. O. T. (1992). **Stable generalized predictive control: an algorithm with guaranteed stability**, Control Theory and Applications, IEE Proceedings D, vol.139, no.4, pp. 349- 362, Jul.

Kuiava, R., Ramos, R. A., Bretãs, N. G. (2009). **Robust Control Methodology for the Design of Supplementary Damping Controllers for FACTS Devices.** Revista Controle & Automação. Vol.20 no.2. Abril, Maio e Junho 2009.

Kundur, P; Canadian Electrical Association. Research and Development; Ontario Hydro; Ontario Hydro. Analytical Methods and Specialized Studies Department (1993) **Investigation of Low Frequency Inter-area Oscillation Problems in Large Interconnected Power Systems.** Report of Research Project 294T622. Canadian Electrical Association. Volume 294. 179 páginas.

Kundur, P. (1994). **Power System Stability and Control.** McGraw-Hill.

Lakshmi, P.; Khan, M. A. (1998). **Design of a robust power system stabilizer using fuzzy logic for a multi-machine power system.** Electric Power Syst. Res., vol. 47, no. 1, pp. 36–39, 1998.

Landau, I. D.; Zito, G. (2006). **Digital Control Systems, Design, Identification and Implementation.** Springer-Verlag London.

Larsen, E. V., Swann, D. A. (1981). **Applying Power Systems Stabilizers - Parts 1, 2, 3.** IEEE Trans. Power Appar. Syst, PAS-100, 6, 3017-3024, 3025-3033, 3034-3046.

Lee, J. H.; Morari, M.; Garcia, C. E. (1994). **State-space interpretation of model predictive control**. Automatica Vol. 30, Issue 4, April, pages 707-717.

Li, D.; Zhou, H. (2012) **Main-steam temperature control for ultra-supercritical unit using Multi-Model Predictive strategy**. IPEC, 2012 Conference on Power & Energy , vol., no., pp.178,183, 12-14 Dec. 2012.

Lim, C.-M.; Hiyama, T., (1990) **Self-tuning control scheme for stability enhancement of multimachine power systems**, *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C* , vol.137, no.4, pp.269,275, Jul.

Lin, C-K; Liu, T-H; Yu, J-t; Fu, L-C; Hsiao, C-F, (2014) **Model-Free Predictive Current Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on Current Difference Detection Technique**. Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.61, no.2, pp.667,681, Feb. 2014.

Liu,C.; Tsu, S. (1999). **Neuro-fuzzy Approach to Real- Time Transient stability Prediction Based on Synchronized Phasor Measurements**. Electric Power System Research, 49, pp.123-127.

Liu, X.; Guan, P.; Chan, C.W., (2010) **Nonlinear Multivariable Power Plant Coordinate Control by Constrained Predictive Scheme**. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* , vol.18, no.5, pp.1116,1125, Sept. 2010

Liu, X.-J.; Chan, C.W., (2006) **Neuro-Fuzzy Generalized Predictive Control of Boiler Steam Temperature**. Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.21, no.4, pp.900,908, Dec. 2006.

Ljung, L. (1987) **System Indentification: Theory for the User**, Prentice-Hall International, Inc.

Lordelo, A. S. (2004). **Análise e Projeto de Controladores Robustos por Alocação de Pólos via Análise Intervalar**. Tese de Doutorado, Unicamp, Campinas, São Paulo.

Lu, J.; M. H. Nahrir, and D. A. Pierre (2001). **A fuzzy logic-based adaptive power system stabilizer for multi-machine systems**. Electric Power Syst. Res., vol. 60, no. 2, pp. 115–121.

Luenberger, D. G. (1969) **Optimization by Vector Space Methods**. John Wiley and Sons, New York, 1969.

Luenberger, D. G. (1984) **Linear and Nonlinear Programming**. Second edition, Addison- Wesley Publishing Company, 1984.

Maciejowski, J. M. (2002). **Predictive Control with Constraints**. Pearson Education Limited, 2002.

Malik, O. P.; Hope, G. S.; Cheng, S. J.; Hancock, G. (1987) **A mu1ti-micro-computer based dual-rate self-tuning power system stabilizer**. IIEEE Trans. on Energy Conversion, vo1.2 pp. 355-360, 1987.

Malik, O. P.; Mao, C. X.; Prakash, K. S.; Hope, G. S.; Hancock, G. C. (1993) **Tests with a microcomputer based adaptive synchronous machine stabilizer on a 400 MW thermal unit**. Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.8, no.1, pp.6,12, Mar 1993

Mao, C., Prakash, K.S., Malik, O.P., Hope, G.S., Fan, J. (1990). **Implementation and laboratory test results for an adaptive power system stabilizer based on linear optimal control,** Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.5, no.4, pp.666-672, Dec 1990.

Marquis, P., ; Broustail, J. P. (1998). **SMOC, a bridge between state space and model predictive controllers: Application to the automation of a hydrotreating unit**. Proceedings of the 1988 IFAC workshop on model based process control (pp. 37–43). Oxford: Pergamon Press.

MATHWORKS Inc. - **Simulink: Dynamic System Simulation for MATLAB** - The MathWorks Inc., 1998.

Mayne, D. Q.; Rawlings, J. B., Rao, C. V. & Scokaert, P. O. M. (2000) **Constrained model predictive control: Stability and optimality**. Automatica **36**: 789–814.

Mendes, J.; Araújo, R.; Souza, F. (2010) **Adaptive fuzzy generalized predictive control based on Discrete-Time T-S fuzzy model**. Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA), 2010 IEEE Conference on, vol., no., pp.1,8, 13-16 Sept. 2010.

Miranian, A; Rouzbehi, K. (2013) **Nonlinear Power System Load Identification Using Local Model Networks**, Power Systems, IEEE Transactions on, vol.28, no.3, pp.2872,2881, Aug. 2013.

Mohamed, T. H.; Bevrani, H.; Hassan, A. A.; Hiyama, T. (2011) **Decentralized model predictivebased load frequency control in an interconnected power system**, Energy Conversion and Management. vol. 52, no. 2, pp.1208 -1214 2011.

Moon, U-C; Lee, K.Y. (2011) **An Adaptive Dynamic Matrix Control With Fuzzy-Interpolated Step-Response Model for a Drum-Type Boiler-Turbine System**. Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.26, no.2, pp.393,401, June 2011.

Moon, H-T; Kim, H-S; Youn, M-J (2003) **A discrete-time predictive current control for PMSM**. Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.1, pp.464,472, Jan 2003.

Morattab, A.; Dalal, A.; Akhrif, O.; Saad, M.; Lefebvre, S. (2012) **Model Predictive Coordinated secondary voltage control of power grids**. Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), 2012 International Conference on , vol., no., pp.1,6, 28-29 Nov. 2012.

Morioka, Y.; Tanaka, H.; Kojima, T.; Suzuki, T.; Hanada, S. (1994) **Application of multivariable optimal controller to real power systems**. Power Systems, IEEE Transactions on , vol.9, no.4, pp.1949,1955, Nov 1994.

Moradzadeh, M.; Boel, R.; Vandevelde, L. (2013) **Voltage Coordination in Multi-Area Power Systems via Distributed Model Predictive Control**. Power Systems, IEEE Transactions on , vol.28, no.1, pp.513,521, Feb. 2013.

Mosca, E.; Jingxin Zhang (1992). **Stable redesign of predictive control**. Automatica Volume 28, Issue 6, November, Pages 1229-1233.

Moutinho, M. N., Costa Junior, C. T. e Barra, W. (2006). **Resultados Experimentais em Identificação e Controle Digital Integrado em uma Máquina Síncrona,** XVI Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Salvador, Brasil.

Moutinho, M. N. (2007). **Metodologias Experimentais em Identificação Paramétrica, Controle Digital e Fuzzy Aplicadas a um Gerador Síncrono**, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Belém, Brasil.

Moutinho, M.N.; da Costa, C.T.; Barra, W.; Barreiros, J.A.L. (2008a). **Self-tunning Control Methodologies Applied to the Automatic Voltage Control of a Synchronous Generator**. Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina), vol.6, no.5, pp.408-418, Sept. 2008.

Moutinho, M.N (2008c). **Self-tuning Automatic Voltage Control of a Synchronous Generator.** IEEE PES TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION AUGUST 2008.

Moutinho, M.N (2008d). **Fuzzy Adaptive Control Methodology Applied to Improve the Stability of a Laboratory Energy System**. IEEE PES TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION AUGUST 2008.

Moutinho, M.N.; da Costa, C.T.; Barra, W.; Barreiros, J.A.L. (2009a). **Identification, digital control and fuzzy logic techniques applied to a synchronous generator**. Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina), vol.7, no.2, pp.141-150, June 2009.

Moutinho, M.N. (2009b) **Fuzzy Diagnostic Systems of Rotating Machineries, Some ELETRONORTE's applications**. The 15th International Conference on Intelligent System Applications to Power Systems – ISAP November, 8-11, 2009 Curitiba – Brazil.

Moutinho, M.N. (2011a). **Sistema Inteligente de Auxílio ao Diagnóstico em Equipamentos Elétricos de Grande Porte – O Caso da ELETRONORTE para o Compensador Síncrono.** Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina). Artigo já aprovado para publicação em processo de correção.

Moutinho, M.N. (2011b) **Classificação de Padrões Operacionais do Atuador Hidráulico do Distribuidor de um Hidrogerador Utilizando Técnicas de Estimação Paramétrica e Lógica Fuzzy – Resultados Experimentais**. XIX SNPTEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. 23 a 26 Outubro de 2011. Florianópolis (SC).

Moutinho, M.N. (2011c) **Resultados Experimentais em Técnicas de Manutenção Preditiva Baseadas em Lógica Fuzzy.** XIX SNPTEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica. 23 a 26 Outubro de 2011. Florianópolis (SC).

Moutinho, M. N. (2011d) **Sistema de Identificação e Monitoração de Padrões Operacionais do Servomotor do Sistema de Atuação de Unidades de Geração Hidráulica – SIDENT**. Trabalho apresentado na III SECI – Semana ELETROBRAS-ELETRONORTE do Conhecimento e Inovação. Categoria trabalho inédito. 15 a 17 de junho de 2011. Belém/PA.

Moutinho, M. N. (2011e) **Sistema Inteligente de Avaliação da Condição Operacional de Sistemas de Geração de Energia Elétrica Baseado em Lógica Fuzzy – SIAC**. Trabalho apresentado na III SECI – Semana ELETROBRAS-ELETRONORTE do Conhecimento e Inovação. Categoria trabalho inédito. 15 a 17 de junho de 2011. Belém/PA.

Moutinho, M. N.; Barra Jr., W.; Costa Jr, C. T. da; Barreiros, J. A. L. (2012a). **Model based predictive control technique applied to voltage control of a synchronous generator - experimental results.** Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica, 2012, vol.23, n. 5, ISSN 0103-1759.

Moutinho, M. N. (2012b) **Fault Diagnostic of Rotating Machines Based on Artificial Intelligence: Case Studies of the Centrais Elétricas do Norte do Brazil S/A – Eletrobras-Eletronorte**, Fuzzy Logic -Algorithms, Techniques and Implementations, Prof. Elmer Dadios (Ed.), ISBN: 978-953-51-0393-6, InTech.

Moutinho, M. N. (2012c) **Sistema Distribuído de Análise de Modelos Preditivos Estimados e Validados com Informação de SCADA (SAMP)**. Trabalho apresentado na IV SECI – Semana ELETROBRAS-ELETRONORTE do Conhecimento e Inovação. 19 a 21 de setembro de 2012. Palmas/TO.

Moutinho, M. N. (2012d) **Sistema Distribuído de Monitoração de Servidores OPC Configurável (MOPC)**. Trabalho apresentado na IV SECI – Semana ELETROBRAS-ELETRONORTE do Conhecimento e Inovação. Categoria trabalho inédito. 19 a 21 de setembro de 2012. Palmas/TO.

Muñoz-Hernández, G. A.; Jones, D. (2006). **MIMO Generalized Predictive Control for a Hydroelectric Power Station**. IEEE Transactions on energy conversion, vol. 21, Nº. 4, December 2006.

Muske, K. R.; James B. Rawlings (1993). **Model Predictive Control with Linear Models** AIChE Journal**,** February. Vol. 39, No. 2.

Naouar, M.-W; Naassani, A. A.; Monmasson, E.; Slama-Belkhodja, I. (2008) **FPGA-Based Predictive Current Controllerfor Synchronous Machine Speed Drive**. Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.23, no.4, pp.2115,2126, July 2008.

National Instruments (2004). **SCC-LP Series Lowpass Filter Modules. User Guide**. 371071B-01 Mar04

National Instruments (2007). **Signal Conditioning SC-2345/2350 Carrier. User Manual.** July 2007. 371064F-01.

Ogata, K. (2010). **Modern Control Engineering.** *Fifth Edition.* Prentice Hall.

Oliveira, G. H. C.; Amaral, W. C., Favier, G. and Dumont, G. (2000). **Constrained robust predictive controller for uncertain processes modeled by orthonormal series functions**. Automatica 36(4): 563–572.

Oliveira, G. H. C.; Campello, Ricardo J. G. B.; Amaral, Wagner C. (2007). **Identificação e controle de processos via desenvolvimentos em séries ortonormais. Parte B: controle preditivo.** Sba Controle & Automação, vol.18, n.3, pp. 322-336.

Ordys, A. W.; Clarke, D. W. (1993) **A state-space description for GPC controllers**. International Journal of Systems Science. Vo1.24, No.9, 1993.

Pahalawathatha, N. C.; Hope, G. S.; Malik, O. P. (1991a). **MIMO self-tuning power system stabilizer.** IJC, Vol: 54, No: 4, 815-829.

Pahalawaththa, N.C.; Hope, G.S.; Malik, O.P. (1991b) **Multivariable self-tuning power system stabilizer simulation and implementation studies**. Energy Conversion, IEEE Transactions on, Volume:6, Issue: 2.

Pannocchia, G.; Rawlings, J. B. (2001). **Robustness of MPC and Disturbance Models for Multivariable Ill-conditioned Processes**. Technical report TWMCC No. 2001-02.

Patre, B.M.; Deore, P.J. (2007**). Robust stability and performance for interval process plants**. ISA Transactions, Elsevier.

Peng, H.; Ozaki, T.; Haggan-Ozaki, V.; Toyoda, Y. (2002). **A nonlinear exponential ARX model-based multivariable generalized predictive control strategy for thermal power plants**. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, vol.10, no.2, pp.256,262, Mar 2002.

Phadke, A.G. (2002) **Synchronized phasor measurements-a historical overview**. Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES , vol.1, no., pp.476,479 vol.1, 6-10 Oct. 2002.

Poulser N.K., Kuovaritakis B. y Cannon M. (2001). **Constrained predictive control and its application to a coupled-tanks apparatus**. Int. Journal of control, Vol. 74 No. 6, pp. 552–564.

Prager, D.L.; Wellstead, P.E. (1981) **Multivariable pole-assignment self-tuning regulators**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D, vol.128, no.1, pp.9,, January 1981.

Prasad, G.; Swidenbank, E.; Hogg, B. W. (1998a) **A Local Model Networks Based Multivariable Long-Range Predictive Control Strategy for Thermal Power Plants**. Automatica. Vol 34. issue 10, 1998.

Prasad, G.; Swidenbank, E.; Hogg, B. W. (1998b) **A neural net model-based multivariable long-range predictive control strategy applied in thermal power plant control**. Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.13, no.2, pp.176,182, Jun 1998.

Prasad, G.; Irwin, G.W.; Swidenbank, E.; Hogg, B.W. (2000) **Plant-wide predictive control for a thermal power plant based on a physical plant model**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings, vol.147, no.5, pp.523,537, Sep 2000.

Qi, W.; Liu, J.; Christofides, P.D., (2013) **Distributed Supervisory Predictive Control of Distributed Wind and Solar Energy Systems**. Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.21, no.2, pp.504,512, March 2013.

Qin, S. J.; Thomas A. Badgwell. (2003). **A survey of industrial model predictive control technology**. Control Engineering Practice. Volume 11, Issue 7, July, Pages 733-764.

Qin, S. J.; Badgwell, T. A. (2003). **A survey of industrial model predictive control technology.** Control Engineering Practice **11**: 733–764.

Ramos, Rodrigo Andrade (2002). **Procedimento de Projeto de Controladores Robustos para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência.** Tese apresentada à escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. São Carlos, 2002.

Rawlings, J.B.; Muske, K.R. (1993). **The stability of constrained receding horizon control**. Automatic Control, IEEE Transactions on , vol.38, no.10, pp.1512-1516, Oct.

Rawlings, J. B.; Muske, K. R. (1993). **The stability of constrained receding horizon control**. *IEEE Trans. Auto. Control*, 38:1512–1516, 1993.

Rawlings, J. B. (2000) **Tutorial overview of model predictive control.** *IEEE Control Systems Magazine*, 20:38–52, 2000.

Richalet, J., Rault, A., Testud, J. & Papon, J. (1976). **Algorithmic control of industrial processes**. Proc. IFAC symposium on identification and system parameter estimation, pp. 1119–1167.

Richalet, J., Rault, A., Testud, J. & Papon, J. (1978). **Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes**. Automatica **14**: 413–428.

Risuenho, J. R. R. (2005). **Desenvolvimento de um estabilizador digital de sistemas de potência para testes em unidades geradoras da UHE de Tucuruí**. Dissertação de Mestrado. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal do Pará, Belém.

Ricker, N. L. (1991) **Model-predictive control: state of the art.** Proc. Fourth International Conference on Chemical Process Control, Padre Island, Texas, 271–296, 1991.

Robak, S. (2009). **Robust SVC Controller Design and Analysis for uncertain Power systems,** Control Engineering Practice, Elsevier.

Roberts, R. M., (1950). **Micromachines and Micronetwork Study of the Problems of Transient Stability by the use of Models Similar Electromechanically to Existing Machines and Systems**, CIGRÉ, Paris, paper 338.

Rogers, G. J. (2000). **Power System Oscillations**. Kluwer Academic Publishers Group.

Rovnak, J. A.; Corlis, R. (1991) **Dynamic matrix based control of fossil power plants.** Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.6, no.2, pp.320,326, Jun 1991

Roshany-Yamchi, S.; Cychowski, M.; Negenborn, R.R.; De Schutter, B.; Delaney, K.; Connell, J. (2013) **Kalman Filter-Based Distributed Predictive Control of Large-Scale Multi-Rate Systems: Application to Power Networks.** Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.21, no.1, pp.27,39, Jan. 2013.

Rossiter, J.A.; Kouvaritakis, B.; Dunnett, R. M. (1991) **Application of generalised predictive control to a boiler-turbine unit for electricity generation**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.138, no.1, pp.59,67, Jan 1991.

Rouzbehi, K.; Miranian, A; Rakhshani, E.; Luna, A; Rodriguez, P. (2013) **Identification and local linear control of a DC-DC buck converter using local model networks.** Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2013 International Conference on, vol., no., pp.745,750, 20-23 Oct. 2013.

Salcedo, J.V.; Martínez, M.; Sanchis, J.; Blasco, X. (2002). **Design of GPC's in state space**. Automatica, 42 (3–4) (2002), pp. 159–167.

Sauer PW, Pai MA. (1998). **Power system dynamic and stability**. NJ, Prentice-Hall: Englewood Cliffs.

Sguarezi Filho, A.J.; de Oliveira Filho, M.E.; Filho, E.R. (2011) **A Predictive Power Control for Wind Energy.** Sustainable Energy, IEEE Transactions on , vol.2, no.1, pp.97,105, Jan. 2011.

Shaosheng, F.; Yaonan, W. (2004) **Fuzzy model predictive control for alternating current excitation generators**, Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International , vol.2, no., pp.676,680 Vol.2, 14-16 Aug. 2004.

Shamsollahi, P.; Malik, O. P. (1999) **Real-time implementation and experimental studies of a neural adaptive power system stabilizer**. Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.14, no.3, pp.737,742, Sep 1999.

Sharaf, A. M; Lie, T. T. (1994). **A neural-fuzzy hybrid power system stabilizer**. Electric Power Syst. Res., vol. 30, pp. 17–23.

Shah, S. L.; Mohtadi, C.; Clarke, D. W. (1987) **Multivariable adaptive control without a prior knowledge of delay matrix**. Systems and Control Letters, 9:295-306, 1987.

Shiroei, M.; Ranjbar, A. M.; Amraee, T. (2013) **A functional model predictive control approach for power system load frequency control considering generation rate constraint**. International Transactions on Electrical Energy Systems. Vol 23. Issue 2. 2013.

Shiroei, M.; Ranjbar, A. M.; Amraee, T. (2013) **A functional model predictive control approach for power system load frequency control considering generation rate constraint**. International Transactions on Electrical Energy Systems. Vol 23. Issue 2. 2013.

Soh, Y.C. (1989). **Robust pole-placement for uncertain interval systems**. IEE Proceedings on Control Theory and Applications,

Soeterboek, R. (1992). **Predictive Control: A Unified Approach.** Prentice Hall International.

Soeterboek, A. R. M.; Verbrugger, H. B.; Van der Bosch, P. P. J; Butler, H. (1990). **Adaptative predictive control-A unified approach**. Proc. 6th Yale workshop on applied of adapt. system theory new Haver USA.

Talaat HEA, Abdennour A, Al-Sulaiman AA. (2010). **Design and experimental investigation of a decentralized GA-optimized neuro-fuzzy power system stabilizer**. Int J Electr Power Energy Syst;32:751–9.

Tan, N. (2004). **Robust phase margin, robust gain margin and Nyquist envelope of an interval plant family**. Computers and Electrical Engineering, Elsevier.

Thounthong, P.; Luksanasakul, A.; Koseeyaporn, P.; Davat, B. (2013) **Intelligent Model-Based Control of a Standalone Photovoltaic/Fuel Cell Power Plant With Supercapacitor Energy Storage**. Sustainable Energy, IEEE Transactions on , vol.4, no.1, pp.240,249, Jan. 2013.

Toliyat, H. A., Sadeh, J.; Ghazi, R. (1996). **Desing of augmented fuzzy logic power system stabilizers to enhance power systems stability.** IEEE Transactions on Energy Conversion **11**(1).

Tsang, T. T. C.; Clarke, D. W. (1998). **Generalised predictive control with input constraints**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.135, no.6, pp. 451-460, Nov.

Venayagamoorthy, G. K.; Harley, R. G. (2001) **A continually online trained neurocontroller for excitation and turbine control of a turbogenerator**. Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.16, no.3, pp.261,269, Sep 2001.

Venayagamoorthy, G. K.; Harley, R. G.; Wunsch, D. C. (2003) **Implementation of adaptive critic-based neurocontrollers for turbogenerators in a multimachine power system**. Neural Networks, IEEE Transactions on, vol.14, no.5, pp.1047,1064, Sept. 2003.

Venkat, A.N.; Hiskens, I.A.; Rawlings, J.B.; Wright, S.J. (2008) **Distributed MPC Strategies With Application to Power System Automatic Generation Control**. Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.16, no.6, pp.1192,1206, Nov. 2008.

Wang, L. (2009) **Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab®**. Advances in Industrial Control – AIC. Springer.

Wang, L. X. (1997). **A course in Fuzzy Systems and Control**, Prentice-Hall International, Inc., 1997.

Wang SK, Chiou JP, Liu CW. (2009). **Parameters tuning of power system stabilizers using improved ant direction hybrid differential evolution.** Int J Electr Power Energy Syst;31:34–42.

WEG (2000) **Conversor CA/CC. Manual do usuário.** Série: CTW-04. Software: versão 1.1X. 0899.5126 P/4

Wittenmark, B.; Aström, K. J. (1973) **On self tuning regulators**, Automatica **9**: 185–199.

Wittenmark, B.; Aström, K. J. (1984) **Pratical issues in the implementation of self-tuning control**, Automatica **20**: 595–605.

Wismer, D. A.; Chattergy, R. (1978). **Introduction to Nonlinear Optimization, a Problem Solving Approach.** North-Holland, New York, 1978.

Wolovich, W. A. (1974) **Linear Multivariable Systems.** Springer Verlag, New York.

Wu, B.; Malik, O. M. P. (2006). **Multivariable Adaptive Control of Synchronous Machines in a Multimachine Power System**. IEEE Transactions on Power Systems, vol. 21, No. 4, November 2006.

Wu, X.; Shen, J.; Li, Y.; Lee, K.Y. (2013) **Data-Driven Modeling and Predictive Control for Boiler–Turbine Unit**. Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.28, no.3, pp.470,481, Sept. 2013.

Yao, W.; Jiang, L.; Wu, Q.H.; Wen, J.Y.; Cheng, S.J. (2010). **Design of wide-area damping controllers based on networked predictive control considering communication delays**. Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE

Ye, H; Liu, Y. (2010). **Wide-area model predictive damping controller based on online recursive closed-loop subspace identification.** Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on , vol., no., pp.1,5, 24-28 Oct. 2010

Yousfi, C.; Tournier, R.. (1991). **Steady State Optimization Inside Model Predictive Control.** American Control Conference, 1991 , vol., no., pp.1866-1870, 26-28 June.

Yousuf, M.S.; Rizvi, S.Z.; Al-Duwaish, H.N. (2011) **Intelligent predictive control methods for synchronous power system.** Computational Intelligence in Control and Automation (CICA), 2011 IEEE Symposium on , vol., no., pp.67,73, 11-15 April 2011

Xu, L.; Zhi, D; Williams, B.W. (2009) **Predictive Current Control of Doubly Fed Induction Generators.** Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.56, no.10, pp.4143,4153, Oct. 2009

Zachariah, K. J. (1994). **Implementation of Self-Tuning Control for Turbine Generators**, Phd thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Newcastleupon-Type, UK.

Zachariah, K. J.; Finch, J. W.; Farsi. M. (2009). **Multivariable Self-Tuning Control of a Turbine Generator System**. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, No. 2, June 2009.

Zhu, Q.M.; Warwick, K.; Douce, J.L. (1991). **Adaptive general predictive controller for nonlinear systems**. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D , vol.138, no.1, pp.33-40, Jan.

Zheng, Zhi Q.; Morari, Manfred (1993). **Robust Stability of Constrained Model Predictive Control**. American Control Conference, vol., no., pp.379-383, 2-4 June.

Anexo A – Modelagem dos componentes do SEP

A.1 – Dinâmica Mecânica do Gerador Síncrono

As seguintes hipóteses simplificadoras são utilizadas para derivar a dinâmica mecânica do gerador síncrono:

- A variação da velocidade do rotor é pequena em relação à velocidade síncrona;
- As perdas mecânicas devido ao atrito das partes girantes da máquina são ignoradas;

As equações que representam a dinâmica mecânica do gerador síncrono são apresentadas a seguir.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2H}\left[Pm - Pe + D(\omega - 1)\right] \qquad \text{(A.1)}$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_o(\omega - 1) \qquad \text{(A.2)}$$

onde:

δ - ângulo de avanço do eixo-*q* em relação à referência síncrona (rad)

ω - velocidade angular do rotor (pu)

f_o – frequência de operação do sistema elétrico (Hz)

$\omega_o = 2\pi f_o$ - velocidade de sincronismo (rad/s)

H - constante de tempo de inércia (MW.s/MVA)

P_m - potência mecânica (pu)

P_e - potência elétrica (pu)

D - coeficiente de amortecimento (pu/pu)

A.2 – Dinâmica Elétrica do Gerador Síncrono

As seguintes hipóteses simplificadoras são utilizadas para derivar a dinâmica elétrica do gerador:

- Os valores das indutâncias são independentes da magnitude das correntes;
- Os enrolamentos distribuídos podem ser representados por enrolamentos concentrados;
- Despreza os efeitos da saturação magnética do ferro; Tensões induzidas por variação de velocidade serão desprezadas; As reatâncias de acoplamento só estão presentes no estator;

Dois modelos serão utilizados para representar a máquina síncrona: modelo 4 modelo 5 conforme descrito em Arrilaga (1983). O modelo 4 considera os efeitos transitórios no eixo-d e sub-transitório nos eixos-d e q . A dinâmica do rotor desse modelo é representada pelas seguintes equações:

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{E_f + (x_d - x'_d)I_d - E'_q}{T'_{do}} \tag{A.3}$$

$$\frac{dE''_d}{dt} = \frac{-(x_q - x''_q)I_d - E''_d}{T''_{qo}} \tag{A.4}$$

$$\frac{dE''_q}{dt} = \frac{E'_q + (x'_d - x''_d)I_d - E''_q}{T''_{do}} \tag{A.5}$$

No modelo 5 são considerados os efeitos transitórios no eixo-d e q e os efeitos sub-transitórios nos eixos-d e q . A dinâmica do rotor desse modelo é representada pelas seguintes equações:

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{E_f + (x_d - x'_d)I_d - E'_q}{T'_{do}} \tag{A.6}$$

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{-(x_q - x'_q)I_q - E'_d}{T'_{qo}} \tag{A.7}$$

$$\frac{dE''_q}{dt} = \frac{E'_q + (x'_d - x''_d)I_d - E''_q}{T''_{do}} \tag{A.8}$$

$$\frac{dE''_d}{dt} = \frac{-(x_q - x''_q)I_d - E''_d}{T''_{qo}} \tag{A.9}$$

As equações algébricas utilizadas nos modelos 4 e 5 são:

$$E''_q - V_q = R_a I_q - x''_q I_d \tag{A.10}$$

$$E''_d - V_d = R_a I_d - x''_q I_q \tag{A.11}$$

$$P_e = V_q I_q + V_d I_d + R_a (I_d^2 + I_q^2) \tag{A.12}$$

onde:

V_q - tensão terminal de eixo q;

V_d - Tensão terminal de eixo d;

I_q - Corrente terminal no eixo q;

I_d - corrente terminal no eixo d;

E'_q - Tensão transitória de eixo q;

E_q'' - Tensão subtransitória de eixo q;

E_d'' - Tensão subtransitória de eixo d;

E_f - Tensão de excitação do enrolamento de campo;

T_{do}' - Constante de tempo transitória de circuito aberto do eixo d;

T_{do}'' - Constante de tempo subtransitória de circuito aberto do eixo d;

T_{qo}' - Constante de tempo transitória de circuito aberto do eixo q;

T_{qo}'' - Constante de tempo subtransitória de circuito aberto do eixo q;

x_d - Reatância síncrona do eixo d;

x_d' - Reatância transitória do eixo d;

x_d'' - Reatância subtransitória do eixo d;

x_q - Reatância síncrona do eixo q;

x_q' - Reatância transitória do eixo q;

x_q'' - Reatância subtransitória do eixo q;

A.3 – Sistema de Excitação

Muitos modelos de sistema de excitação foram desenvolvidos para representar os vários tipos de sistemas de potência (Kundur, 1994). A padronização dessas representações em 4 categorias foi proposta pelo IEEE (IEEE, 1981).

O sistema de excitação convencional utilizado nas simulações é derivado do Tipo 1, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura A.1. Esse diagrama representa um sistema de excitação com excitatriz a tiristor, alto ganho ($50 \leq K_A \leq 400$), constante de tempo baixa ($0 \leq T_A \leq 0{,}05s$) e sem esquema de redução transitória de ganho (TGR - Ttransiente Gain Redution). T_r representa a constante de tempo do transdutor de tensão terminal

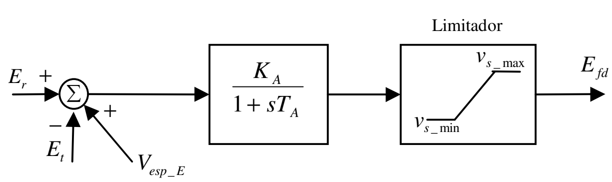


Figura A.1 - Diagrama do sistema de excitação utilizado nas simulações.

A.4 – Sistema de Controle de Velocidade e Turbina

O comportamento da turbina é representada nas simulações computacionais realizadas nesse trabalho pelo modelo não-linear descrito pelo seguinte conjunto de equações (Kundur, 1994):

$$\overline{T}_m = \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)\overline{P}_m\left(\frac{P_r}{MVA_{base}}\right) = \frac{1}{\overline{\omega}}\left(\overline{U} - \overline{U}_{NL}\right)\overline{HP_r} \tag{A.13}$$

$$\overline{U} = \frac{U}{U_r} \tag{A.14}$$

$$\overline{U}_{NL} = \frac{U_{NL}}{U_r} \tag{A.15}$$

$$\overline{U}_{NL} = A_t \overline{g}_{NL} (\overline{H}_0)^{1/2} \tag{A.16}$$

$$\overline{H} = \frac{H}{H_r} \tag{A.17}$$

$$\overline{P}_r = \frac{MW_{base}}{MVA_{base}} \tag{A.18}$$

$$\frac{\overline{U}}{\overline{H} - \overline{H}_0} = \frac{-1}{T_w s} \tag{A.19}$$

$$T_w = \frac{LU_r}{a_g H_r} \tag{A.20}$$

$$\overline{H}_0 = 1.0 \tag{A.21}$$

$$A_t = \frac{1}{\overline{g}_{FL} - \overline{g}_{NL}} \tag{A.22}$$

$$\overline{G} = A_t \overline{g} \tag{A.23}$$

onde:

U – velocidade da água no conduto forçado

G – posição de abertura da válvula distribuidora

H_r – altura da coluna de água até a posição da válvula distribuidora

$\overline{H}_0$ – valor inicial de $\overline{H}$ em regime

A – área do conduto forçado

L – comprimento do conduto forçado

T_w – constante de tempo da água na potência nominal

MVA_{base} – potência base utilizada para normalizar variáveis no sistema em pu

MW_{base} – potência nominal da turbina

$\overline{g}_{NL}$ – abertura da válvula distribuidora em pu em vazio

$\overline{g}_{FL}$ – abertura da válvula distribuidora em pu com carga plena

$\overline{\omega}$ – velocidade de rotação em pu

U_r - Vazão na potência nominal/ Área do conduto forçado

Q_r - Vazão na potência nominal

Na Figura A.2 é apresentado o diagrama de blocos do modelo não-linear de turbina hidráulica utilizada nas simulações.

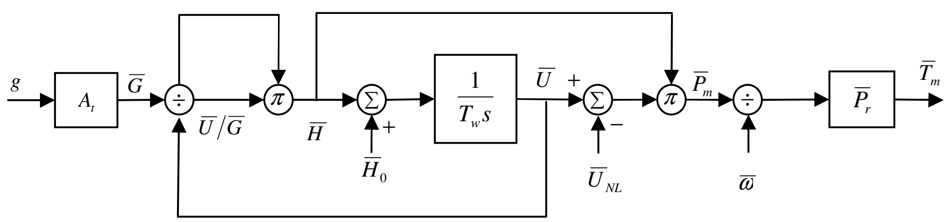


Figura A.2 - Diagrama de blocos do modelo não-linear de turbina hidráulica utilizada nas simulações.

O sistema de regulação de velocidade utilizado nas simulações considera o estatísmo permanente e a compensação transitória de estatísmo, conforme apresentado é apresentado no diagrama de blocos da Figura A.3. Na Tabela A.1, são descritas as variáveis utilizadas nessa figura.

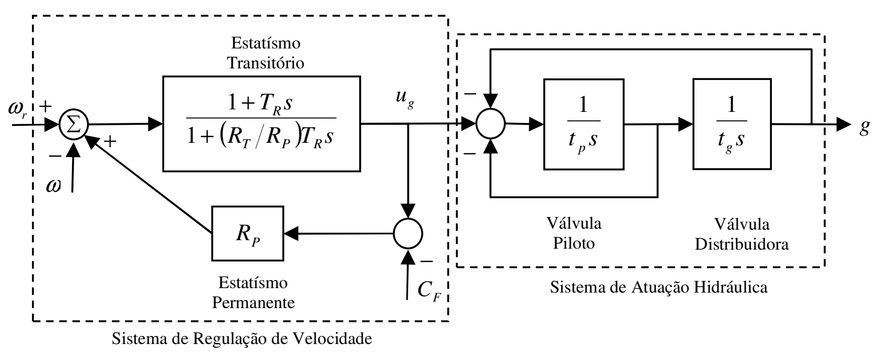


Figura A.3 - Diagrama de blocos do regulador de velocidade e do sistema de atuação hidráulica utilizados nas simulações.

Tabela A.1 – Variáveis utilizadas no modelo de simulação do regulador de velocidade

Variável	Descrição
R_P	Estatísmo permanente
R_T	Estatísmo transitório
t_p	Constante de tempo da válvula piloto
t_g	Constante de tempo da válvula distribuidora
T_R	Tempo de Reset
C_F	Comando de carga frequência

A.5 – Representação de Sistemas Multimáquinas

A representação esquemática de um sistema multimáquinas genérico pode ser descrita conforme a Figura A.4.

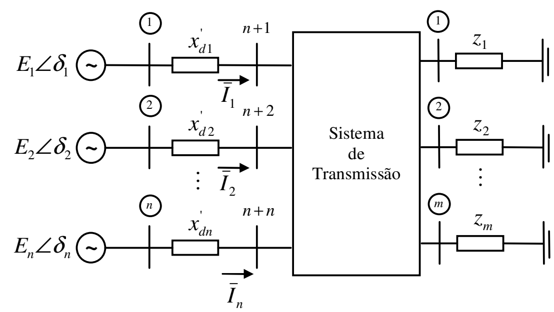


Figura A.4 – Esquema representativo de um sistema multimáquinas genérico.

A.5.1 – Equações da Rede Elétrica – redução de rede

Considerando que o sistema de transmissão apresentado no esquema genérico da Figura A.4 seja formado por $(2n+m)$ barras das quais as n primeiras barras são barras internas das máquinas síncronas e nas $n+m$ barras restantes somente cargas estão conectadas. Suponha que a matriz de admitância nodal do modelo do fluxo de potência seja representada por:

$$Y_{Fluxo} = \begin{array}{cc} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} & \begin{array}{c} n \\ m \end{array} \\ \begin{array}{cc} n & m \end{array} & \end{array} \tag{A.24}$$

A inclusão das barras internas das máquinas síncronas e das correspondentes reatâncias transitórias resulta na seguinte matriz de admitâncias nodais ampliada:

$$Y_{com\ x_d'} = \begin{array}{c} \begin{bmatrix} Y & -Y & 0 \\ -Y & Y_1 + Y & Y_2 \\ 0 & Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} \begin{matrix} n \\ n \\ m \end{matrix} \\ \begin{matrix} n & \quad n & \quad m \end{matrix} \end{array} \tag{A.25}$$

Adicionalmente, a representação das cargas por admitâncias constantes implica em adicionar às barras numeradas de $(n+1)$ a $(2n+m)$, uma admitância entre os nós e a referência dada por:

$$y_{Li} = \frac{P_{Li} - jQ_{Li}}{|V_i|^2}; \ i = (n+1), \cdots, (2n+m) \tag{A.26}$$

onde:

$|V_i|$ - módulo da tensão na *i*-ésima barra para a operação em regime permanente antes de qualquer perturbação aplicada ao sistema elétrico

$P_{Li} - jQ_{Li}$ - carga da na *i*-ésima barra nas mesmas condições de $|V_i|$

Consequentemente, $Y_{com\ x_d'}$, a matriz da Eq. (A.25) deve ser modificada para constituir a seguinte matriz de admitâncias nodais:

$$Y_{estab} = \begin{array}{c} \begin{bmatrix} Y & -Y & 0 \\ -Y & Y_1 + Y + Y_{Lg} & Y_2 \\ 0 & Y_3 & Y_4 + Y_{Lf} \end{bmatrix} \begin{matrix} n \\ n \\ m \end{matrix} \\ \begin{matrix} n & \qquad n & \qquad m \end{matrix} \end{array} \tag{A.27}$$

A representação das cargas pode ser sintetizada pela submatriz da seguinte equação:

$$Y_L = \begin{array}{c} \begin{bmatrix} Y_{Lg} & 0 \\ 0 & Y_{Lf} \end{bmatrix} \begin{matrix} n \\ m \end{matrix} \\ \begin{matrix} n & m \end{matrix} \end{array} = Diag(y_{Li}); \quad i = (n+1), \cdots, (2n+m) \tag{A.28}$$

A dimensão da matriz Y_{estab} deve ser reduzida a dimensão correspondente ao número de barras internas de máquinas síncronas para se adequar a formulação matemática apresentada na seção anterior. Nesse sentido, a matriz Y_{estab} é particionada da seguinte forma:

$$Y_{estab} = \begin{array}{c} \begin{bmatrix} Y_A & Y_B \\ Y_C & Y_D \end{bmatrix} \begin{matrix} n \\ n+m \end{matrix} \\ \begin{matrix} n & n+m \end{matrix} \end{array} \tag{A.29}$$

Utilizando essa notação, as equações da rede elétrica para o sistema da Figura A.8 podem então ser escritas na seguinte forma matricial compacta:

$$\begin{bmatrix} I_g \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_A & Y_B \\ Y_C & Y_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_g \\ V_L \end{bmatrix} \tag{A.30}$$

Uma forma equivalente da Eq. (A.30) é a seguinte:

$$I_g = Y_A E_g + Y_B V_L \tag{A.31}$$

$$0 = Y_C E_g + Y_D V_L \tag{A.32}$$

Isolando-se V_L na Eq. (A.32) e substituindo-se na Eq. (A.31), obtém-se:

$$I_g = \left(Y_A - Y_B Y_D^{-1} Y_C\right) E_g = Y_{reduzida} E_g \tag{A.33}$$

$$Y_{reduzida} = \left(Y_A - Y_B Y_D^{-1} Y_C\right) \tag{A.34}$$

A matriz $Y_{reduzida}$ corresponde à matriz admitância nodal da rede reduzida equivalente à rede do sistema da Figura A.4 mantendo somente as barras internas dos geradores síncronos. Esse processo de redução de rede também é conhecido como redução de Kron (Anderson, 1970). Utilizando essa transformação o sistema multimáquinas da Figura A.4 pode ser representado pelo esquema apresentado na Figura A.5 onde a rede elétrica original foi substituída pela rede elétrica equivalente reduzida contendo somente as barras internas das máquinas síncronas.

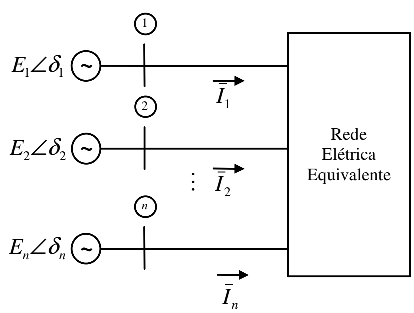


Figura A.5 – Sistema multimáquinas reduzido às barras internas de geração.

A.5.2 – Representação da Rede Elétrica

O sistema de transmissão da Figura A.5 é descrito utilizando-se a matriz de admitância nodal na formulação de injeções de correntes, conforme a Eq. (A.1). As equações de potências injetadas em cada ramo do sistema multimáquinas reduzido representado na Figura A.5 são as seguintes:

$$\begin{cases} P_1 + jQ_1 = \bar{E}_1 \bar{I}_1^* \\ P_2 + jQ_2 = \bar{E}_2 \bar{I}_2^* \\ \vdots \\ P_n + jQ_n = \bar{E}_n \bar{I}_n^* \end{cases} \tag{A.35}$$

As equações de injeções de correntes para a rede reduzida equivalente são dadas por:

$$\begin{cases} \overline{I}_1 = \overline{Y}_{11}\overline{E}_1 + \overline{Y}_{12}\overline{E}_2 + \cdots + \overline{Y}_{1n}\overline{E}_n = \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{1k}\overline{E}_k \\ \overline{I}_2 = \overline{Y}_{21}\overline{E}_1 + \overline{Y}_{22}\overline{E}_2 + \cdots + \overline{Y}_{2n}\overline{E}_n = \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{2k}\overline{E}_k \\ \vdots \\ \overline{I}_n = \overline{Y}_{n1}\overline{E}_1 + \overline{Y}_{n2}\overline{E}_2 + \cdots + \overline{Y}_{nn}\overline{E}_n = \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{nk}\overline{E}_k \end{cases} \tag{A.36}$$

onde:

$\overline{Y}_{ii}$ - admitância própria para a *i*-ésima barra de rede equivalente;

$\overline{Y}_{ij}$ - admitância de transferência entre as barras *i* e *j* da rede equivalente;

Substituindo-se a Eq. (A.36) na Eq. (A.35), obtém-se:

$$\begin{cases} P_1 + jQ_1 = \overline{E}_1 \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{1k}^* \overline{E}_k^* \\ P_2 + jQ_2 = \overline{E}_2 \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{2k}^* \overline{E}_k^* \\ \vdots \\ P_n + jQ_n = \overline{E}_n \sum_{k=1}^{n} \overline{Y}_{nk}^* \overline{E}_k^* \end{cases} \tag{A.37}$$

Definindo-se:

$$\begin{aligned} \overline{Y}_{ii} &= Y_{ii}\angle -\theta_{ii} = G_{ii} - jB_{ii} \\ \overline{Y}_{ik} &= Y_{ik}\angle -\theta_{ik} = G_{ik} - jB_{ik} \\ \overline{E}_i &= E_i \angle \delta_1 \end{aligned} \tag{A.38}$$

e substituindo-se a Eq. (A.42) na Eq. (A.37), resulta em:

$$P_i + jQ_i = E_i \angle \delta_i \sum_{k=1}^{n} Y_{ik} \angle \theta_{ik} E_k \angle -\delta_k; \quad (i = 1,2,\cdots,n) \tag{A.39}$$

Portanto, a potência ativa fornecida pelas máquinas síncronas é dada por:

$$P_i = \Re e(P_i + jQ_i) = \sum_{k=1}^{n} E_i E_k Y_{ik} \cos(\theta_{ik} + \delta_i - \delta_k); \quad (i = 1,2,\cdots,n) \tag{A.40}$$

ou:

$$P_i = E_i^2 Y_{ii} \cos(\theta_{ii}) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} E_i E_k Y_{ik} \cos(\theta_{ik} + \delta_i - \delta_k); \quad (i = 1,2,\cdots,n) \tag{A.41}$$

Utilizando $Y_{ik} = G_{ik} - jB_{ik}$ obtém-se

$$P_i = E_i^2 G_{ii} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} E_i E_k \left[G_{ik} \cos(\delta_i - \delta_k) - B_{ik} sen(\delta_i - \delta_k) \right]; \quad (i = 1,2,\cdots,n) \tag{A.42}$$

Portanto, desprezando-se os torques de amortecimento, as equações que descrevem o comportamento dinâmico de um sistema multimáquinas são as seguintes:

$$\begin{cases} \dfrac{2H_i}{\omega_r}\dot{\omega}_i = P_{mi} - P_{ei} \\ \dot{\delta}_i = \omega_i - \omega_r \end{cases} \tag{A.43}$$

onde:

$$P_{ei} = P_i = E_i^2 G_{ii} + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} E_i E_k \left[G_{ik} \cos(\delta_i - \delta_k) - B_{ik} sen(\delta_i - \delta_k) \right] \tag{A.44}$$

O sistema de equações (A.43) é formado por $2n$ equações diferenciais ordinárias não-lineares de 1ª ordem, genericamente representáveis por:

$$\dot{x} = f\left(t, x(t), x(t_0)\right) \tag{A.45}$$

onde:

$x(t_0) = x_0$ - Vetor de condições iniciais

$x = \left[\omega_1, \delta_1, \omega_2, \delta_2, \ldots, \omega_n, \delta_n\right]^T$ - Vetor de variáveis de estado;

$f = \left[f_1, f_2, \ldots, f_{2n}\right]^T$ - Vetor de funções não-lineares;

A.5.3 – Acoplamento das Máquinas Síncronas ao Sistema de Transmissão

As grandezas utilizadas na modelagem de máquinas síncronas são dadas em termos de valores eficazes equivalentes de estator definidas em relação a um sistema de referência *d-q* obtido por meio da transformada de Park. Por outro lado, as grandezas do sistema de transmissão estão relacionadas a um sistema de referência definido no plano complexo (números representados por parte real e imaginária). Ambos os sistemas de referência giram a velocidade síncrona, porém, estão defasados de um ângulo δ. Então, para realizar o acoplamento das equações da máquina com as equações da rede de transmissão, é necessário definir um sistema de equações adicionais que representa uma transformação de coordenadas por rotação de eixos. As equações que descrevem a transformação de coordenadas por rotação de eixos são obtidas, para o caso das tensões, conforme descrito pelo diagrama fasorial apresentado na Figura A.6.

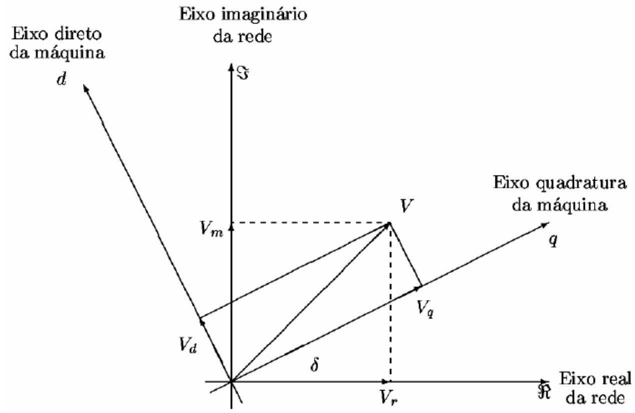


Figura A.6 – Diagrama fasorial representativo da transformação de coordenadas $d-q \rightarrow \Re - \Im$ e vice-versa.

A partir do diagrama fasorial da Figura A.10, obtém-se:

$$\begin{cases} V_d = -V_r sen\delta + V_m \cos\delta \\ V_q = \ V_r \cos\delta + V_m sen\delta \end{cases} \tag{A.46}$$

Em forma matricial a Eq. (A.50) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -sen\delta & \cos\delta \\ \cos\delta & sen\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_m \end{bmatrix} \tag{A.47}$$

A inversa dessa relação é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -sen\delta & \cos\delta \\ \cos\delta & sen\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \tag{A.48}$$

ou:

$$\begin{bmatrix} V_r \\ V_m \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \tag{A.49}$$

onde T é a matriz de transformação.

A.5.4 – Equações de Interface

As equações diferencias que descrevem os rotores das máquinas síncronas utilizam variáveis de Park, definidas em relação a um sistema de referência $d-q$. A compatibilização entre as equações do rotor com o sistema de referências girante utilizado para representar a rede elétrica é realizado estabelecendo uma relação entre a tensão da barra onde a máquina síncrona estiver conectada e as correntes I_d e I_q além de uma expressão para a potência elétrica. Esta relação é obtida aplicando a transformação $d-q \rightarrow \Re - \Im$ da Eq. (A.49) às variáveis V_d e V_q das equações do estator. As equações resultantes, conhecidas como equações de interface, são dadas por:

$$\begin{cases} I_d = \dfrac{\left[-E_q' + V_r \cos\delta + V_m sen\delta\right]}{x_d^{'}} \\ I_q = \dfrac{\left[-E_d' + V_r sen\delta - V_m \cos\delta\right]}{x_q^{'}} \\ P_e = E_d' I_d + E_q' I_q - \left(x_q' - x_d'\right) I_d I_q \end{cases} \tag{A.50}$$

B – Descrição do Sistema Micro-gerador de Energia Utilizado nos Testes

B.1 Introdução

Normalmente o procedimento de avaliação de desempenho de estratégias de controle em sistemas elétricos de potência é realizado em três etapas: 1) avaliação por meio de simulações numéricas no computador; 2) investigação experimental em sistema de potência de escala reduzida; e 3) teste de campo em sistema real de grande porte.

Na etapa 1 a abordagem tradicionalmente utilizada considera um modelo matemático conhecido para a máquina síncrona. Nesse modelo, algumas manipulações algébricas como a transformada de Park e suas variações são utilizadas pra criar frames de referência adequados para a modelagem matemática dos fenômenos eletromagnéticos envolvidos no funcionamento do gerador. Exemplos desse tipo de avaliação teórica através de simulações computacionais podem ser encontrados em Costa Junior (1999) e Barreiros et al. (1998).

A utilização de modelos reduzidos de sistemas de potência permite que os estudos práticos, comuns nas etapas de pesquisa e avaliação de desempenho de novas estratégias de controle, sejam conduzidos em um ambiente controlado de laboratório. Esses modelos podem exibir características típicas dos sistemas de grande porte em termos de parâmetros normalizados em por unidade (pu). A avaliação de controladores em sistemas reduzidos tem a vantagem de submeter o controlador às dificuldades práticas que podem ser encontradas nos testes de campo como ruído, atrasos de transdutores, comportamento não-linear de sensores, interferência eletromagnética, etc.

Devido à indisponibilidade de sistemas de grande porte para testes de novas estratégias de controle ainda em fase experimental, estas podem ser avaliadas com a utilização de sistemas de potência de escala reduzida. Dependendo do tipo de teste, uma falha pode ocasionar defeitos mecânicos, elétricos ou eletrônicos na unidade de geração ensaiada e dispositivos de medição, operação e controle associados. Essas dificuldades criam restrições quanto à utilização de unidades de geração de grande porte para a execução de testes de estratégias de controle não convencionais. Exemplos de testes realizados em sistemas de potência de escala reduzida podem ser encontrados em Moutinho et al. (2006), Moutinho (2007) e Moutinho et al. (2012a).

Após a avaliação e ajustes no sistema de potência de escala reduzida, na etapa final do procedimento de avaliação de desempenho de estratégias de controle avançadas, são realizados testes em campo com equipamentos de grande porte para confirmar o desempenho obtido nas etapas 1 e 2. Exemplos de testes desse tipo podem ser encontrados em Risuenho, (2005).

Roberts, na França em 1950, e Kostenko, na URSS em 1951, foram os pioneiros no estudo da estabilidade dinâmica em modelos reduzidos de sistemas de potência. Após esses promissores trabalhos e devido à importância desse tipo de modelo durante as etapas inicias da pesquisa por novas estratégias de controle, diversas instituições em diferentes partes do mundo adquiriram ou montaram sistemas reduzidos de potência do tipo máquina síncrona conectada ao barramento infinito (Malik et. al, 1987; Gu e Bollinger, 1989; Fan et. al, 1989; Finch et. al, 1999; Shamsollahi e Malik, 1999; Venayagamoorthy e Harley, 2001) e sistemas multimáquinas (Venayagamoorthy et. al, 2003) para realizar a avaliação de técnicas de controle digital. No Brasil, até o momento em que esse trabalho foi elaborado, a pesquisa realizada pelo autor indicou que pelo menos duas instituições públicas de referência na região norte do país possuem sistemas desse tipo:

- O Centro de Tecnologia da ELETROBRAS-ELETRONORTE (LACEN), localizado em Belém, Pará;
- A Universidade Federal do Pará (UFPA) (Moutinho, 2007);

Nesse capítulo serão descritos os detalhes do sistema micro-gerador de energia disponível no LACEN. Ele será utilizado nos testes de validação das estratégias de controle propostas nesta tese.

B.2 Descrição do Sistema de Geração de Escala Reduzida – SGER

Na Figura B.1.a é apresentada uma fotografia do *Sistema de Geração de Escala Reduzida* (SGER) disponível no LACEN montado no *Laboratório de Simulação da Dinâmica de Sistemas de Elétricos de Potência* (LAD_POT). Com os recursos do LAD_POT é possível avaliar e validar estratégias avançadas de controle, monitoração (Moutinho, 2009b; Moutinho, 2011a; Moutinho, 2011d; Moutinho, 2011e) e manutenção preditiva (Moutinho, 2011b; Moutinho, 2011c; Moutinho, 2012b; Moutinho, 2012c; Moutinho, 2012d) aplicadas as máquinas rotativas em operação na ELETROBRAS-ELETRONORTE. Os recursos do LAD_POT também são utilizados em projetos de pesquisa e desenvolvimento propostos, executados e coordenados pela ELETROBRAS-ELETRONORTE (ELETRONORTE, 2011).

Figura B.1 – SGER com cadeia de medição e controle associadas: a) Grupo Gerador: Motor CC a direita; Gerador Síncrono a esquerda; simulador de inércia no centro; b) Gerador síncrono de 1,2 kVA c) Simulador de inércia; d) Fonte de tensão trifásica variável; e) Carga resistiva; f) Carga capacitiva; g) Carga indutiva; h) Sincronizador automático; i) Simulador de curto-circuito; j) Transdutor de torque e potência mecânica; k) Unidade de processamento digital de torque e potência mecânica; l) Multimedidor de grandezas elétricas; m) Controlador digital industrial NI cRIO-9025; n) CTW-04 Driver de acionamento do Motor DC

O SGER é formado por um motor de corrente contínua (motor CC) de 2,0kW acoplado a um gerador síncrono de polos salientes com excitação em corrente contínua, cuja potência é de 1,2 kVA, 1800rpm, FP=0,8. O gerador é conectado a um sistema de potência de escala comercial por uma pequena linha de transmissão, simulada por meio de reatâncias indutivas. Um sincronizador automático, apresentado na Figura B.1.h, é utilizado para realizar a conexão do gerador ao sistema de potência de grande porte.

Uma fonte de tensão trifásica variável (Figuras B.1.d) especialmente projetada para experimentos em laboratório é utilizada para alimentar os circuitos de campo do gerador e os circuitos de campo e armadura do motor CC. Cargas elétricas trifásicas resistivas, capacitivas e indutivas (Figuras B.1.e, E.1.f e E.1.g, respectivamente) estão disponíveis para simular o comportamento de cargas locais ligadas diretamente à saída do gerador síncrono. A simulação da inércia presente em unidades de geração de grande porte é realizada por meio de um sistema mecânico formado por discos de aço acoplados ao eixo do gerador (Figura B.1.c). O SGER também possui um sistema digital de medição de torque e potência mecânica diretamente acoplamento entre os eixos do gerador e do motor CC (Figura B.1.j). Faltas do tipo curto-circuito trifásico podem ser aplicadas à saída do gerador utilizando um simulador de faltas (Figura B.1.i). A cadeia de medição inclui também um multimedidor digital de grandezas elétricas modelo SIMEAS-P® fabricado pela Siemens (Figura B.1.l).

O sistema de regulação de velocidade e tensão é formado por um controlador digital de tempo real padrão industrial modelo NI cRIO-9225 membro da plataforma Compact-RIO® e fabricado pela National Instruments®, conforme apresentado na Figura B.1.m. O Driver de acionamento utilizado no motor CC é o CTW-04 fabricado pela WEG®. Ele é apresentado na Figura B.1.n.

Na Figura B.2 é apresentado o diagrama esquemático do SGER.

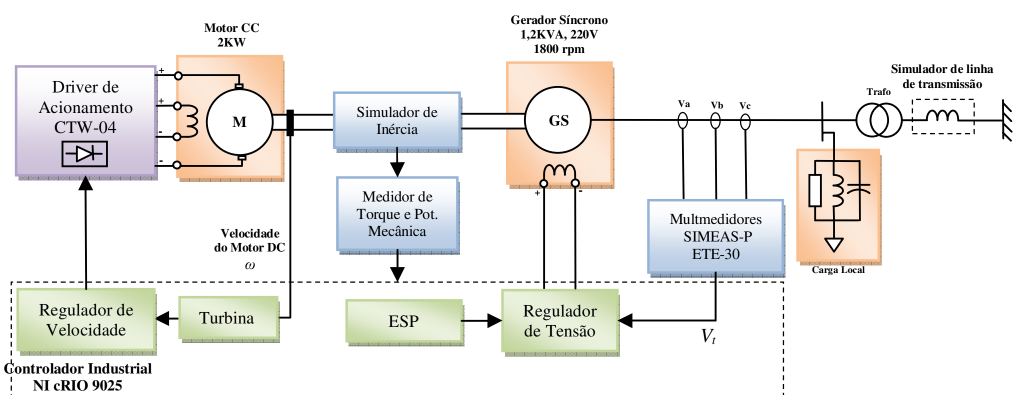


Figura B.2 – Diagrama esquemático do SGER montado no LAD_POT do LACEN.

A estrutura da planta estudada é baseada no conhecido modelo máquina síncrona interligada a um barramento infinito, muito utilizado em estudos que tratam da estabilidade de sistemas de potência por exibir um comportamento dinâmico semelhante ao de sistemas de potência mais complexos.

Na Figura B.3 é apresentado o diagrama de blocos do SGER contemplando as estruturas de controle, medição e algumas das variáveis de interesse nesse estudo.

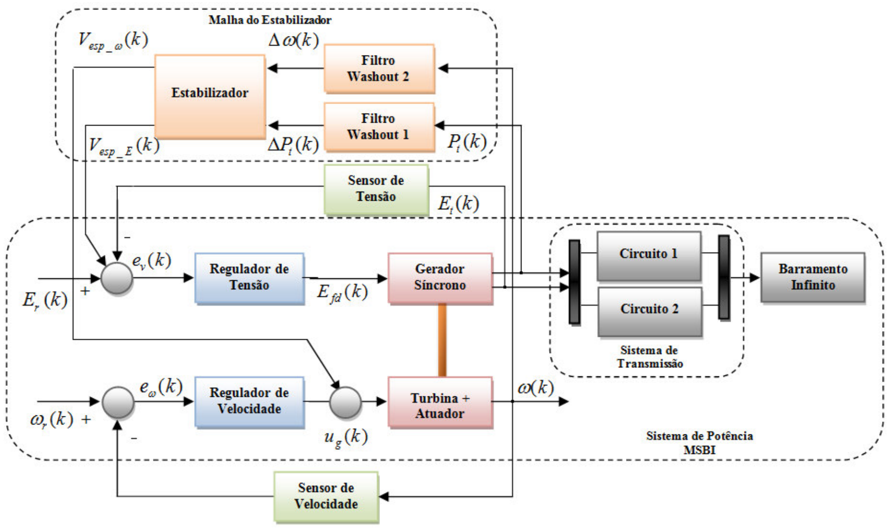


Figura B.3 – Diagrama de blocos do SGER e estruturas de controle e medição associadas.

Três malhas de controle podem ser identificadas:

a) Regulador de Velocidade (RV): tem a função de controlar a velocidade ω do conjunto motor CC e gerador síncrono. O driver de acionamento utilizado é o CTW-04, que pode operar em 1 ou 4 quadrantes. A variável u_g representa o sinal de controle enviado a unidade de atuação hidráulica para comandar o torque mecânico da turbina, cuja dinâmica é emulada digitalmente no controlador industrial NI cRIO-9025..

b) Regulador Automático de Tensão (RAT): tem a função de controlar a tensão terminal do gerador síncrono V_t. O sistema de excitação do gerador síncrono é formado por uma ponte de tiristores que controla o valor médio de tensão aplicado ao circuito de campo. O sinal E_{fd} representa essa variável. Esse sinal controla o ângulo de disparo dos tiristores da ponte retificadora que determina o nível de tensão aplicado ao circuito de campo e dessa forma determina o valor da tensão terminal V_t.

c) Estabilizador de Sistema de Potência (ESP): tem a função de sintetizar os sinais V_{esp_E} e V_{esp_ω} a partir do processamento dos sinas de desvio de potência ativa, ΔP_t, e desvio de velocidade, Δω. Os sinais do estabilizador são somados ao sinal de referência do RAT, E_r, e ao sinal de controle da unidade de atuação hidráulica, u_g. Maiores detalhes sobre a modelagem das estruturas apresentadas na Figura B.3 serão descritos no capítulo 3. O ESP projetado neste trabalho é uma lei de controle suplementar multivariável utilizado para aumentar os limites de estabilidade do sistema de potência estudado. Maiores detalhes sobre o projeto dessa malha de controle serão apresentados no capítulo 5.

B.3 Componentes do SGER

Nesta seção serão descritas algumas características dos componentes do SGER disponível no LACEN.

B.3.1 Motor CC

Esse motor é utilizado para rotacionar o conjunto gerador síncrono + simular de inércia de forma a emular o comportamento dinâmico de uma turbina de pequeno porte. Foi utilizado o modelo MV-1028 fabricado pela Terco® e apresentado na Figura B.4.a. Esse equipamento possui uma base metálica em alumínio anodizado, interpolos, acoplamento no eixo e conexões elétricas com diagrama mímico. Algumas das características elétricas e mecânicas desse componente são apresentadas na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Características elétricas e mecânicas do Motor CC MV-1028.

Característica	Valor
Fabricante	Terco®
Modelo	MV-1028
Potência	Gerador - 2,2 kW Motor - 2,0 kW
Velocidade de Rotação	1800rpm
Excitação Campo	220V; 0,8A
Armadura	220V; 12A
Peso	50kg

B.3.2 Gerador Síncrono

O gerador síncrono utilizado no SGER do LACEN é o modelo MV-1027 fabricado pela Terço® e apresentado na Figura B.4.c. Esse equipamento tem rotor de polos salientes, enrolamentos amortecedores, excitação CC de até 220V e características elétricas semelhantes às características de máquinas rotativas de grande porte. As características elétricas e mecânicas do gerador síncrono do SGER são apresentadas na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Características do gerador síncrono MV-1027.

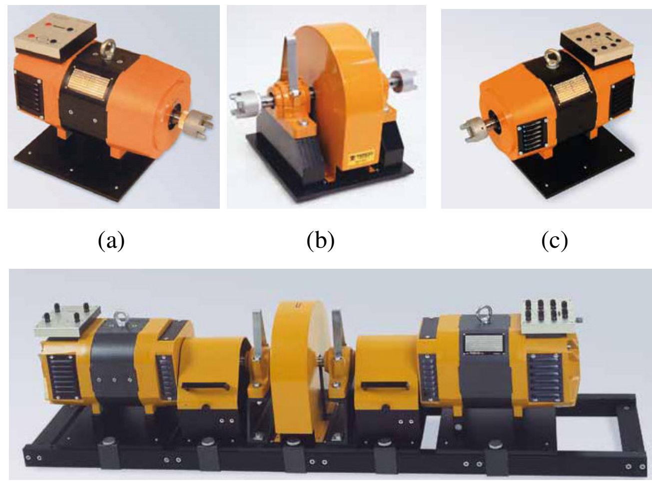
Característica	Valor
Fabricante	Terco®
Modelo	MV-1027
Potência	Gerador – 1,2 kVA x 0,8 Motor – 1,0 kW
Velocidade de Rotação	1800 rpm
Excitação Campo	220V, 1,4A
Momento de inércia	J = 0,012 kgm^2
Armadura	Conexão Estrela - 380-415V; 2,0 A Conexão Delta - 220-240V; 3,5 A
Peso	39 g

B.3.3 Simulador de inércia

No acoplamento entre o gerador síncrono e o motor CC é utilizado um simulador de inércia modelo MV-1010, fabricado pela Terco®. O simulador é dinamicamente balanceado e tem capas de proteção nos dois acoplamentos, conforme apresentado na Figura B.4.b. Na Tabela B.3 são apresentadas as principais características desse equipamento.

Tabela B.3 – Características do simulador de inércia MV-1010.

Característica	Valor
Fabricante	Terco®
Modelo	MV-1010
Momento de inércia	J = 0,406 kgm^2
Dimensões	400 x 300 x 300 mm
Peso	56 g



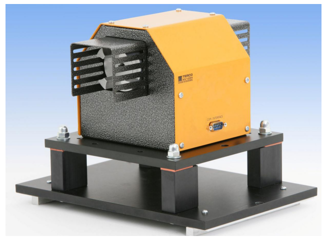
(a) (b) (c)

(d)

Figura B.4 – Máquinas elétricas rotativas utilizadas no LAD_POT: a) Motor CC MV-1028; b) Simulador de inércia; c) Gerador síncrono MV-1027; d) Típico esquema de ligação entre máquinas rotativas utilizando um suporte metálico de apoio;

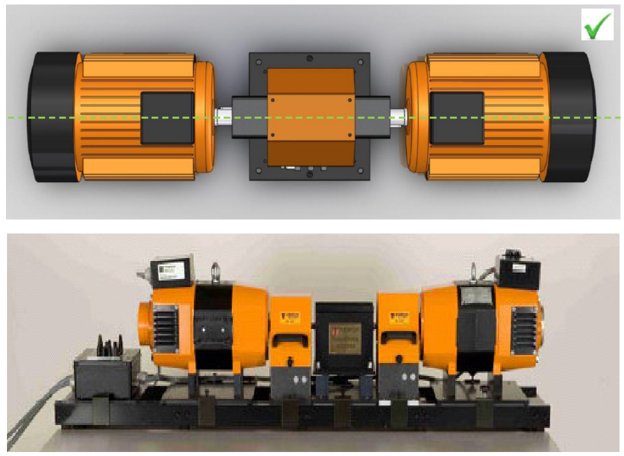
B.3.4 Medidor digital de torque e potência mecânica

O medidor digital de torque e potência utilizado no SGER é o MV-1054 fabricado pela Terco®. Esse medidor é formado por um sensor que utiliza princípios eletromagnéticos para a medição de torque sem o contato direto com as partes girantes do eixo e uma unidade de processamento digital, conforme apresentado na Figura B.5. Nessa Figura também é apresentado um esquema típico de conexão realizada entre o sensor de torque e as máquinas elétricas rotativas de um grupo gerador. O instrumento possui interface de comunicação com protocolo padrão industrial Modbus. Na Tabela B.4 são apresentadas as principais características do instrumento.



(a)

(b)



(c)

Figura B.5 – Medidor digital de torque e potência mecânica: a) Transdutor b) Unidade de processamento e medição digital; c) Conexão do transdutor às máquinas rotativas utilizando o suporte metálico de apoio;

Tabela B.4 – Características do medidor de troque e potência mecânica MV-1054.

Característica	Valor
Fabricante	Terco®
Modelo	MV1054 / SM1054
Torque medido	±17,50Nm
Torque mecânico máximo	25Nm
Potência medida	±5500W
Velocidade medida	0-3000rpm
Redes de comunicação	Modbus RTU 8N2 (default)
Baud rate (bit/s):	19200kB (default)
Tensão de alimentação	220-240VAC, 1-phase, 50-60Hz
Interface Homem-Máquina	Dsplay 7 segmentos + Controle e configuração

B.3.5 Driver de acionamento do motor DC

O *driver* utilizado no acionamento do motor CC é um componente da série CTW-04 fabricado pela WEG® do Brasil, apresentado na Figura B.6. Esse driver destina-se ao acionamento de motores de corrente contínua com excitação independente, para variação e controle da velocidade em 1 quadrante ou 4 quadrantes As principais características do CTW-04 são apresentadas na Tabela B.5

(a) (b) (c)

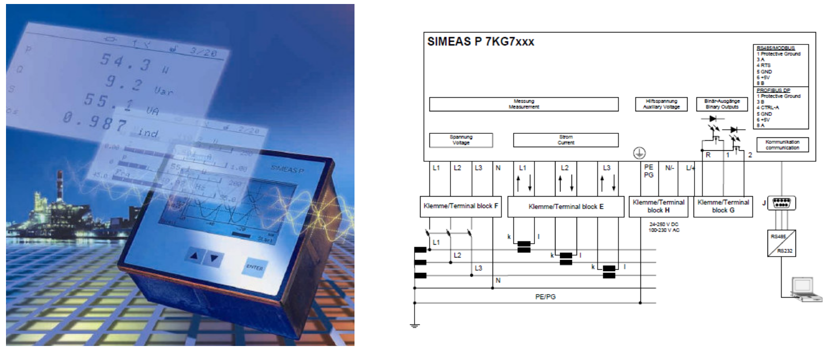
Figura B.6 – *Driver* de acionamento de motor CC CTW-04: a) Vista frontal b) Interface Homem Máquina; c) Diagrama de blocos;

Tabela B.5 – Características do *driver* CTW-04 de acionamento de motor CC.

Característica	Valor
Fabricante	WEG®
Frequência	50/60 Hz
Sequencia de fase	Qualquer (RST - RTS)
Interface Homem-Máquina	Dsplay 7 segmentos + Controle e configuração
Entradas Digitais	Isoladas 24Vcc (corrente bidirecional)
Saídas Digitais	A relé (24V cc)
Entradas analógicas	Diferenciais de 0 - 10V ou 4 a 20mA – 12 Bits
Saídas Analógicas	Resolução de 12 bits
Realimentação de Velocidade	Força contra-eletromotriz, tacogerador CC ou encoder incremental
Alimentação de campo	Até 440V
Redes de comunicação	Fieldbus (Profibus-DP e DeviceNet) Comunicação serial RS-232

B.3.6 Multimedidor de grandezas elétricas

O multimedidor de grandezas elétricas SIMEASP é utilizado para a medição de potência ativa e reativa do gerador síncrono do SGER. O medidor é apresentado na Figura B.7. Algumas características desse equipamento são apresentadas na Tabela B.3.



(a) (b)

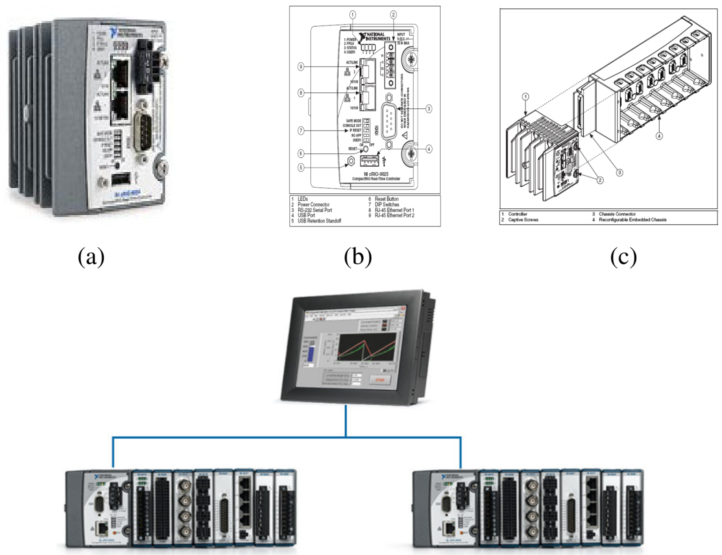
Figura B.7 – Multimedidor de grandezas elétricas SIMEASP: a) Vista frontal b) Diagrama de blocos;

Tabela B.6 – Características do multimedidor de grandezas elétricas SIMEAS-P.

Característica	Valor
Fabricante	**SIEMENS®**
Max Tensão Alimentação	440V (Linha-Terra)
Taxa de amostragem	3,2 kHz (50 Hz) 3,84 kHz (60 Hz)
Resolução conversor	12 bits
Corrente de Entrada	5A
Tensão de medição	100/110 V; 190 V; 400 V; 690 V (fase-fase)
Interface Homem-Máquina	Dsplay LCD (120 x 240 pixels, 103 x 60 mm)
Redes de comunicação	Modbus RTU/ASCII
Baud rate (bit/s):	300, 600, 1200, 3400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200

B.3.7 Controlador industrial de tempo real

Conforme foi descrito no diagrama esquemático da Figura B.2, foi utilizado um controlador industrial de tempo real para implementar a lógica de funcionamento do regulador de velocidade, da turbina, do regulador de tensão e do estabilizador de sistema de potência do SGER. O equipamento utilizado foi o NI cRIO-9025, um controlador embarcado de tempo real pertencente a plataforma CompactRIO®, fabricado pela National Instruments e apresentado na Figura B.8. Em conjunto com o controlador é utilizado o chassis reconfigurável NI cRIO-9118 de 8slots, compatíveis com módulos de entrada/saída da plataforma CompactRIO. Uma interface *touch scren* modelo NI TPC-2215, fabricada pela National Instruments, é utilizada para programação do controlador via porta de comunicação ethernet, conforme apresentado na Figura B.2. Algumas das especificações desse controlador são apresentadas na Tabela B.7.



(a) (b) (c)

(d)

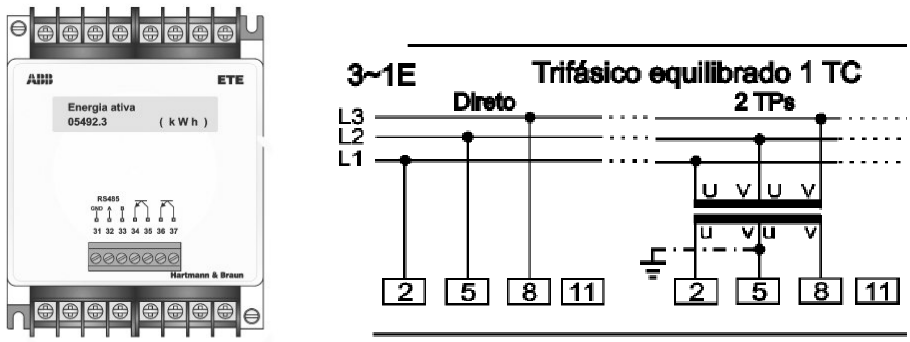
Figura B.8 – Controlador industrial NI cRIO-9025 utilizado no LAD_POT: a) Vista frontal b) Descrição da controladora; c) Esquema de montagem chassis reconfigurável CompactRIO; d) Esquema de operação com interface homem-máquina;

Tabela B.7 – Características do controlador industrial NI cRIO-9025.

Característica	**Valor**
Fabricante	National Instruments
Modelo	NI cRIO-9025
Processador de tempo real	800 MHz Freescale MPC8377
Memória do Sistema	512 MB DDR2 RAM + 4GB não-volátil
Portas Ethernet	2 (Tipo:100 BaseTX, 10BaseT)
Porta de comunicação serial	1 (RS-232. Baud rate: 600-230,400bps)
Portas USB	1 (Taxa Transmissão Max.: 480Mb/s)
Tensão Alimentação	24V CC
Peso	609g
Chassis	NI cRIO-9118 - 8 slots programáveis em hardware pelo usuário com Xilinx Virtex-5 FPGA
IHM	Touch screen NI TPC-2215

B.3.8 Transdutor de tensão terminal

A medição da tensão terminal do gerador síncrono é realizada pela unidade de processamento digital ETE-30 fabricada pela ABB® e apresentada na Figura B.9. Trata-se de um transdutor configurável para todas as variáveis de grandezas elétricas (tensão, corrente, potência ativa, potência reativa, potência aparente, fator de potência, energia ativa e reativa; demanda de potência e demanda de corrente). Na Tabela B.8 são apresentadas algumas das características desse transdutor.



(a) (b)

Figura B.9 – Unidade de processamento digital ETE-30: a) Vista frontal; b) Esquema típico de ligação;

Tabela B.8 – Características do transdutor de tensão terminal ETE-30.

Característica	Valor	
Fabricante	ABB®	
Modelo	ETE-30	
Saídas digitais	2 -Coletor Aberto - configurável como pulso de energia ou sinalização	
Porta de comunicação	Interface serial RS 485 Protocolo MODBUS RTU	
Tensão Entrada	Fase	Linha
	63V	110V
	127V	220V
	254V	440V
Corrente Entrada	1A , 5A	

B.3.9 Circuito de Sincronização com a rede elétrica comercial

O circuito de sincronização utilizado no SGER é o MV1903 fabricado pela Terco®. O circuito permite a conexão entre o gerador síncrono e a rede comercial de energia. A correta sequencia de fases necessária para realizar essa conexão é detectada por meio de um sincronoscopio formado por três leds que indicam a diferença de velocidade entre a rede comercial e o SGER e a posição angular entre as redes. Um voltímetro é utilizado para indicar a direção de rotação das duas redes.

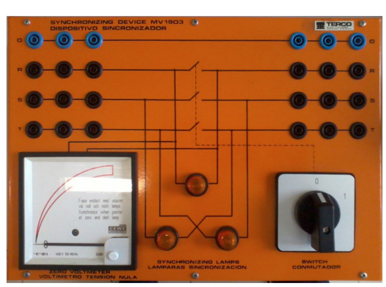


Figura B.10 – MV1903 - Circuito de sincronização com a rede comercial de energia;

Anexo C – Dados do sistema máquina síncrona – barramento infinito

C.1 - Parâmetros dos geradores

Parâmetro	Valor
x_d	1,81
x_q	1,76
x'_d	0,30
x''_d	0,23
x'_q	0,65
x''_q	0,25
R_a	0,003
H	3,50
T'_{do}	8,00
T''_{do}	0,03
T'_{qo}	1,00
T''_{qo}	0,07

C.2 - Parâmetros do transformador

Para o caso do sistema MSBI, os parâmetros do transformador conectado na saída da unidade geradora, representados na base 220 MVA, 24 kV, são apresentados na tabela seguinte

Parâmetro	Valor
R_e	0
X_e	0,15

C.3 - Parâmetros da Linha de Transmissão

Para o caso do sistema MSBI, a linha de transmissão é representada pelo equivalente de um circuito duplo formado por linhas representadas na base 220 MVA, 24 kV. Resistências são desprezadas. A frequência de operação do sistema é de 60Hz.

Parâmetro	Valor
X_{L1}	0,5
X_{L2}	0,93

Anexo D – Dados do sistema multimáquinas

D.1 - Parâmetros dos geradores

A potência base utilizada para os 4 geradores é de 900MVA. As resistências, reatâncias (em pu) e as constantes de tempo (em segundos) são iguais para todos os geradores, conforme apresentado na tabela seguinte.

Parâmetro	Valor
x_d	1,8
x_q	1,7
x'_d	0,3
x''_d	0,25
x'_q	0,55
x''_q	0,25
R_a	0,0025
H	6,5
T'_{do}	8,0
T''_{do}	0,03
T'_{qo}	0,4
T''_{qo}	0,05

D.2 - Parâmetros das linhas de transmissão e transformadores

Os transformadores ligados diretamente a cada um dos 4 geradores possuem reatância, resistência e tap nominal conforme apresentado na tabela seguinte. A potência base utilizada é 900 MVA.

Parâmetro	Valor (pu/km)
r_{TRAFO}	0
x_{TRAFO}	0,015
tap	1

As reatâncias e resistências do sistema de transmissão, representadas em pu/km na base 100 MVA - 230 kV, são apresentadas na tabela seguinte.

Parâmetro	Valor (pu/km)
r_L	0,0001
x_L	0,001
b_{CL}	0,00175

O comprimento de cada linha de transmissão é apresentado na tabela seguinte

ID_Linha	Barra Origem	Barra Destino	Comprimento (Km)
1	5	6	25
2	6	7	10
3	7	8	110
4	7	8	110
5	8	9	110
6	8	9	110
7	9	10	10
8	10	11	25

Anexo E – Dados dos sistemas de controle e turbina

E.1 – Parâmetros do sistema de regulação de velocidade

O sistema de regulação de velocidade utilizado nas simulações tem a estrutura apresentada na Figura A.7. Os valores dos parâmetros utilizados são apresentados na tabela seguinte.

Parâmetro	Valor
R_P	0,05
R_T	0,3184
t_p	0,01
t_g	0,2
T_R	6,2492

E.2 – Parâmetros da turbina

O modelo não-linear de turbina hidráulica utilizada nas simulações tem a estrutura apresentada no diagrama de blocos da Figura A.6. Os valores dos parâmetros utilizados são apresentados na tabela seguinte.

Parâmetro	Valor
$\overline{g}_{NL}$	0,06
$\overline{g}_{FL}$	0,94
$\overline{P}_r$	1,274
MW_{base}	127,4
MVA_{base}	100
H_r	165
a_g	9,8
L	300
A	11,15
$\overline{H}_0$	1
U_r	7,6233
T_w	1,4143
A_t	1,1364
$\overline{U}_{NL}$	0,0682

E.3 - Parâmetros do sistema de excitação

O sistema de excitação utilizado nas simulações tem a estrutura apresentada na Figura A.5. Os valores dos parâmetros utilizados são apresentados na tabela seguinte.

Parâmetro	Valor
K_A	200
T_A	0,03
$v_{S\_\max}$	0,2
$v_{S\_\min}$	-0,2

E.4 - Parâmetros do ESP convencional

O modelo utilizado para representar o ESP convencional nas simulações tem a estrutura apresentada no diagrama de blocos da Figura A.3. Os valores dos parâmetros utilizados são apresentados na tabela seguinte (Kundur, 1994).

Parâmetro	Valor
K_{ESP}	20
T_1	0,05
T_2	0,02
T_3	3
T_4	5,4
T_w	10
$v_{ESP\_\max}$	0,2
$v_{ESP\_\min}$	-0,2

Anexo F – Modos dinâmicos da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$.

Tabela F.1 - Modos dinâmicos dominantes nos modelos ARX MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. Uma linha de transmissão ativa. (ξ_{modo}=coeficiente de amortecimento)

			Modelos Locais MIMO da RML			Análise Modal		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	$f(Hz)$	ξ_{modo}	**Autovalores**	$f(Hz)$	ξ_{modo}
1	**0**	**-0,4**	0,939381844687540 ± 0,196581267911872i	1,137848	0,195407	-1,475377539843350 ± 7,053237918804806i	1,17167537	0,204745948
2	**0**	**-0,2**	0,938762344222029 ± 0,226235483859797i	1,282014	0,146268	-1,267463381156258 ± 8,100314748205872i	1,320768918	0,154589901
3	**0**	**0**	0,936489113120539 ±0,244727580703025i	1,378085	0,126466	-1,159000200379443 ±8,848182875611453i	1,432394052	0,129877906
4	**0**	**0,2**	0,933071901409933 ±0,261790302169891i	1,470257	0,113994	-1,085359110476609 ±9,442270555817768i	1,52263998	0,114194894
5	**0**	**0,4**	0,944827118517497 ±0,242568102844630i	1,346240	0,098357	-0,839768456917776 ±8,624355106712498i	1,385622801	0,096913393
6	**0**	**0,6**	0,949069976765653 ±0,240726318766184i	1,327339	0,084627	-0,707063782691626 ±8,437739065443488i	1,352337871	0,083505101
7	**0**	**0,8**	0,947975821352832 ±0,253631546898201i	1,394132	0,071946	-0,676746030314873 ±8,831904103488226i	1,413894297	0,076401193
8	**0,2**	**-0,4**	0,952193153562717 ±0,222900677532998i	1,231414	0,096577	-0,728012481922814 ±7,710034282251169i	1,238030676	0,094005883
9	**0,2**	**-0,2**	0,938947392516572 ±0,234309549890846i	1,320705	0,132896	-1,084271099861026 ±8,217265171157417i	1,330588662	0,130816459
10	**0,2**	**0**	0,935158229018509 ±0,253369917640536i	1,423720	0,118665	-1,082054419208340 ±8,877385167298735i	1,433870738	0,120993388
11	**0,2**	**0,2**	0,933489979324493 ±0,268899717082739i	1,503789	0,102738	-1,042332936225545 ±9,452081363328880i	1,522639342	0,109611035
12	**0,2**	**0,4**	0,945725668442529 ±0,246776464009748i	1,364997	0,089231	-0,808218259583932 ±8,606993621955843i	1,381924441	0,093491222
13	**0,2**	**0,6**	0,941955136205990 ±0,260995727336971i	1,444189	0,084102	-0,778261941792982 ±9,061247582379126i	1,452780925	0,085573993
14	**0,2**	**0,8**	0,940852079113749 ±0,271864642019041i	1,500528	0,074001	-0,753666140927758 ±9,444215311476757i	1,512665761	0,079548985
15	**0,4**	**-0,4**	0,960395470078458 ±0,232930055854201i	1,2654374	0,0496608	-0,311369733622144 ±7,953101054318191i	1,267715501	0,039120762
16	**0,4**	**-0,2**	0,936154078490390 ±0,263464768088183i	1,4704169	0,1010452	-0,915600438717335 ±9,142807763051058i	1,469716316	0,099645916
17	**0,4**	**0**	0,930959214033066 ±0,277432073686299i	1,5519220	0,0996240	-1,016859595341693 ±9,660352714479714i	1,554528161	0,104682785
18	**0,4**	**0,2**	0,927964028971315 ±0,290282265716655i	1,6221838	0,0922374	-1,037368464576749 ±10,157308096253642i	1,633447734	0,101601746
19	**0,4**	**0,4**	0,945793872771351 ±0,246908222863422i	1,3654940	0,0887990	-0,705228245695044 ±8,576973122364798i	1,374296474	0,081946899
20	**0,4**	**0,6**	0,943395684999629 ±0,259999657585244i	1,4359443	0,0803019	-0,705477148908107 ±9,014300424243986i	1,443457742	0,078023417
21	**0,4**	**0,8**	0,941376398922549 ±0,271568849408526i	1,4978778	0,0725952	-0,698963046309210 ±9,402797108491729i	1,504770991	0,074131117
22	**0,6**	**-0,4**	0,956009212470372 ±0,254562496503547i	1,38295443	0,04122187	-0,323169034508268 ±8,674157866381833i	1,382451352	0,037230701
23	**0,6**	**-0,2**	0,944099981433339 ±0,268711106087625i	1,47766553	0,06684023	-0,613312774124916 ±9,231240535689793i	1,475682773	0,066292674
24	**0,6**	**0**	0,936610856800077 ±0,280619737684264i	1,55356758	0,07708106	-0,794277691119848 ±9,698767172803461i	1,553959311	0,081621457
25	**0,6**	**0,2**	0,932054861355903 ±0,291908643700293i	1,61989781	0,07745345	-0,876742148346986 ±10,158604280105164i	1,628834952	0,085985731
26	**0,6**	**0,4**	0,928117301573147 ±0,302225203403779i	1,67996062	0,07666497	-0,915385831441547 ±10,580216989623844i	1,696498574	0,086196616
27	**0,6**	**0,6**	0,954445887780163 ±0,235881062590302i	1,29167317	0,06991852	-0,485871077439290 ±8,176433406594361i	1,305914929	0,059318713
28	**0,6**	**0,8**	0,951864631666132 ±0,247835454219357i	1,35699015	0,06478415	-0,510915133678751 ±8,568661074222595i	1,368593236	0,059520306
29	**0,8**	**-0,4**	0,950686099352404 ±0,275470416145477i	1,498225918	0,036356306	-0,336662888645752 ±9,367759331641407i	1,492850842	0,035915279
30	**0,8**	**-0,2**	0,960995485127562 ±0,237507091031756i	1,287648862	0,041818655	-0,271888319590320 ±8,105682953334600i	1,291510991	0,033524071
31	**0,8**	**0**	0,973000696435861 ±0,196561396526161i	1,058940088	0,036951533	-0,228976603747651 ±6,698776228373614i	1,067389031	0,034161904
32	**0,8**	**0,2**	0,954279462470249 ±0,249097742771695i	1,358572795	0,054125117	-0,429731590732869 ±8,556461376321137i	1,365238074	0,05015983
33	**0,8**	**0,4**	0,948522214324886 ±0,262871263020888i	1,439194934	0,058529483	-0,523477862479018 ±9,041326017798403i	1,443795476	0,05780155
34	**0,8**	**0,6**	0,952371275304917 ±0,253160059249318i	1,382737848	0,056344772	-0,470834916923530 ±8,718101104637109i	1,391575907	0,053928002
35	**0,8**	**0,8**	0,956682736301516 ±0,241139775079477i	1,313831368	0,054533093	-0,404588559885676 ±8,316301747940161i	1,326713219	0,048592587
36	**1**	**-0,4**	0,945906139508148 ±0,295083739601867i	1,605715596	0,030335046	-0,355272876733996 ±10,059462936725872i	1,603010212	0,035295276
37	**1**	**-0,2**	0,936603637803664 ±0,308291401316201i	1,690281714	0,044175011	-0,539646006053410 ±10,648475942459658i	1,699110201	0,050613286
38	**1**	**0**	0,958928184273504 ±0,246698999237042i	1,337929346	0,03926777	-0,286659974072790 ±8,421822487191900i	1,341927595	0,03401806
39	**1**	**0,2**	0,972568103223864 ±0,198838900516683i	1,071300128	0,036376374	-0,227967511802297 ±6,753834638450263i	1,076130828	0,033734578
40	**1**	**0,4**	0,962841383471999 ±0,225744805507767i	1,224608314	0,048187735	-0,273682813554147 ±7,759183967511821i	1,236448865	0,035250192
41	**1**	**0,6**	0,957323458228744 ±0,243153561241603i	1,322827338	0,049612424	-0,342678995120984 ±8,357733856979019i	1,332410835	0,040967004
42	**1**	**0,8**	0,953489054048559 ±0,257092444512789i	1,400387599	0,047548071	-0,399225438241459 ±8,824188464458382i	1,407287842	0,045195939
43	**1,2**	**-0,4**	0,939454479852056 ±0,313173692496735i	1,708625833	0,030344693	-0,378992095442980 ±10,758208278121185i	1,714346936	0,035206341
44	**1,2**	**-0,2**	0,952294125415228 ±0,273262310614123i	1,484140634	0,033326694	-0,294020841472048 ±9,268284671091172i	1,476577808	0,031707378
45	**1,2**	**0**	0,955135003937984 ±0,263109342636136i	1,427754756	0,034695587	-0,289647822465200 ±8,949094940313380i	1,42578474	0,032349219
46	**1,2**	**0,2**	0,958021048294685 ±0,251584944718117i	1,36430136	0,037125523	-0,282016310046647 ±8,578361381679258i	1,366764203	0,032857561
47	**1,2**	**0,4**	0,960753740141768 ±0,238314020455437i	1,292168472	0,041841468	-0,266332658064590 ±8,152061651402187i	1,298825754	0,032653167
48	**1,2**	**0,6**	0,964174177470309 ±0,223246158995468i	1,209601605	0,045535283	-0,242575791619410 ±7,649094263357640i	1,218615511	0,031697073
49	**1,2**	**0,8**	0,971179534043329 ±0,205882050277598i	1,10958391	0,034751569	-0,213525110332744 ±7,009758373485653i	1,116672873	0,030447

Tabela F.2 - Modos dinâmicos dominantes nos modelos MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$. Duas linhas de transmissão ativas. (ξ_{modo}=coeficiente de amortecimento)

			Modelos Locais MIMO da RML			Análise Modal		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	*f(Hz)*	ξ_{modo}	**Autovalores**	*f(Hz)*	ξ_{modo}
1	**0**	**-0,4**	0,925514602920777 ±0,215997574520914i	1,276272363	0,216676055	-1,785840108850065 ±8,073535823012652i	1,34781285	0,215976229
2	**0**	**-0,2**	0,922383333676302 ±0,247333998106364i	1,432858308	0,173217895	-1,612563085030112 ±8,943261697276752i	1,46964050	0,177448877
3	**0**	**0**	0,924645829948555 ±0,261437241476054i	1,492476848	0,143271456	-1,505280191134676 ±9,612652341379381i	1,56741671	0,15470828
4	**0**	**0,2**	0,918359034215184 ±0,284587926006071i	1,621511677	0,129739661	-1,426779100563528 ±10,184841707398659i	1,65277905	0,138733794
5	**0**	**0,4**	0,934749563703733 ±0,260933862660834i	1,461656816	0,10939152	-1,102462619303447 ±9,220850780961710i	1,48852260	0,118716402
6	**0**	**0,6**	0,940924680106549 ±0,255841218656199i	1,421164178	0,094603178	-0,928917409232262 ±8,977974020467835i	1,44418558	0,102916852
7	**0**	**0,8**	0,938790854613328 ±0,267872007275788i	1,485594148	0,086119564	-0,889973915554064 ±9,405102284029713i	1,51027180	0,094205883
8	**0,2**	**-0,4**	0,931469055267056 ±0,246484833100299i	1,400700079	0,142157387	-1,201896067883838 ±8,600011815060629i	1,395467835	0,138410023
9	**0,2**	**-0,2**	0,922320737403654 ±0,259059552243080i	1,48832242	0,154764182	-1,424334436044679 ±9,080272989398470i	1,480728974	0,154965421
10	**0,2**	**0**	0,919419749393409 ±0,275134370527938i	1,57343078	0,140060932	-1,415154614877080 ±9,672953731906366i	1,572449416	0,144759162
11	**0,2**	**0,2**	0,917123080804007 ±0,289576124978445i	1,648898915	0,126486344	-1,374747605064586 ±10,204357353704955i	1,653550719	0,133515427
12	**0,2**	**0,4**	0,932909293877648 ±0,264182715063457i	1,482324577	0,111200446	-1,060162126433018 ±9,225267940756108i	1,487637347	0,114167981
13	**0,2**	**0,6**	0,930850426411907 ±0,276795273679026i	1,549104681	0,100830757	-1,029906820396762 ±9,671993583996400i	1,556799791	0,105884799
14	**0,2**	**0,8**	0,929374526101290 ±0,287365126129180i	1,604368955	0,091615486	-0,998775776881225 ±10,085490921938868i	1,620897704	0,098548891
15	**0,4**	**-0,4**	0,944512290741333 ±0,266604808898712i	1,466287135	0,068020897	-0,626234752482081 ±9,143455946890599i	1,462052491	0,068329865
16	**0,4**	**-0,2**	0,914911905313132 ±0,300587259694050i	1,707755152	0,117863347	-1,267187370464163 ±10,135330330473574i	1,638303208	0,124060866
17	**0,4**	**0**	0,914911905313132 ±0,300587259694050i	1,707755152	0,117863347	-1,364663825126586 ±10,584193631091539i	1,712530325	0,127875611
18	**0,4**	**0,2**	0,911464632770734 ±0,309889551021066i	1,762048933	0,115204639	-1,383752239795474 ±11,041454580875351i	1,784902167	0,124350647
19	**0,4**	**0,4**	0,936547385000879 ±0,266146269168446i	1,482572093	0,096073025	-0,940238628817076 ±9,256003508432469i	1,488339734	0,101061412
20	**0,4**	**0,6**	0,933552545779172 ±0,277758863696792i	1,546925435	0,090730841	-0,941457459291678 ±9,687547966900397i	1,556382697	0,096726536
21	**0,4**	**0,8**	0,930970888300340 ±0,288330539748524i	1,605050724	0,085357344	-0,935865440120893 ±10,068930991551493i	1,616364203	0,092546965
22	**0,6**	**-0,4**	0,939497227046466 ±0,292812995091212i	1,607368865	0,053074249	-0,609829353657040 ±10,058392595201534i	1,606727383	0,060517782
23	**0,6**	**-0,2**	0,929302295971463 ±0,297230942641574i	1,652659685	0,079287854	-0,927096474586877 ±10,354976796362891i	1,661256292	0,089174793
24	**0,6**	**0**	0,921684719483749 ±0,304510544152333i	1,707566659	0,09284008	-1,109528442875668 ±10,722230905010429i	1,724769134	0,102929637
25	**0,6**	**0,2**	0,915815363267979 ±0,313574564911628i	1,767106141	0,098076704	-1,197601650797979 ±11,113356614877240i	1,789285602	0,10714206
26	**0,6**	**0,4**	0,911223251681064 ±0,323408052823223i	1,82692599	0,098180583	-1,239840552290600 ±11,506047411927561i	1,852507375	0,107135364
27	**0,6**	**0,6**	0,945603338679587 ±0,256845316933569i	1,415320616	0,076468235	-0,670780259327656 ±8,896335300894174i	1,42394525	0,075186198
28	**0,6**	**0,8**	0,942526399508169 ±0,267840838613471i	1,476808353	0,073343088	-0,696537138521515 ±9,282317508765573i	1,485645354	0,074828762
29	**0,8**	**-0,4**	0,931435220677301 ±0,315073434408672i	1,73508251	0,051618683	-0,623012451792796 ±10,920804664812765i	1,74375669	0,056955613
30	**0,8**	**-0,2**	0,945604690701646 ±0,281180654068246i	1,536723855	0,046888384	-0,469726079880108 ±9,603655826214185i	1,532125858	0,048852773
31	**0,8**	**0**	0,957792923354822 ±0,241155462082057i	1,31185059	0,050171349	-0,352507400194540 ±8,261927113805745i	1,31732027	0,042627704
32	**0,8**	**0,2**	0,941309159933816 ±0,279190393223526i	1,535832574	0,063432919	-0,646174974739705 ±9,606909565780804i	1,535904447	0,067109847
33	**0,8**	**0,4**	0,936641764569145 ±0,288913376407546i	1,59438964	0,066732515	-0,750367955290664 ±10,000257072331397i	1,600551367	0,074824523
34	**0,8**	**0,6**	0,940954121849008 ±0,278346694977742i	1,532426726	0,065633177	-0,671337545641474 ±9,606633549533976i	1,536409952	0,069712689
35	**0,8**	**0,8**	0,946575972053918 ±0,265579125310427i	1,456767446	0,062091822	-0,576828842532861 ±9,165388945483183i	1,464494765	0,062811284
36	**1**	**-0,4**	0,922036820599433 ±0,338211360087570i	1,870055647	0,051280925	-0,651871358553440 ±11,760565866351145i	1,877502825	0,055343619
37	**1**	**-0,2**	0,913356351621960 ±0,344501444000971i	1,922036902	0,066730022	-0,873147274801506 ±12,097168527910990i	1,935354411	0,071990543
38	**1**	**0**	0,943457494449503 ±0,290043069618759i	1,585323168	0,04371372	-0,487234638785390 ±9,928704831518594i	1,584007883	0,049014351
39	**1**	**0,2**	0,956791561369651 ±0,248475456993921i	1,350735508	0,045359594	-0,348574322034166 ±8,503353273642668i	1,355624865	0,040958174
40	**1**	**0,4**	0,950830828892373 ±0,263486173421099i	1,437673523	0,049606458	-0,444084196860974 ±9,030190187215485i	1,440675198	0,049118364
41	**1**	**0,6**	0,945567496926394 ±0,275417159970603i	1,507999147	0,053741783	-0,527301404126975 ±9,457290166826338i	1,509853675	0,055669614
42	**1**	**0,8**	0,941840547357821 ±0,285708657742952i	1,567078816	0,053918719	-0,589288593213644 ±9,841337385692684i	1,571913427	0,059771854
43	**1,2**	**-0,4**	0,912019236167419 ±0,360701095254618i	2,00334234	0,051523494	-0,691374837136453 ±12,595045189902416i	2,010603848	0,05481009
44	**1,2**	**-0,2**	0,931504503991017 ±0,322894791414729i	1,77342361	0,042575822	-0,507709073069846 ±11,165948396940239i	1,78079001	0,045422478
45	**1,2**	**0**	0,937518905728710 ±0,309436640161612i	1,694024532	0,040169771	-0,498776839317405 ±10,666985766178907i	1,701415367	0,046707897
46	**1,2**	**0,2**	0,942375439053413 ±0,296910630035685i	1,62176325	0,039383053	-0,478489866581184 ±10,177306458112467i	1,62334904	0,046963497
47	**1,2**	**0,4**	0,945950445793951 ±0,283309352718005i	1,546679053	0,0433091	-0,445131657720731 ±9,687011886106500i	1,544991247	0,045902952
48	**1,2**	**0,6**	0,951040035909147 ±0,268053253271311i	1,460236662	0,043556521	-0,401699013371704 ±9,173318993492567i	1,462778657	0,043748007
49	**1,2**	**0,8**	0,956587387979689 ±0,251150212238751i	1,364643247	0,043010629	-0,350621655117855 ±8,613642757413539i	1,373175312	0,040671705

Anexo G – Modos dinâmicos da RML MIMO utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$.

Tabela G.1 - Modos dinâmicos dominantes nos modelos MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPC\_MIMO}$. Uma linha de transmissão ativa. (ξ_{modo}=coeficiente de amortecimento)

			Modelos Lineares MIMO da RML			**Análise Modal**		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	***f(Hz)***	ξ_{modo}	**Autovalores**	***f(Hz)***	ξ_{modo}
1	**0**	**-0,4**	0,955616476516679 ± 0,176834768621771i	0,994384	0,15424	-1,475377539843350 ± 7,053237918804806i	1,17167537	0,204745948
2	**0**	**-0,2**	0,938517139759196 ± 0,245042883028493i	1,374207	0,11850	-1,267463381156258 ± 8,100314748205872i	1,320768918	0,154589901
3	**0**	**0**	0,936522596981865 ± 0,265009146958899i	1,477058	0,09769	-1,159000200379443 ± 8,848182875611453i	1,432394052	0,129877906
4	**0**	**0,2**	0,934125286201383 ± 0,280787163547609i	1,560348	0,08495	-1,085359110476609 ± 9,442270555817768i	1,52263998	0,114194894
5	**0**	**0,4**	0,946336314158127 ± 0,257445378715196i	1,416700	0,07306	-0,839768456917776 ± 8,624355106712498i	1,385622801	0,096913393
6	**0**	**0,6**	0,950477675820781 ± 0,250105031345854i	1,371219	0,06715	-0,707063782691626 ± 8,437739065443488i	1,352337871	0,083505101
7	**0**	**0,8**	0,954311613640871 ± 0,257241130456439i	1,399598	0,04437	-0,676746030314873 ± 8,831904103488226i	1,413894297	0,076401193
8	**0,2**	**-0,4**	0,960062930095900 ± 0,233812287383955i	1,270510	0,04995	-0,728012481922814 ± 7,710034282251169i	1,238030676	0,094005883
9	**0,2**	**-0,2**	0,949490650866041 ± 0,249374858319770i	1,369630	0,07175	-1,084271099861026 ± 8,217265171157417i	1,330588662	0,130816459
10	**0,2**	**0**	0,933123376424125 ± 0,261730026864221i	1,469826	0,11390	-1,082054419208340 ± 8,877385167298735i	1,433870738	0,120993388
11	**0,2**	**0,2**	0,933825499063703 ± 0,274748211951395i	1,531511	0,09379	-1,042332936225545 ± 9,452081363328880i	1,522639342	0,109611035
12	**0,2**	**0,4**	0,944701705064947 ± 0,252421354772843i	1,395365	0,08550	-0,808218259583932 ± 8,606993621955843i	1,381924441	0,093491222
13	**0,2**	**0,6**	0,949694207266050 ± 0,269172643018499i	1,468456	0,04695	-0,778261941792982 ± 9,061247582379126i	1,452780925	0,085573993
14	**0,2**	**0,8**	0,940434135823953 ± 0,277087019185546i	1,527338	0,06890	-0,753666140927758 ± 9,444215311476757i	1,512665761	0,079548985
15	**0,4**	**-0,4**	0,961930854943990 ± 0,226262187216727i	1,228830	0,05139	-0,311369733622144 ± 7,953101054318191i	1,267715501	0,039120762
16	**0,4**	**-0,2**	0,934516557046672 ± 0,271074486693697i	1,511799	0,09636	-0,915600438717335 ± 9,142807763051058i	1,469716316	0,099645916
17	**0,4**	**0**	0,929642163347042 ± 0,284897864814935i	1,591670	0,09399	-1,016859595341693 ± 9,660352714479714i	1,554528161	0,104682785
18	**0,4**	**0,2**	0,926459046909990 ± 0,297941390140591i	1,663275	0,08702	-1,037368464576749 ± 10,157308096253642i	1,633447734	0,101601746
19	**0,4**	**0,4**	0,941736613591871 ± 0,254197260320764i	1,411101	0,09390	-0,705228245695044 ± 8,576973122364798i	1,374296474	0,081946899
20	**0,4**	**0,6**	0,941866608294574 ± 0,266382453021454i	1,471066	0,07747	-0,705477148908107 ± 9,014300424243986i	1,443457742	0,078023417
21	**0,4**	**0,8**	0,940939489458390 ± 0,277080197958896i	1,526178	0,06723	-0,698963046309210 ± 9,402797108491729i	1,504770991	0,074131117
22	**0,6**	**-0,4**	0,957294265458172 ± 0,250442628208008i	1,359792	0,04117	-0,323169034508268 ± 8,674157866381833i	1,382451352	0,037230701
23	**0,6**	**-0,2**	0,943759634977160 ± 0,273537294044951i	1,502422	0,06210	-0,613312774124916 ± 9,231240535689793i	1,475682773	0,066292674
24	**0,6**	**0**	0,935668133642998 ± 0,286109800275333i	1,582817	0,07327	-0,794277691119848 ± 9,698767172803461i	1,553959311	0,081621457
25	**0,6**	**0,2**	0,930613856797467 ± 0,298270628980986i	1,654539	0,07401	-0,876742148346986 ± 10,158604280105164i	1,628834952	0,085985731
26	**0,6**	**0,4**	0,926686151807486 ± 0,309365175045983i	1,718305	0,07215	-0,915385831441547 ± 10,580216989623844i	1,696498574	0,086196616
27	**0,6**	**0,6**	0,956111729612728 ± 0,229686402171785i	1,257129	0,07119	-0,485871077439290 ± 8,176433406594361i	1,305914929	0,059318713
28	**0,6**	**0,8**	0,953940422883492 ± 0,241463465097861i	1,320779	0,06482	-0,510915133678751 ± 8,568661074222595i	1,368593236	0,059520306
29	**0,8**	**-0,4**	0,951115796418822 ± 0,277587059319590i	1,508088	0,03255	-0,336662888645752 ± 9,367759331641407i	1,492850842	0,035915279
30	**0,8**	**-0,2**	0,964266124354335 ± 0,231645591153348i	1,252321	0,03533	-0,271888319590320 ± 8,105682953334600i	1,291510991	0,033524071
31	**0,8**	**0**	0,970604171832435 ± 0,201478812988209i	1,087811	0,04268	-0,228976603747651 ± 6,698776228373614i	1,067389031	0,034161904
32	**0,8**	**0,2**	0,957241410175133 ± 0,242106786467972i	1,317681	0,05118	-0,429731590732869 ± 8,556461376321137i	1,365238074	0,05015983
33	**0,8**	**0,4**	0,948120451626753 ± 0,266741680565154i	1,459394	0,05529	-0,523477862479018 ± 9,041326017798403i	1,443795476	0,05780155
34	**0,8**	**0,6**	0,954015333113653 ± 0,246378374207888i	1,345379	0,05843	-0,470834916923530 ± 8,718101104637109i	1,391575907	0,053928002
35	**0,8**	**0,8**	0,960913673749193 ± 0,234152192117543i	1,270732	0,04610	-0,404588559885676 ± 8,316301747940161i	1,326713219	0,048592587
36	**1**	**-0,4**	0,944998930654103 ± 0,297167145099036i	1,617882	0,03091	-0,355272876733996 ± 10,059462936725872i	1,603010212	0,035295276
37	**1**	**-0,2**	0,936561673932228 ± 0,307825215545864i	1,688063	0,04483	-0,539646006053410 ± 10,648475942459658i	1,699110201	0,050613286
38	**1**	**0**	0,963518246394659 ± 0,240907702297938i	1,300812	0,02793	-0,286659974072790 ± 8,421822487191900i	1,341927595	0,03401806
39	**1**	**0,2**	0,970109608021367 ± 0,203328989260143i	1,098075	0,04280	-0,227967511802297 ± 6,753834638450263i	1,076130828	0,033734578
40	**1**	**0,4**	0,958634739143018 ± 0,231919104382015i	1,263524	0,05806	-0,273682813554147 ± 7,759183967511821i	1,236448865	0,035250192
41	**1**	**0,6**	0,959580841732539 ± 0,240501152982399i	1,305323	0,04393	-0,342678995120984 ± 8,357733856979019i	1,332410835	0,040967004
42	**1**	**0,8**	0,954517325699111 ± 0,252913430809544i	1,377370	0,04868	-0,399225438241459 ± 8,824188464458382i	1,407287842	0,045195939
43	**1,2**	**-0,4**	0,938326829441488 ± 0,316901473857999i	1,729423	0,02962	-0,378992095442980 ± 10,758208278121185i	1,714346936	0,035206341
44	**1,2**	**-0,2**	0,953076370210973 ± 0,275852467234316i	1,495807	0,02780	-0,294020841472048 ± 9,268284671091172i	1,476577808	0,031707378
45	**1,2**	**0**	0,954792372778749 ± 0,265747842771826i	1,441707	0,03297	-0,289647822465200 ± 8,949094940313380i	1,42578474	0,032349219
46	**1,2**	**0,2**	0,960889219329025 ± 0,248168883589451i	1,342080	0,03009	-0,282016310046647 ± 8,578361381679258i	1,366764203	0,032857561
47	**1,2**	**0,4**	0,962535070379633 ± 0,234252237358097i	1,268467	0,03940	-0,266332658064590 ± 8,152061651402187i	1,298825754	0,032653167
48	**1,2**	**0,6**	0,959966437468588 ± 0,229236873327690i	1,247468	0,05592	-0,242575791619410 ± 7,649094263357640i	1,218615511	0,031697073
49	**1,2**	**0,8**	0,970239010446706 ± 0,209746371152886i	1,130846	0,03462	-0,213525110332744 ± 7,009758373485653i	1,116672873	0,030447

Tabela G.2 - Modos dinâmicos dominantes nos modelos MIMO da RML utilizada na estratégia $ESP_{RML\_GPCP\_MIMO}$. Duas linhas de transmissão ativas.

			Modelos Lineares MIMO da RML			Análise Modal		
ID	P_t	Q_t	**Polos**	*f(Hz)*	ξ_{modo}	**Autovalores**	*f(Hz)*	ξ_{modo}
1	**0**	**-0,4**	0,934350641082648 ± 0,237790847925861i	1,350489	0,145012	-1,785840108850065 ± 8,073535823012652i	1,34781285	0,215976229
2	**0**	**-0,2**	0,933759217773904 ± 0,258630654490265i	1,453056	0,116079	-1,612563085030112 ± 8,943261697276752i	1,46964050	0,177448877
3	**0**	**0**	0,923037838488779 ± 0,286067485112253i	1,615055	0,113162	-1,505280191134676 ± 9,612652341379381i	1,56741671	0,15470828
4	**0**	**0,2**	0,929743458890630 ± 0,290528870521529i	1,618853	0,086389	-1,426779100563528 ± 10,184841707398659i	1,65277905	0,138733794
5	**0**	**0,4**	0,943216777963042 ± 0,266095548406702i	1,466603	0,073154	-1,102462619303447 ± 9,220850780961710i	1,48852260	0,118716402
6	**0**	**0,6**	0,948499461610333 ± 0,260314463575770i	1,426442	0,061722	-0,928917409232262 ± 8,977974020467835i	1,44418558	0,102916852
7	**0**	**0,8**	0,946621349438963 ± 0,271501541201924i	1,486267	0,054802	-0,889973915554064 ± 9,405102284029713i	1,51027180	0,094205883
8	**0,2**	**-0,4**	0,944257407822013 ± 0,261652107598427i	1,442212	0,075133	-1,201896067883838 ± 8,600011815060629i	1,395467835	0,138410023
9	**0,2**	**-0,2**	0,937815578761472 ± 0,275533225918623i	1,525669	0,079547	-1,424334436044679 ± 9,080272989398470i	1,480728974	0,154965421
10	**0,2**	**0**	0,934369037011589 ± 0,289946165033338i	1,604743	0,072645	-1,415154614877080 ± 9,672953731906366i	1,572449416	0,144759162
11	**0,2**	**0,2**	0,931309452229771 ± 0,303009579092626i	1,676107	0,066148	-1,374747605064586 ± 10,204357353704955i	1,653550719	0,133515427
12	**0,2**	**0,4**	0,943519224151404 ± 0,275174967209682i	1,511090	0,060927	-1,060162126433018 ± 9,225267940756108i	1,487637347	0,114167981
13	**0,2**	**0,6**	0,941031141390523 ± 0,286598635348096i	1,573226	0,055482	-1,029906820396762 ± 9,671993583996400i	1,556799791	0,105884799
14	**0,2**	**0,8**	0,938616094354308 ± 0,296802597393068i	1,629049	0,051189	-0,998775776881225 ± 10,085490921938868i	1,620897704	0,098548891
15	**0,4**	**-0,4**	0,943989169507484 ± 0,271318563250227i	1,490884	0,064018	-0,626234752482081 ± 9,143455946890599i	1,462052491	0,068329865
16	**0,4**	**-0,2**	0,927821061691533 ± 0,294154168061026i	1,641380	0,087697	-1,267187370464163 ± 10,135330330473574i	1,638303208	0,124060866
17	**0,4**	**0**	0,922283992715335 ± 0,305719796644262i	1,711816	0,089541	-1,364663825126586 ± 10,584193631091539i	1,712530325	0,127875611
18	**0,4**	**0,2**	0,908880385911375 ± 0,321686039076747i	1,825508	0,106771	-1,383752239795474 ± 11,041454580875351i	1,784902167	0,124350647
19	**0,4**	**0,4**	0,942116344062217 ± 0,269624500915732i	1,486576	0,072510	-0,940238628817076 ± 9,256003508432469i	1,488339734	0,101061412
20	**0,4**	**0,6**	0,938989856704160 ± 0,280853905861140i	1,549236	0,069024	-0,941457459291678 ± 9,687547966900397i	1,556382697	0,096726536
21	**0,4**	**0,8**	0,936178187180727 ± 0,291100339642866i	1,606238	0,065546	-0,935865440120893 ± 10,068930991551493i	1,616364203	0,092546965
22	**0,6**	**-0,4**	0,938332409645621 ± 0,296611887695359i	1,628715	0,052289	-0,609829353657040 ± 10,058392595201534i	1,606727383	0,060517782
23	**0,6**	**-0,2**	0,927957331629269 ± 0,303579929341418i	1,686964	0,075473	-0,927096474586877 ± 10,354976796362891i	1,661256292	0,089174793
24	**0,6**	**0**	0,920599871357906 ± 0,312112608063297i	1,747126	0,086342	-1,109528442875668 ± 10,722230905010429i	1,724769134	0,102929637
25	**0,6**	**0,2**	0,915610234680630 ± 0,319624159285841i	1,796640	0,090943	-1,197601650797979 ± 11,113356614877240i	1,789285602	0,10714206
26	**0,6**	**0,4**	0,910818716391087 ± 0,331195416596684i	1,865151	0,089445	-1,239840552290600 ± 11,506047411927561i	1,852507375	0,107135364
27	**0,6**	**0,6**	0,943996126663336 ± 0,262388917896884i	1,446455	0,075118	-0,670780259327656 ± 8,896335300894174i	1,42394525	0,075186198
28	**0,6**	**0,8**	0,942224831735865 ± 0,272977181877966i	1,502974	0,067973	-0,696537138521515 ± 9,282317508765573i	1,485645354	0,074828762
29	**0,8**	**-0,4**	0,930775319983645 ± 0,319427686983947i	1,757979	0,048544	-0,623012451792796 ± 10,920804664812765i	1,74375669	0,056955613
30	**0,8**	**-0,2**	0,945210491963114 ± 0,283798468916699i	1,550602	0,045175	-0,469726079880108 ± 9,603655826214185i	1,532125858	0,048852773
31	**0,8**	**0**	0,961726006064313 ± 0,234956981625800i	1,273423	0,041861	-0,352507400194540 ± 8,261927113805745i	1,31732027	0,042627704
32	**0,8**	**0,2**	0,940822551308681 ± 0,283138077935588i	1,556490	0,060271	-0,646174974739705 ± 9,606909565780804i	1,535904447	0,067109847
33	**0,8**	**0,4**	0,935543518016283 ± 0,293573950489278i	1,619886	0,064548	-0,750367955290664 ± 10,000257072331397i	1,600551367	0,074824523
34	**0,8**	**0,6**	0,940541941711727 ± 0,282529144000718i	1,554081	0,061917	-0,671337545641474 ± 9,606633549533976i	1,536409952	0,069712689
35	**0,8**	**0,8**	0,946387946752320 ± 0,269855373239442i	1,478521	0,057570	-0,576828842532861 ± 9,165388945483183i	1,464494765	0,062811284
36	**1**	**-0,4**	0,921339950513892 ± 0,341675483698917i	1,888566	0,049213	-0,651871358553440 ± 11,760565866351145i	1,877502825	0,055343619
37	**1**	**-0,2**	0,913102133034060 ± 0,349431818558322i	1,946393	0,061643	-0,873147274801506 ± 12,097168527910990i	1,935354411	0,071990543
38	**1**	**0**	0,942474876349018 ± 0,292671500620047i	1,600429	0,043849	-0,487234638785390 ± 9,928704831518594i	1,584007883	0,049014351
39	**1**	**0,2**	0,960491106691047 ± 0,242646387334881i	1,314648	0,037868	-0,348574322034166 ± 8,503353273642668i	1,355624865	0,040958174
40	**1**	**0,4**	0,950577193903412 ± 0,266798381009503i	1,454814	0,046628	-0,444084196860974 ± 9,030190187215485i	1,440675198	0,049118364
41	**1**	**0,6**	0,945619057516245 ± 0,278782763738080i	1,524709	0,049620	-0,527301404126975 ± 9,457290166826338i	1,509853675	0,055669614
42	**1**	**0,8**	0,941064401357733 ± 0,289000869934640i	1,585093	0,052557	-0,589288593213644 ± 9,841337385692684i	1,571913427	0,059771854
43	**1,2**	**-0,4**	0,912161907714965 ± 0,364664240301603i	2,022065	0,046761	-0,691374837136453 ± 12,595045189902416i	2,010603848	0,05481009
44	**1,2**	**-0,2**	0,931067497906546 ± 0,326040930638672i	1,789873	0,040308	-0,507709073069846 ± 11,165948396940239i	1,78079001	0,045422478
45	**1,2**	**0**	0,936468893419679 ± 0,313273655264782i	1,715244	0,039002	-0,498776839317405 ± 10,666985766178907i	1,701415367	0,046707897
46	**1,2**	**0,2**	0,941166235455069 ± 0,300139688596403i	1,640301	0,039518	-0,478489866581184 ± 10,177306458112467i	1,62334904	0,046963497
47	**1,2**	**0,4**	0,945458692550618 ± 0,285621562094807i	1,559222	0,042286	-0,445131657720731 ± 9,687011886106500i	1,544991247	0,045902952
48	**1,2**	**0,6**	0,951390163779710 ± 0,270928177467286i	1,474046	0,039058	-0,401699013371704 ± 9,173318993492567i	1,462778657	0,043748007
49	**1,2**	**0,8**	0,959543596960656 ± 0,245673520377332i	1,331656	0,038077	-0,350621655117855 ± 8,613642757413539i	1,373175312	0,040671705

Anexo H – Parâmetros de projeto da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$.

Tabela H.1 - Parâmetros $\boldsymbol{\alpha}_{RCL\_MIMO}$ e $\mathbf{a}^{o}_{RCL\_MIMO}$ escolhidos nos projetos dos controladores locais da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$.

			1 Circuito Ativo			2 Circuitos Ativos			
j	P_t	Q_t	a_o^j	α_j	K_ξ	j	a_o^j	α_j	K_ξ
1	**0**	**-0,4**	0	0,995817688983116	1,1000	**50**	0	0,989628930088719	1,2000
2	**0**	**-0,2**	0	0,996471625300468	1,1000	**51**	0	0,998600000000000	1,0350
3	**0**	**0**	0	0,996720261155483	1,1000	**52**	0	0,941332533360291	2,5000
4	**0**	**0,2**	0	0,996845778522732	1,1000	**53**	0	0,998000000000000	1,0700
5	**0**	**0,4**	0	0,997507204548868	1,1000	**54**	0	0,998100000000000	1,0600
6	**0**	**0,6**	0	0,997884902986451	1,1000	**55**	0	0,998700000000000	1,0500
7	**0**	**0,8**	0	0,998677412146893	1,0700	**56**	0	0,998200000000000	1,0750
8	**0,2**	**-0,4**	0	0,986639823517928	1,6000	**57**	0	0,959554148649497	2,1000
9	**0,2**	**-0,2**	0	0,973880017031665	1,8000	**58**	0	0,974285665469765	1,6000
10	**0,2**	**0**	0	0,977954775785295	1,7000	**59**	0	0,973360311425458	1,6500
11	**0,2**	**0,2**	0	0,985544515652207	1,5000	**60**	0	0,973000000000000	1,7000
12	**0,2**	**0,4**	0	0,993136031555776	1,3000	**61**	0	0,975449824827807	1,8000
13	**0,2**	**0,6**	0	0,977365474463520	2,0000	**62**	0	0,972417159500122	1,9500
14	**0,2**	**0,8**	0	0,979286955983521	2,0000	**63**	0	0,977736904013344	1,8000
15	**0,4**	**-0,4**	0	0,966231227173207	3,9000	**64**	0	0,979532147743478	2,1000
16	**0,4**	**-0,2**	0	0,977844012540496	1,8000	**65**	0	0,957824604061982	2,2000
17	**0,4**	**0**	0	0,979806547231356	1,7000	**66**	0	0,953681145669121	2,2500
18	**0,4**	**0,2**	0	0,977689567712241	1,8000	**67**	0	0,955121557365984	2,2000
19	**0,4**	**0,4**	0	0,977403290374922	1,8000	**68**	0	0,968295393245113	2,2000
20	**0,4**	**0,6**	0	0,980628373263202	1,7000	**69**	0	0,961092985976161	2,5000
21	**0,4**	**0,8**	0	0,985754703162502	1,7000	**70**	0	0,962004021613597	2,5000
22	**0,6**	**-0,4**	0	0,969317880909588	3,9000	**71**	0	0,971469927304293	2,8000
23	**0,6**	**-0,2**	0	0,974272606411636	2,4000	**72**	0	0,970795336693212	2,2000
24	**0,6**	**0**	0	0,988777218439914	1,9000	**73**	0	0,976377626348038	1,8000
25	**0,6**	**0,2**	0	0,978940005990863	1,9000	**74**	0	0,961556225840634	2,2000
26	**0,6**	**0,4**	0	0,980765687529944	1,8000	**75**	0	0,973314368944265	1,8000
27	**0,6**	**0,6**	0	0,984795720188112	1,9000	**76**	0	0,977809557644853	2,1000
28	**0,6**	**0,8**	0	0,981937114444119	2,0000	**77**	0	0,975797710034086	2,2000
29	**0,8**	**-0,4**	0	0,974658267847329	3,5000	**78**	0	0,974994694307754	2,5000
30	**0,8**	**-0,2**	0	0,974944091915296	3,5000	**79**	0	0,975848904635003	2,8000
31	**0,8**	**0**	0	0,970212178693664	5,1000	**80**	0	0,974283285566918	3,1000
32	**0,8**	**0,2**	0	0,980782184410813	2,5000	**81**	0	0,972830399802599	2,5000
33	**0,8**	**0,4**	0	0,978016066299178	2,4000	**82**	0	0,970364775369932	2,5000
34	**0,8**	**0,6**	0	0,985421610720717	2,0000	**83**	0	0,971962778283912	2,5000
35	**0,8**	**0,8**	0	0,986585590264443	2,0000	**84**	0	0,979747822347232	2,2000
36	**1**	**-0,4**	0	0,971938546812495	4,1000	**85**	0	0,967986162337692	2,8000
37	**1**	**-0,2**	0	0,977732266658771	2,6000	**86**	0	0,964385688810566	2,5000
38	**1**	**0**	0	0,973615972932321	3,7000	**87**	0	0,976761215449469	2,8000
39	**1**	**0,2**	0	0,972472420473461	4,8000	**88**	0	0,971540572097386	3,5000
40	**1**	**0,4**	0	0,980177114251404	2,9000	**89**	0	0,976092824188024	2,8000
41	**1**	**0,6**	0	0,977978802411603	2,8000	**90**	0	0,972877509784133	2,8000
42	**1**	**0,8**	0	0,981349443559102	2,5000	**91**	0	0,976392750616504	2,5000
43	**1,2**	**-0,4**	0	0,975863395680894	3,5000	**92**	0	0,971237215487517	2,5000
44	**1,2**	**-0,2**	0	0,967895205884283	4,5000	**93**	0	0,974707130447246	2,8000
45	**1,2**	**0**	0	0,968751276410808	4,4000	**94**	0	0,965960334127578	3,7000
46	**1,2**	**0,2**	0	0,970836833322659	4,1000	**95**	0	0,973861424646172	3,2000
47	**1,2**	**0,4**	0	0,974843719361878	3,5000	**96**	0	0,972604124738168	3,2000
48	**1,2**	**0,6**	0	0,974378324495698	3,5000	**97**	0	0,976307479686193	3,0000
49	**1,2**	**0,8**	0	0,977009686285555	4,2000	**98**	0	0,977034282896133	3,1000

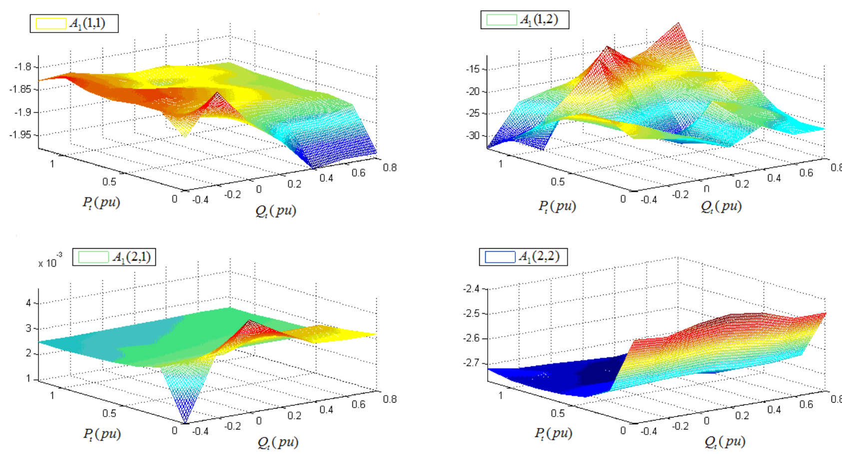
Anexo I – Parâmetros de projeto da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO.}$

Tabela I.1 - Parâmetros de projeto c_{11}^{j} e λ_{j} dos controladores locais da RCL utilizada no $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO.}$

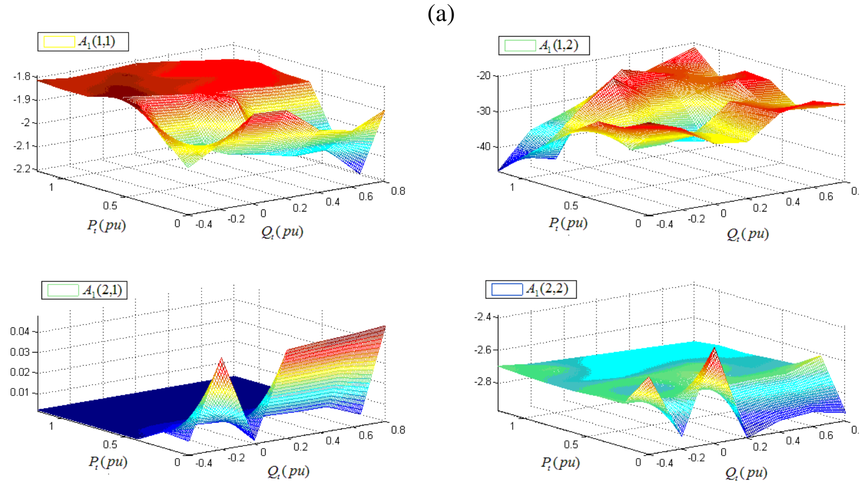
		1 Circuito ativo			2 Circuitos Ativos		
P_t	Q_t	j	c_{11}^{j}	λ_j	j	c_{11}^{j}	λ_j
0	**-0,4**	**1**	0	1,40000	**50**	0	1,50000
0	**-0,2**	**2**	0	1,40000	**51**	0	1,50000
0	**0**	**3**	0	1,50000	**52**	0	1,50000
0	**0,2**	**4**	0	1,50000	**53**	0	1,50000
0	**0,4**	**5**	0	1,50000	**54**	0	1,50000
0	**0,6**	**6**	0	1,10000	**55**	0	1,50000
0	**0,8**	**7**	0	1,10000	**56**	0	1,50000
0,2	**-0,4**	**8**	0	1,20000	**57**	0	1,20000
0,2	**-0,2**	**9**	0	1,20000	**58**	0	1,10000
0,2	**0**	**10**	0	1,10000	**59**	0	1,10000
0,2	**0,2**	**11**	0	1,10000	**60**	0	1,10000
0,2	**0,4**	**12**	0	1,10000	**61**	0	1,10000
0,2	**0,6**	**13**	0	1,10000	**62**	0	1,10000
0,2	**0,8**	**14**	0	1,10000	**63**	0	1,10000
0,4	**-0,4**	**15**	0	0,15000	**64**	0	0,30000
0,4	**-0,2**	**16**	0	0,15000	**65**	0	0,30000
0,4	**0**	**17**	0	0,10000	**66**	0	0,50000
0,4	**0,2**	**18**	0	0,10000	**67**	0	0,50000
0,4	**0,4**	**19**	0	0,10000	**68**	0	0,50000
0,4	**0,6**	**20**	0	0,10000	**69**	0	0,50000
0,4	**0,8**	**21**	0	0,15000	**70**	0	0,50000
0,6	**-0,4**	**22**	0	0,10000	**71**	0	0,30000
0,6	**-0,2**	**23**	0	0,10000	**72**	0	0,30000
0,6	**0**	**24**	0	0,10000	**73**	0	0,30000
0,6	**0,2**	**25**	0	0,10000	**74**	0	0,07000
0,6	**0,4**	**26**	0	0,10000	**75**	0	0,07000
0,6	**0,6**	**27**	0	0,10000	**76**	0	0,07000
0,6	**0,8**	**28**	0	0,09000	**77**	0	0,20000
0,8	**-0,4**	**29**	0	0,08000	**78**	0	0,20000
0,8	**-0,2**	**30**	0	0,10000	**79**	0	0,07000
0,8	**0**	**31**	0	0,01100	**80**	0	0,07000
0,8	**0,2**	**32**	0	0,01000	**81**	0	0,02500
0,8	**0,4**	**33**	0	0,01000	**82**	0	0,02500
0,8	**0,6**	**34**	0	0,01000	**83**	0	0,02500
0,8	**0,8**	**35**	0	0,04000	**84**	0	0,10000
1	**-0,4**	**36**	0	0,04000	**85**	0	0,25000
1	**-0,2**	**37**	0	0,04000	**86**	0	0,20000
1	**0**	**38**	0	0,04000	**87**	0	0,20000
1	**0,2**	**39**	0	0,04000	**88**	0	0,03000
1	**0,4**	**40**	0	0,04000	**89**	0	0,03000
1	**0,6**	**41**	0	0,04000	**90**	0	0,03000
1	**0,8**	**42**	0	0,03000	**91**	0	0,20000
1,2	**-0,4**	**43**	0	0,04000	**92**	0	0,20000
1,2	**-0,2**	**44**	0	0,04000	**93**	0	0,20000
1,2	**0**	**45**	0	0,03000	**94**	0	0,10000
1,2	**0,2**	**46**	0	0,03000	**95**	0	0,02000
1,2	**0,4**	**47**	0	0,03000	**96**	0	0,02000
1,2	**0,6**	**48**	0	0,03000	**97**	0	0,02000
1,2	**0,8**	**49**	0	0,00900	**98**	0	0,10000

Anexo J – Coeficientes matriciais A_i e B_i do modelo ARX331 MIMO conforme estimativa da RML utilizada no ESP$_{\mathbf{RML_AP_MIMO}}$ e no ESP$_{\mathbf{RCL_AP_MIMO}}$.

$$
\begin{aligned}
\left[I + \mathbf{A}(q^{-1})\right] y(k) &= q^0 \mathbf{B}(q^{-1}) u(k) \\
\mathbf{u}(k) &= \left[u_g(k)\ E_{fd}(k)\right]^T \\
\mathbf{y}(k) &= \left[\Delta P_t(k)\ \Delta\omega(k)\right]^T \\
\mathbf{A}(q^{-1}) &= \sum_{i=1}^{3} A_i q^{-i} \\
\mathbf{B}(q^{-1}) &= \sum_{i=1}^{3} B_i q^{-i}
\end{aligned}
\tag{4.4}
$$

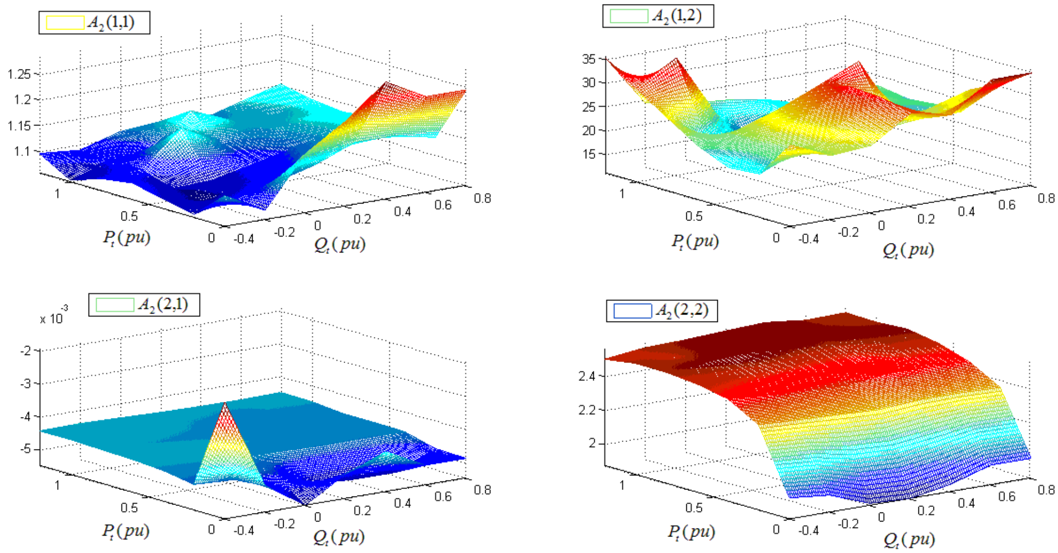


(a)

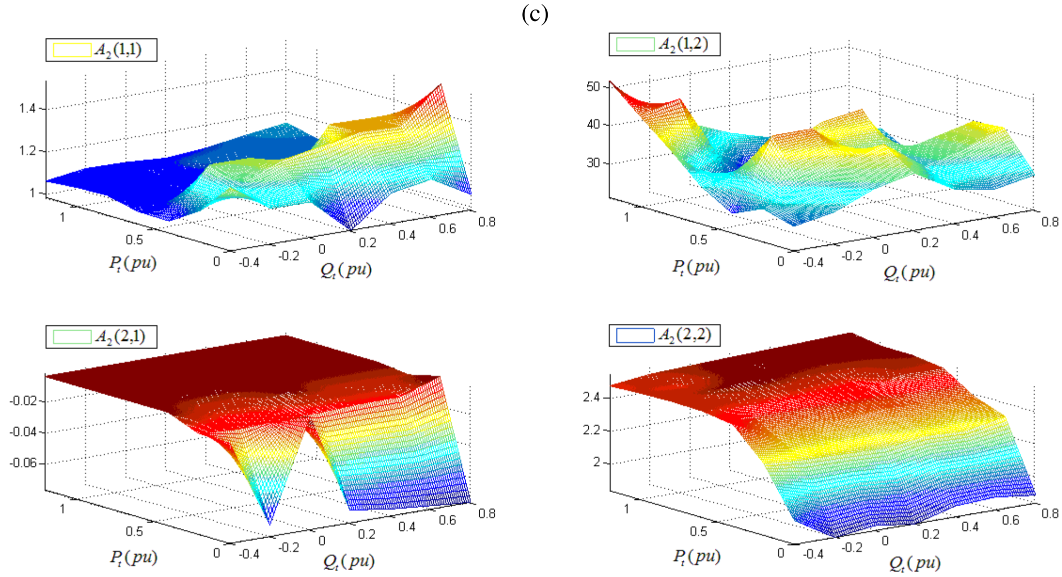


(b)

Figura J.1 – Coeficientes matriciais A_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial A_1; c) d) Coeficiente matricial A_2; e) f) Coeficiente matricial A_3.

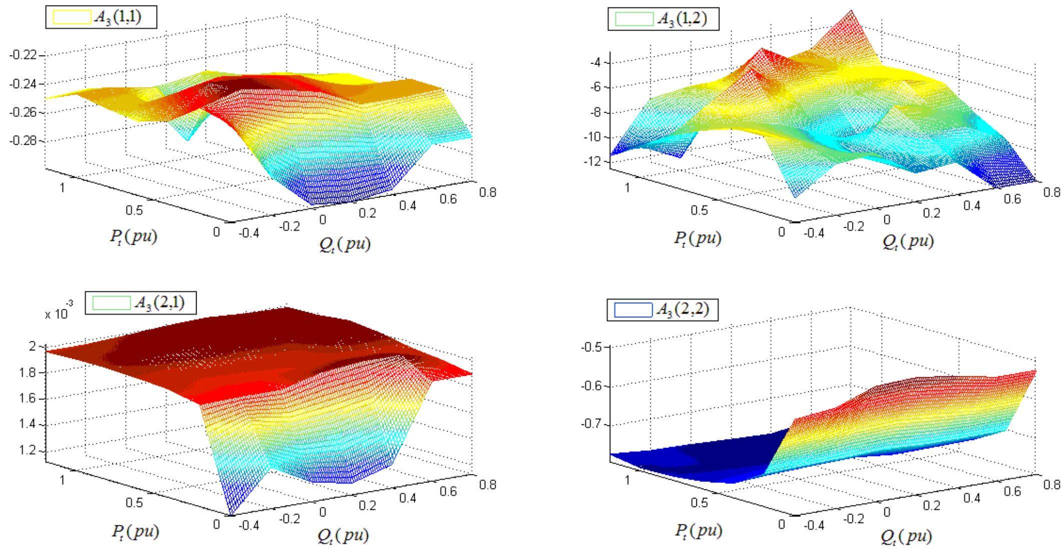


(c)

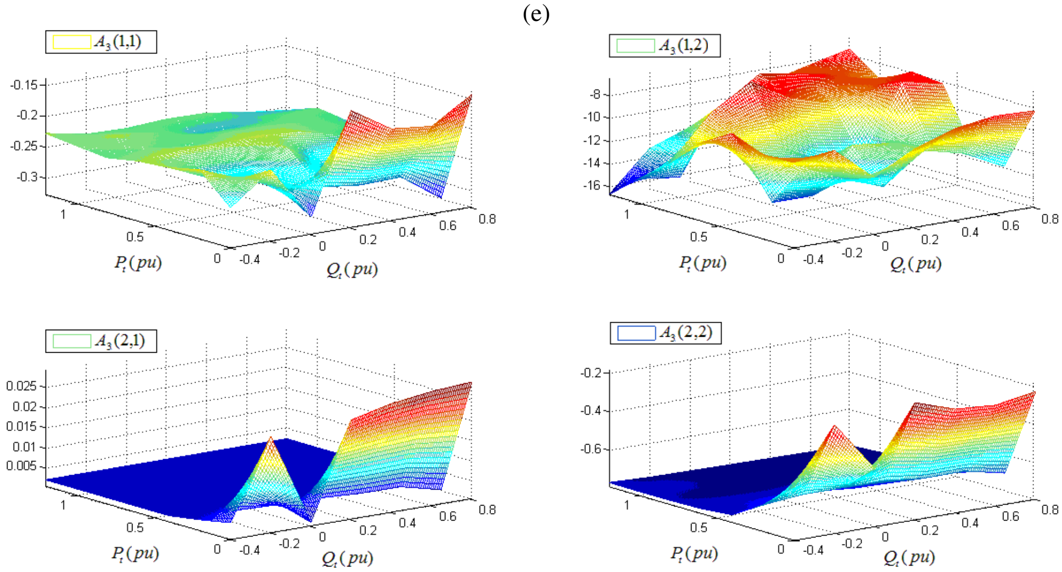


(d)

Figura J.1 – Coeficientes matriciais A_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial A_1; c) d) Coeficiente matricial A_2; e) f) Coeficiente matricial A_3.

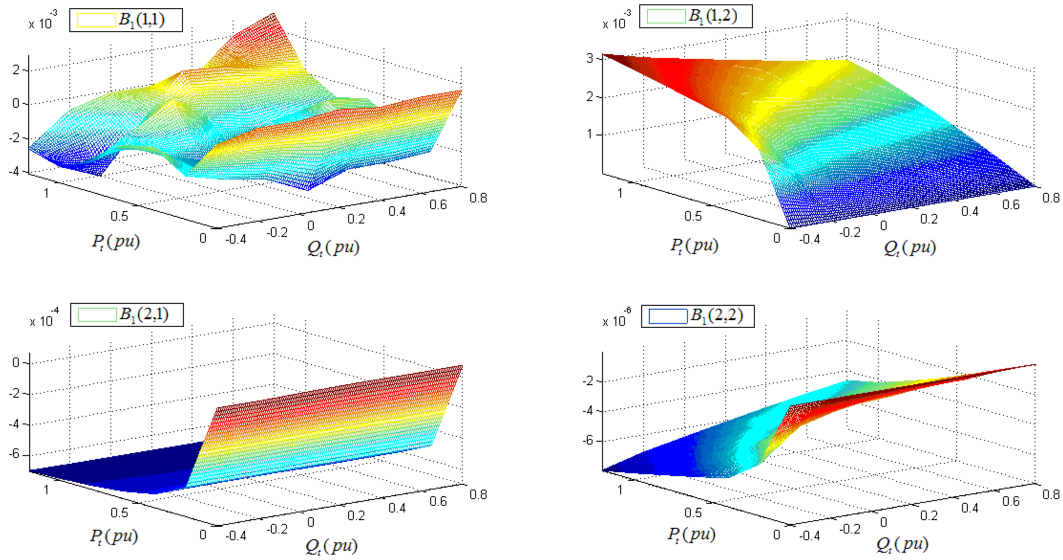


(e)

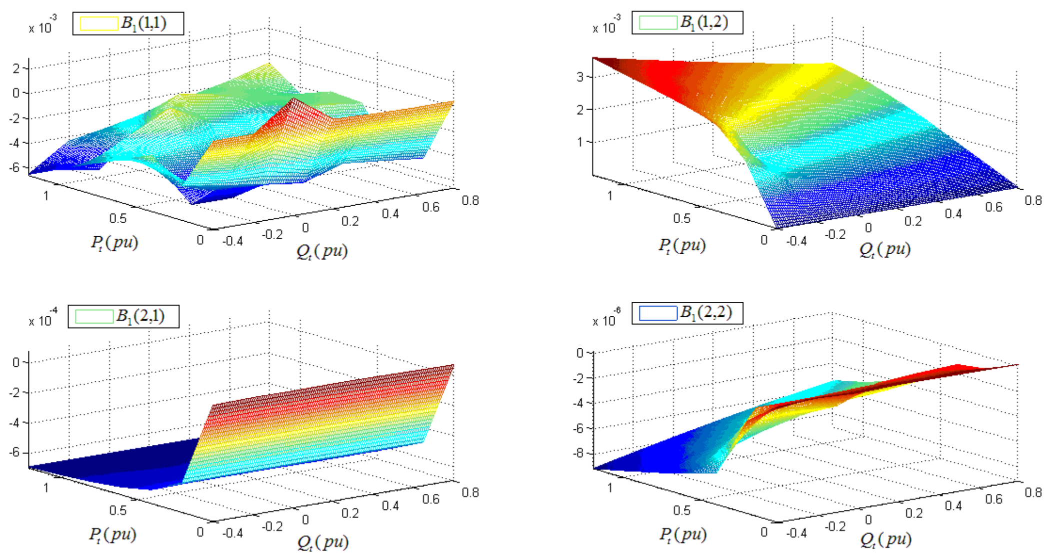


(f)

Figura J.1 – Coeficientes matriciais A_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial A_1; c) d) Coeficiente matricial A_2; e) f) Coeficiente matricial A_3.

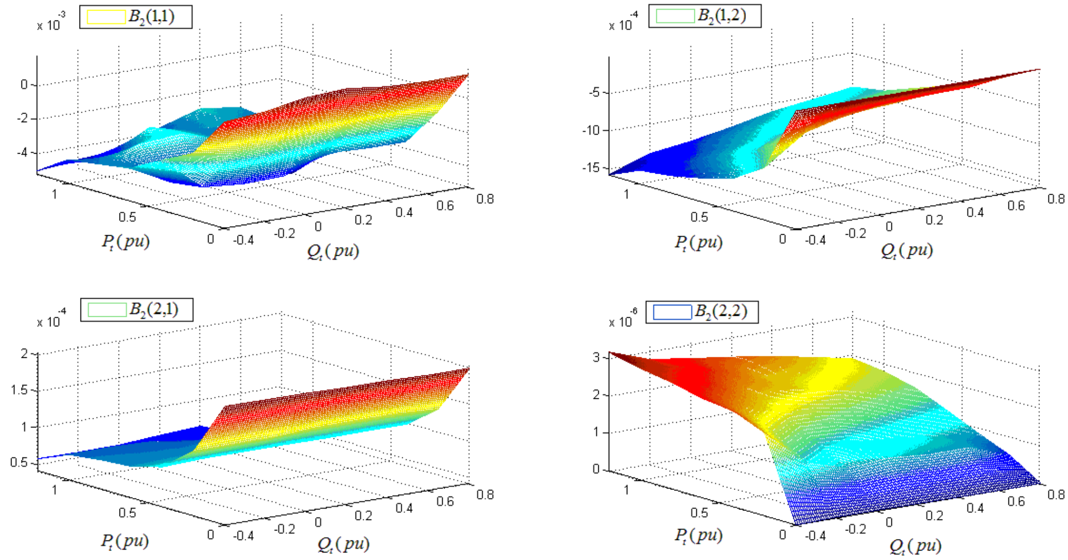


(a)

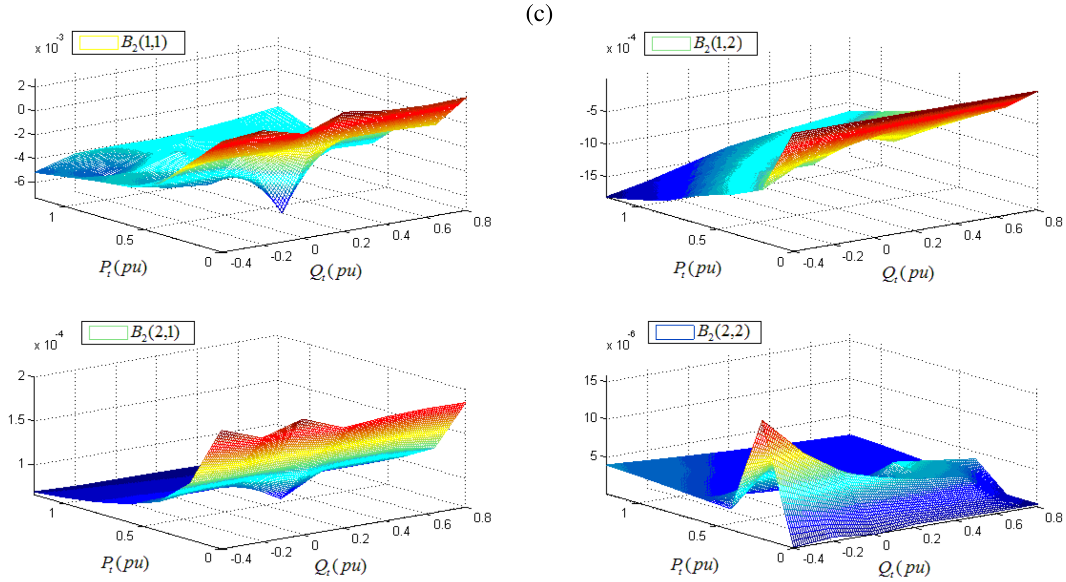


(b)

Figura J-2 – Coeficientes matriciais B_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial B_1; c) d) Coeficiente matricial B_2; e) f) Coeficiente matricial B_3.

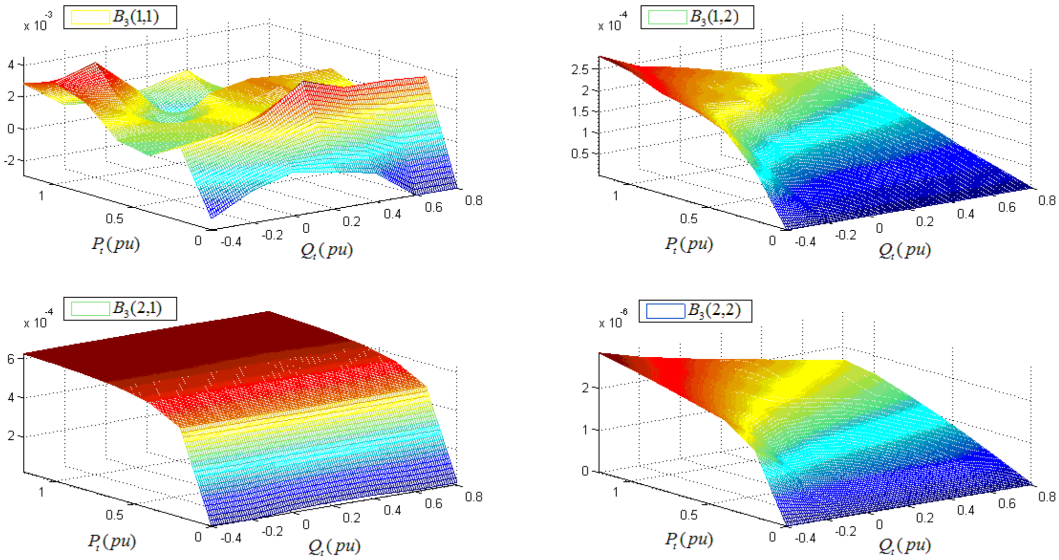


(c)

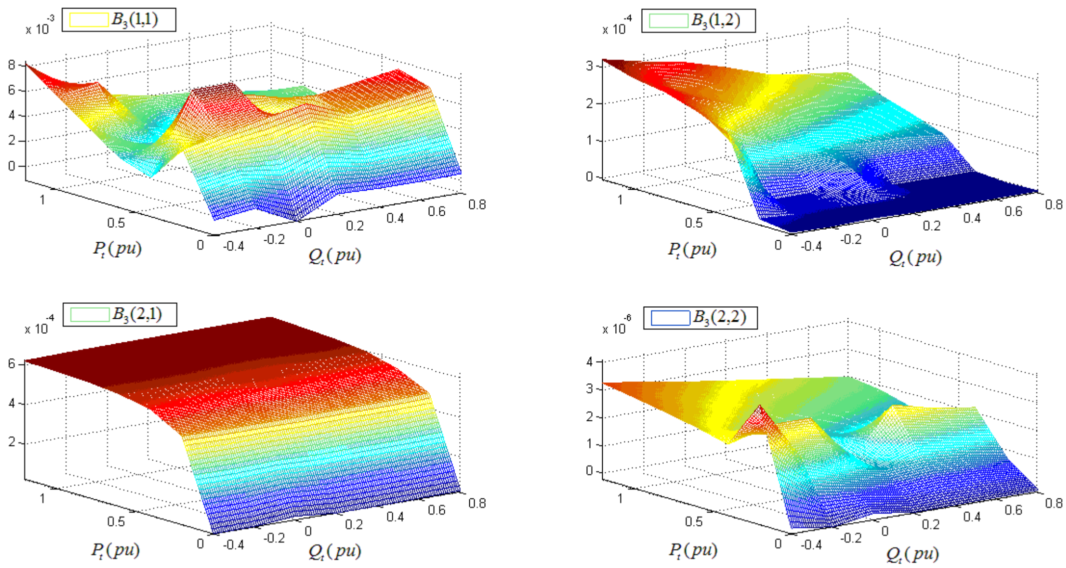


(d)

Figura J-2 – Coeficientes matriciais B_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial B_1; c) d) Coeficiente matricial B_2; e) f) Coeficiente matricial B_3.



(e)



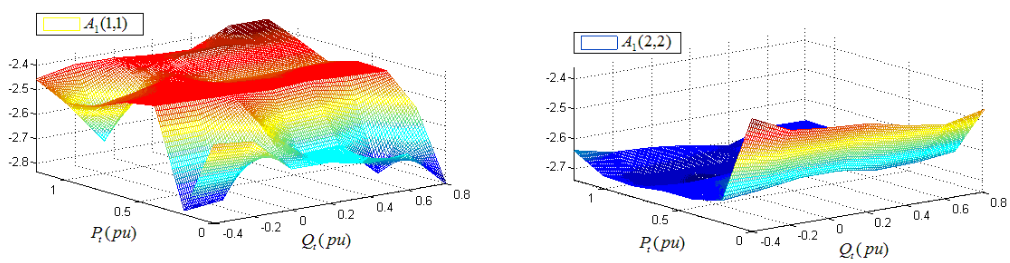
(f)

Figura J-2 – Coeficientes matriciais B_i do modelo ARX331 MIMO da Eq. (4.4) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Dois circuitos de transmissão ativos. a) b) Coeficiente matricial B_1; c) d) Coeficiente matricial B_2; e) f) Coeficiente matricial B_3.

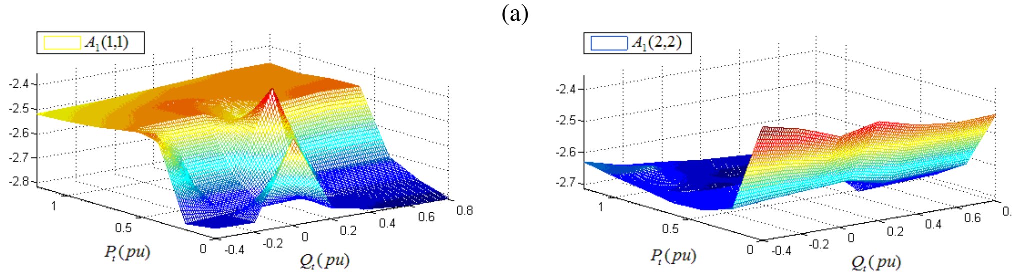
Anexo K – Coeficientes matriciais A_i e B_i do modelo CARMA MIMO 331 conforme estimativa da RML utilizada no ESP$_{\mathbf{RML_GPC_MIMO}}$ e no ESP$_{\mathbf{RCL_GPC_MIMO}}$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}(q^{-1})y(t) &= \mathbf{B}(q^{-1})u(t-1) + \mathbf{C}(q^{-1})e(t) \\
\mathbf{u}(k) &= \left[V_{esp_\omega}(k)\ V_{esp_E}(k)\right]^T \\
\mathbf{y}(k) &= \left[\Delta P_t(k)\ \Delta\omega(k)\right]^T \\
\mathbf{A}(q^{-1}) &= I + A_1 q^{-1} + A_2 q^{-2} + A_3 q^{-3} \\
\mathbf{B}(q^{-1}) &= B_0 + B_1 q^{-1} + B_2 q^{-2} \\
\mathbf{C}(q^{-1}) &= I + C_1 q^{-1}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

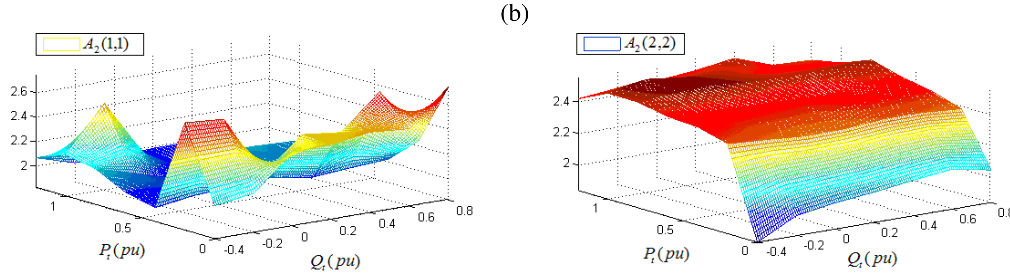
$$\begin{aligned}
A_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(A_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right) \\
C_j(q^{-1}) &= \operatorname{diag}\left(C_{ii}^j\left(q^{-1}\right)\right)
\end{aligned}, i = 1{,}2 \tag{4.26}$$



(a)

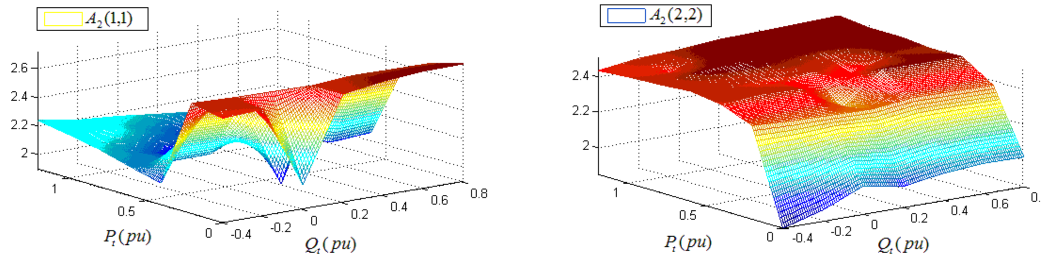


(b)

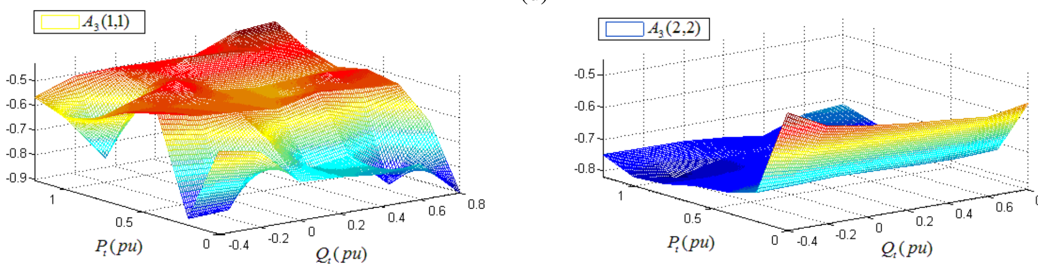


(c)

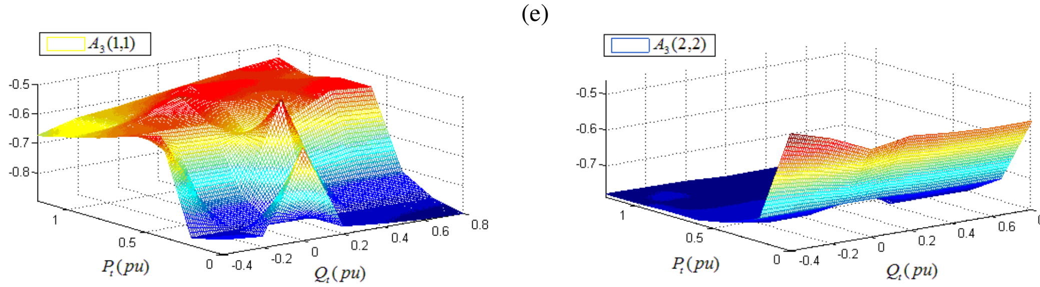
Figura k.1 – Comportamento dos coeficientes matriciais A_i do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial A_1; c) e d) Coeficiente matricial A_2; e) e f) Coeficiente matricial A_3.



(d)

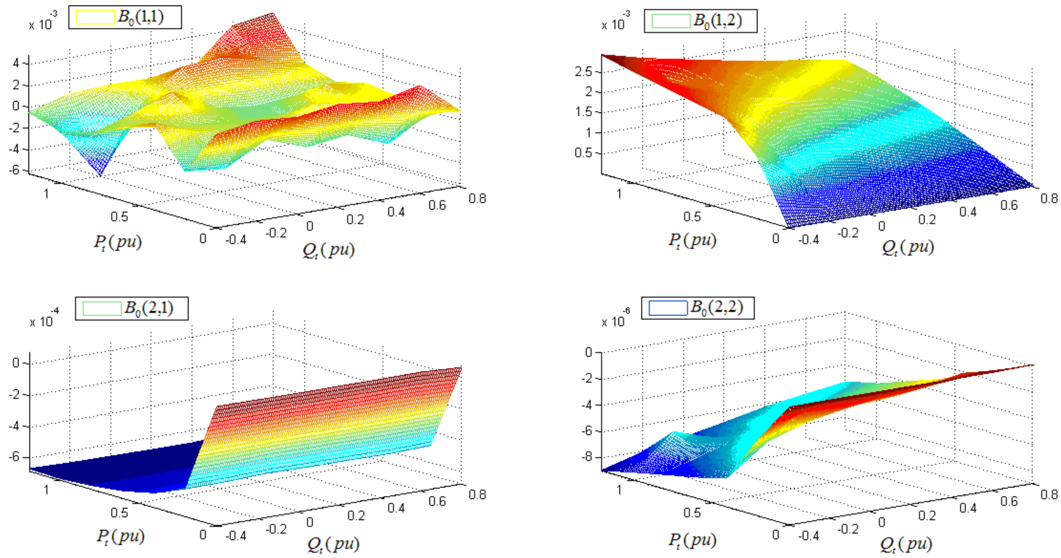


(e)

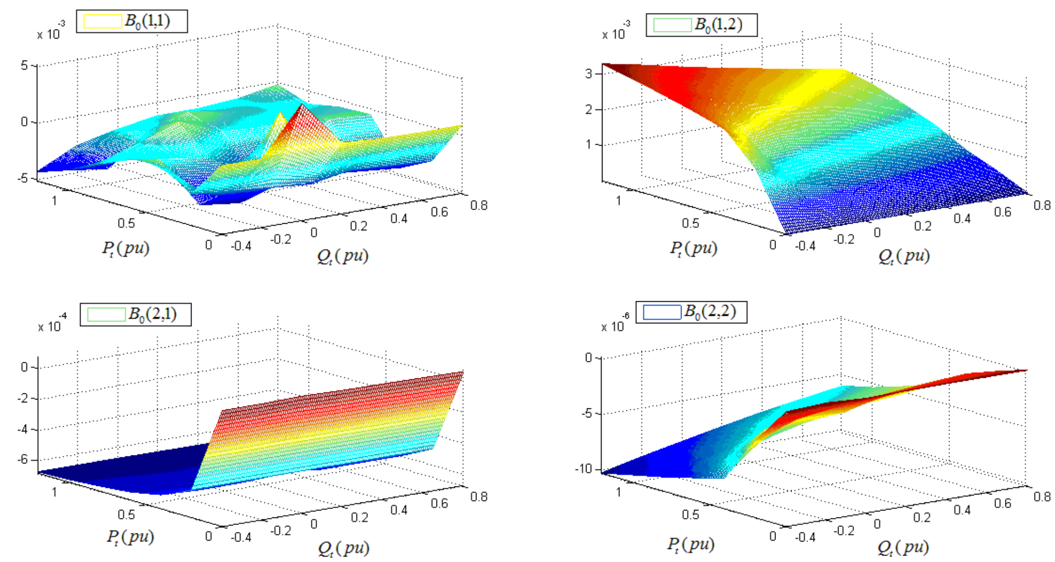


(f)

Figura k.1 – Comportamento dos coeficientes matriciais A_i do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial A_1; c) e d) Coeficiente matricial A_2; e) e f) Coeficiente matricial A_3.

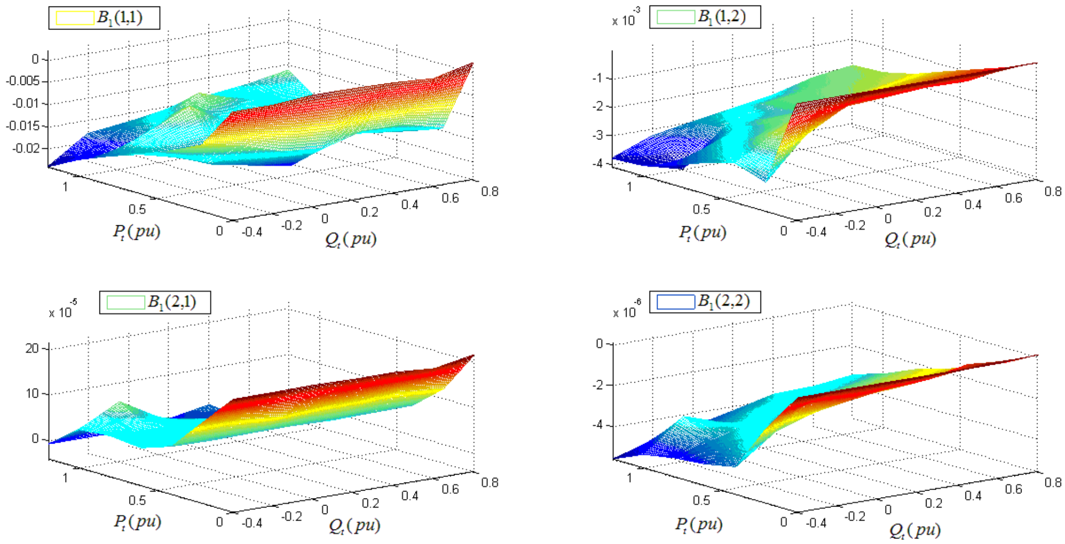


(a)

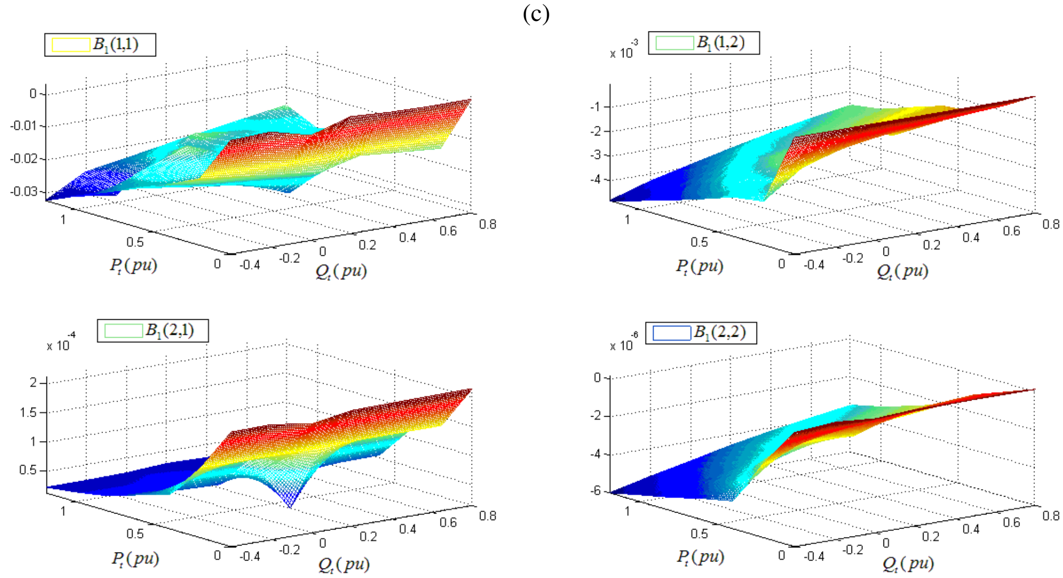


(b)

Figura K.2 – Comportamento dos coeficientes matriciais B_i do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial B_1; c) e d) Coeficiente matricial B_2; e) e f) Coeficiente matricial B_3.

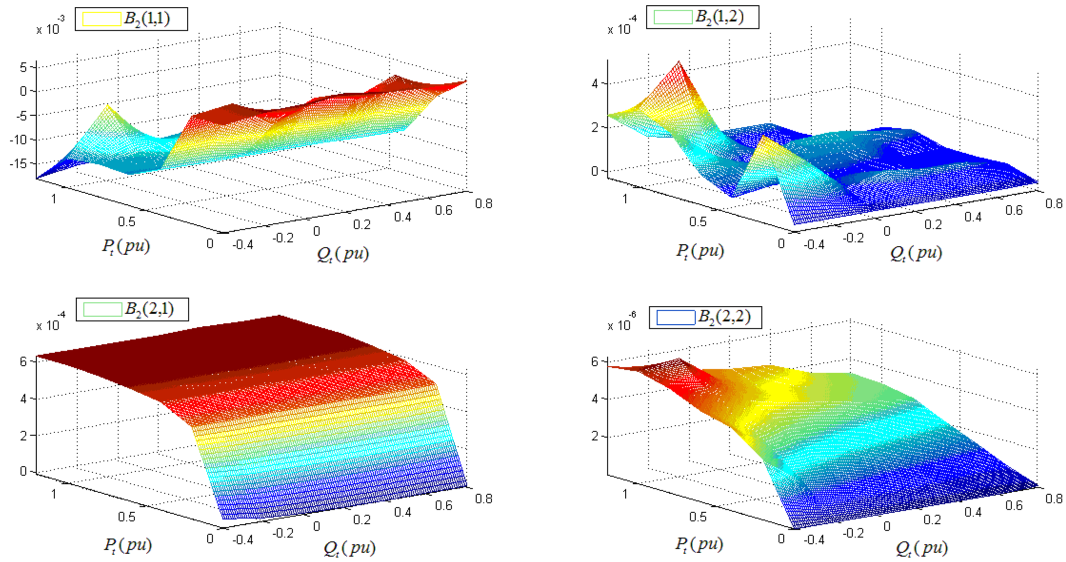


(c)

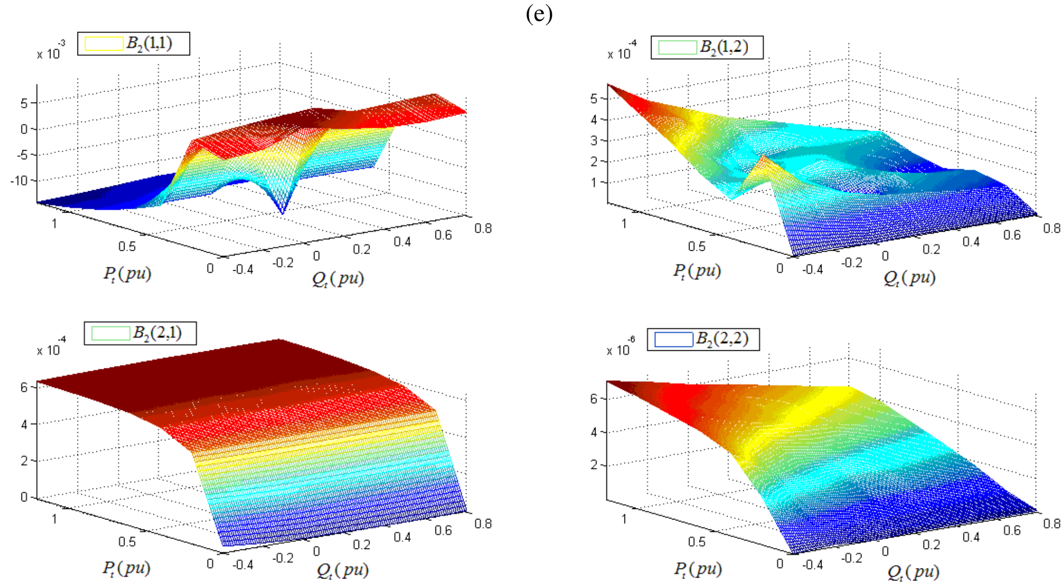


(d)

Figura K.2 – Comportamento dos coeficientes matriciais B_i do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial B_1; c) e d) Coeficiente matricial B_2; e) e f) Coeficiente matricial B_3.



(e)

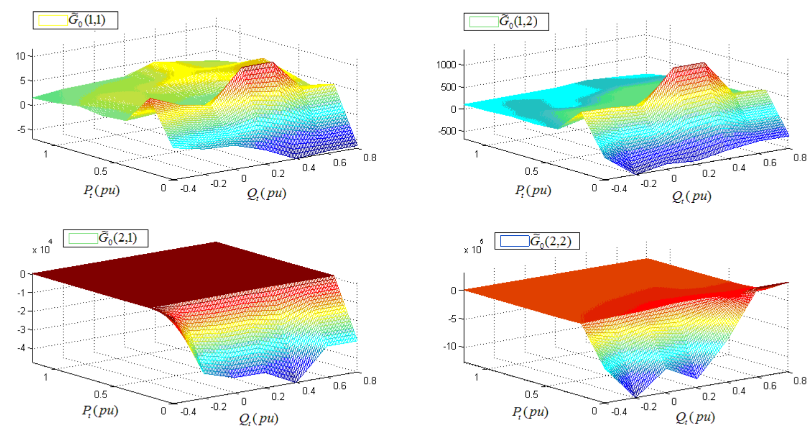


(f)

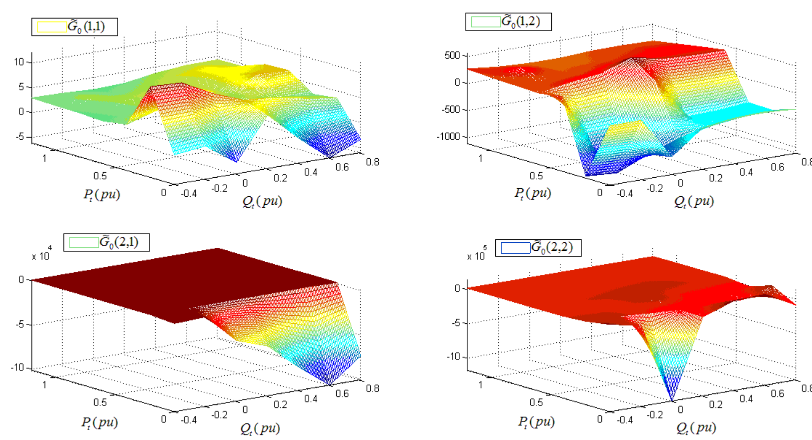
Figura K.2 – Comportamento dos coeficientes matriciais B_i do modelo CARMA MIMO 331 da Eq. (4.25) conforme estimativa da RML. a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial B_1; c) e d) Coeficiente matricial B_2; e) e f) Coeficiente matricial B_3.

Anexo L – Comportamento gráfico dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ e $\tilde{G}_i$ conforme estimativa do ESP$_{\mathbf{RML_AP_MIMO}}$

$$
\begin{gathered}
[\mathbf{G}\,\mathbf{F}] = g_{RML\_MIMO\_AP}(\theta_{AP}) \\
\theta_{AP} = [a_0\ \alpha\ \tilde{\varphi}(k)] \\
\mathbf{G} = [\tilde{G}_0\ \tilde{G}_1\ \tilde{G}_2\ ] \\
\mathbf{F} = [\tilde{F}_1\ \tilde{F}_2\ ]
\end{gathered}
\tag{4.40}
$$

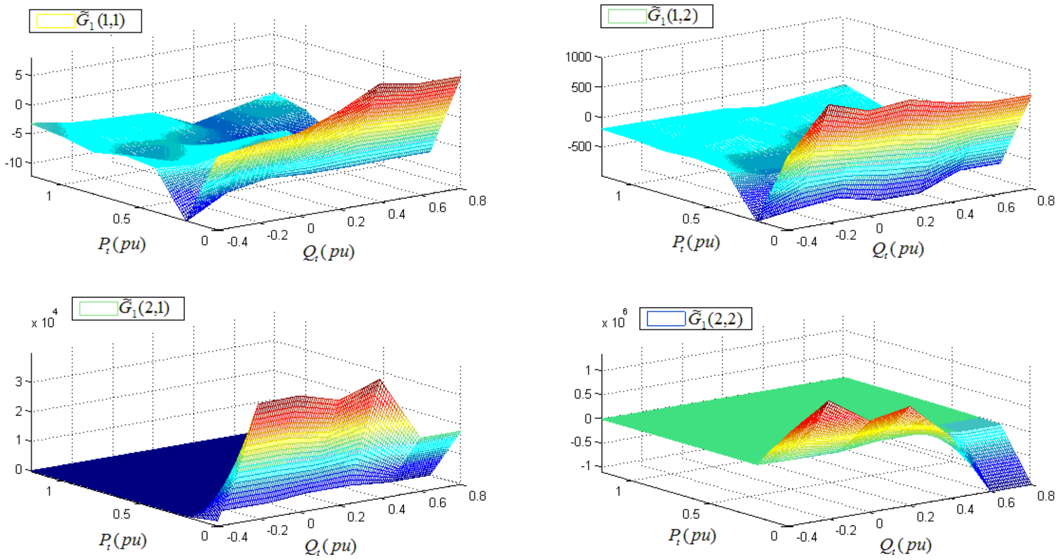


(a)

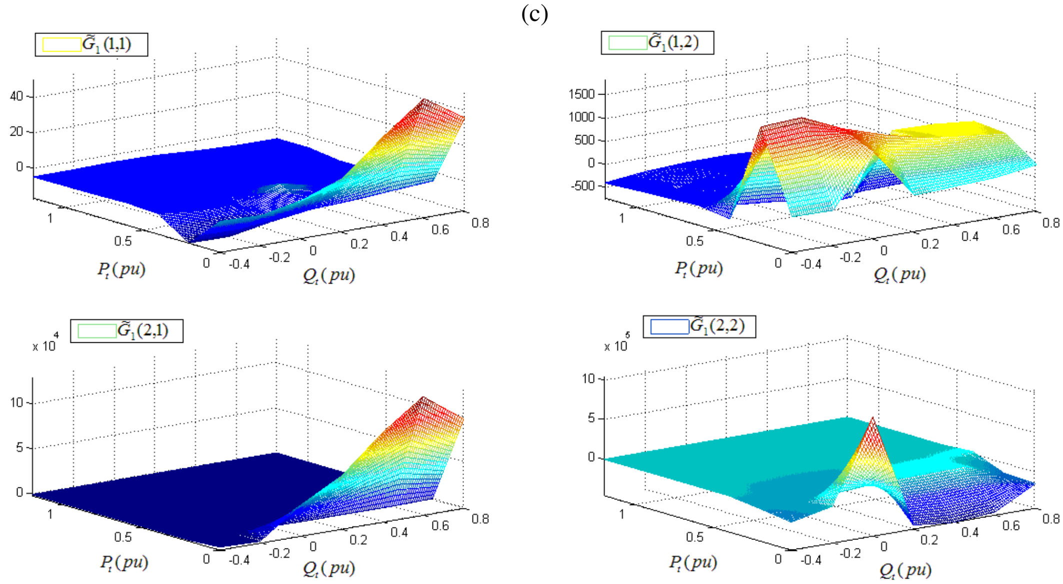


(b)

Figura L.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do ESP$_{RML_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

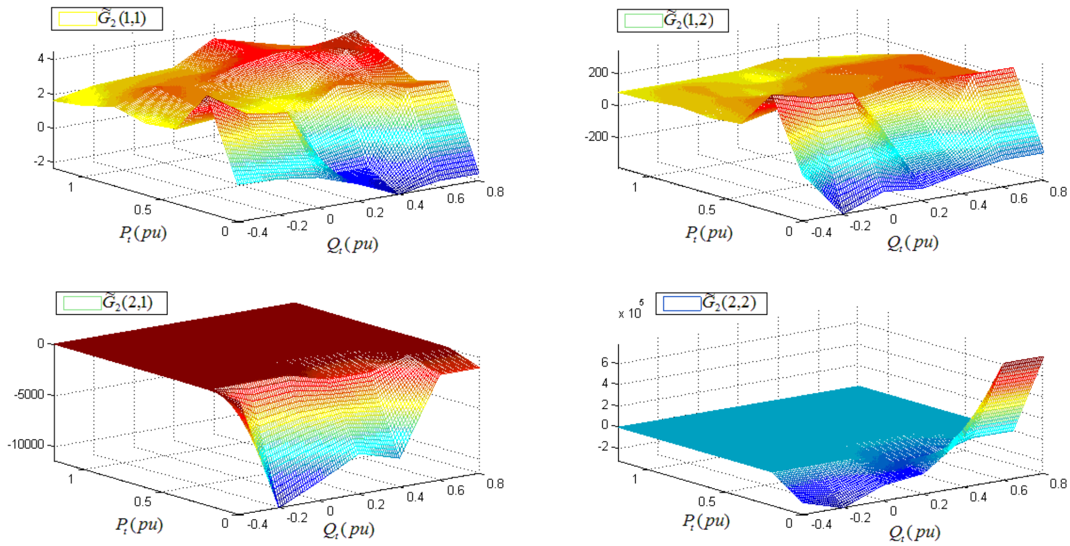


(c)

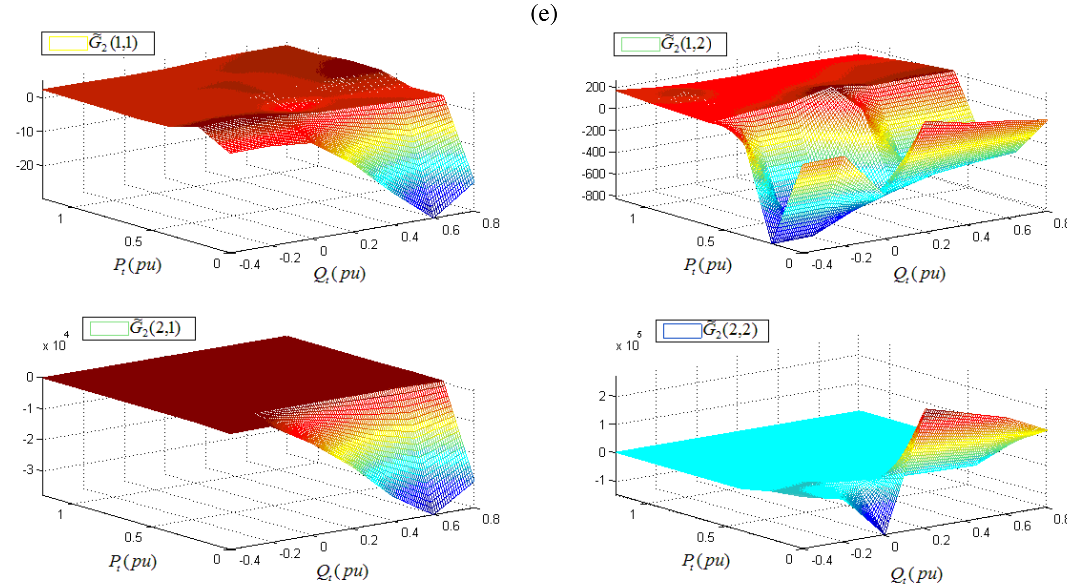


(d)

Figura L.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do ESP$_{RML_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

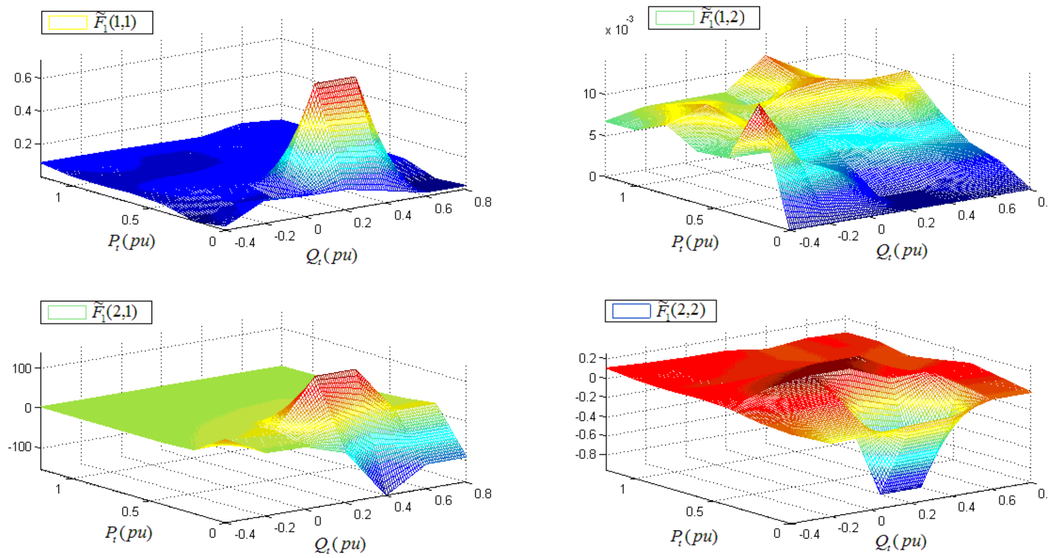


(e)

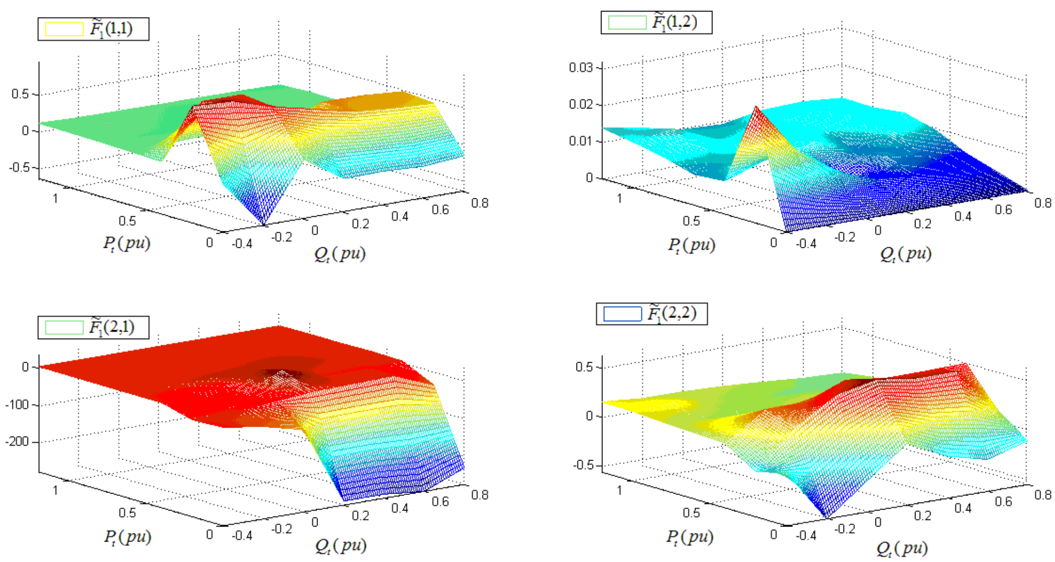


(f)

Figura L.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

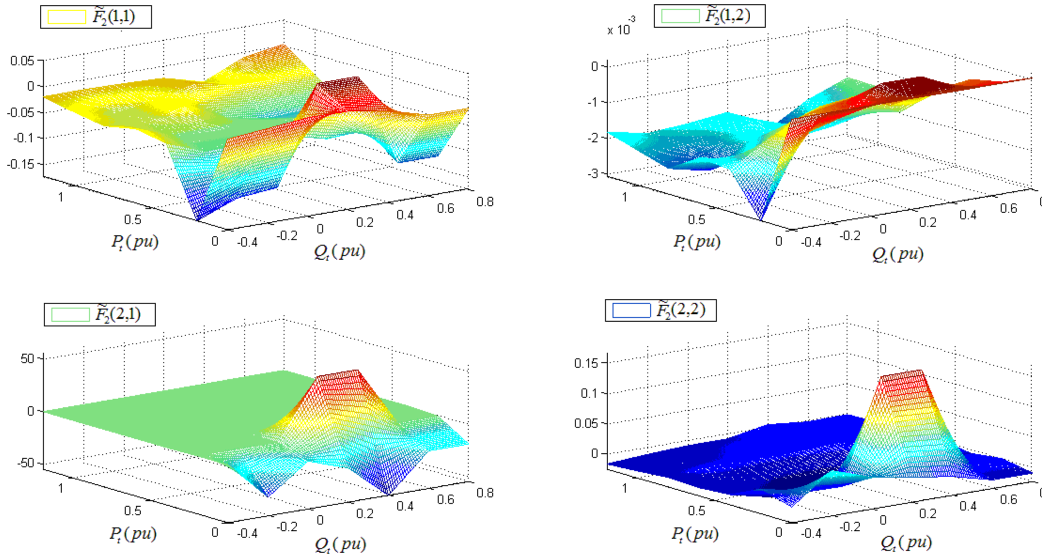


(a)

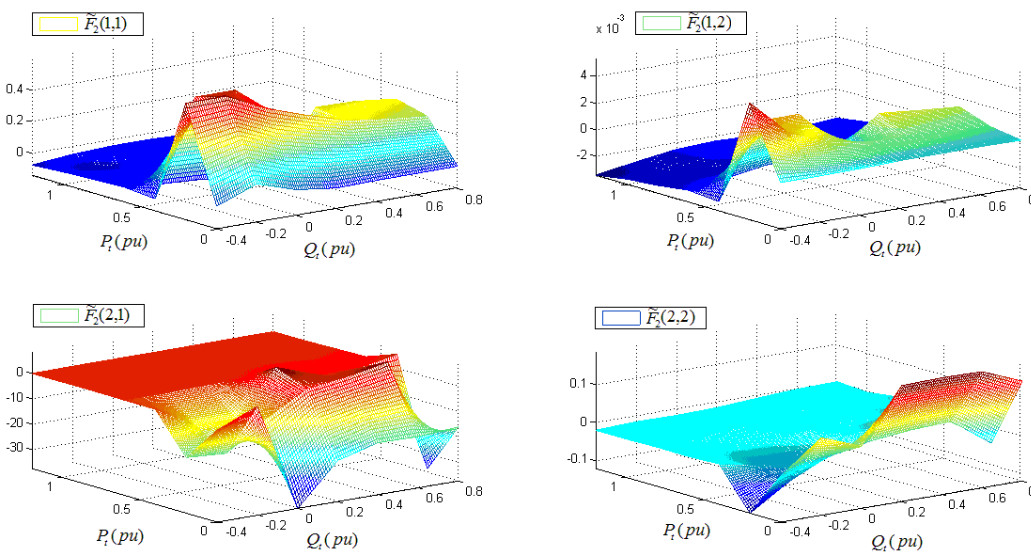


(b)

Figura L.2 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{F}_1$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{F}_2$;

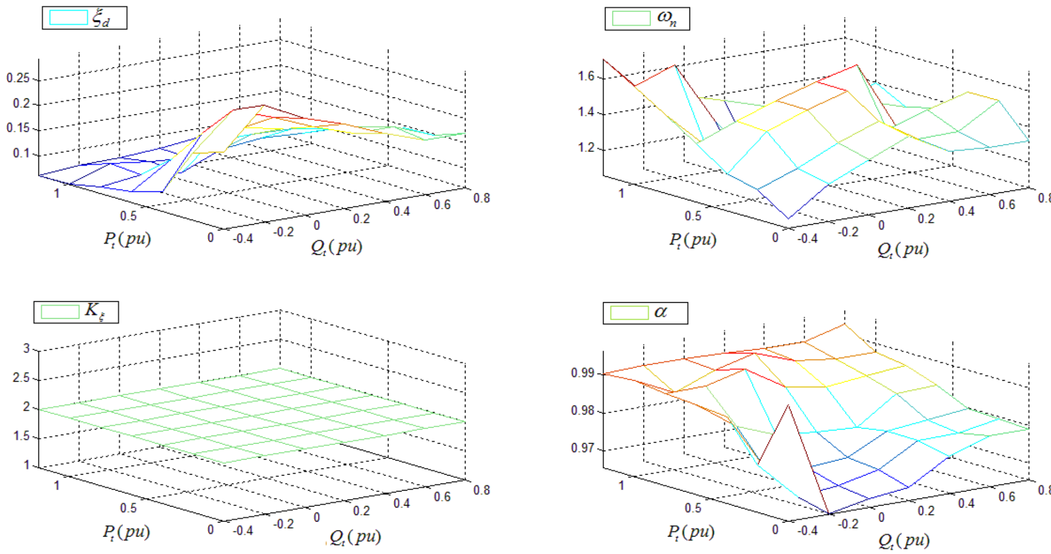


(c)

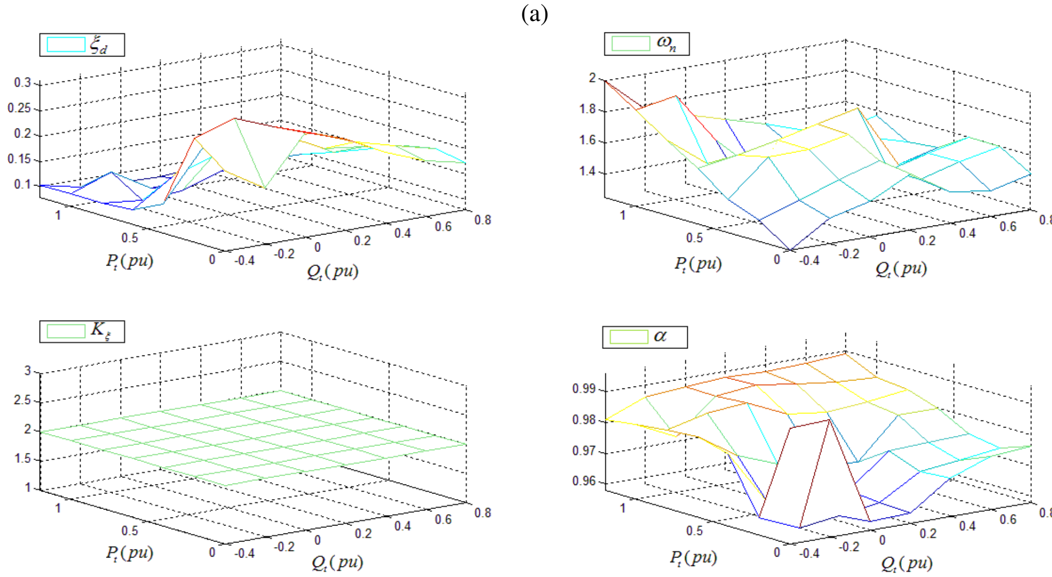


(d)

Figura L.2 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{F}_1$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{F}_2$;



(a)



(b)

Figura L.3 – Estimativas do fator de amortecimento desejado ξ_d, e o fator de contração radial α do $ESP_{RML\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a) Um circuito de transmissão ativo; b) Dois circuitos de transmissão ativos.

Anexo M – Comportamento gráfico dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), conforme estimativa do ESP$_{RML_GPC_MIMO}$

$$\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T = \mathbf{K}\left(\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} - \mathbf{f}_{N_{12}}\right)$$

$$\mathbf{K} = g_{RML\_MIMO\_GPC}\left(\theta_{GPC}\right)$$

$$\theta_{GPC} = \left[\tilde{\varphi}(k),\ N_1,\ N_2,\ N_3, \lambda, C\right]$$

$$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\ Q_t(k)\ L_T(k)] \tag{4.41}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$$

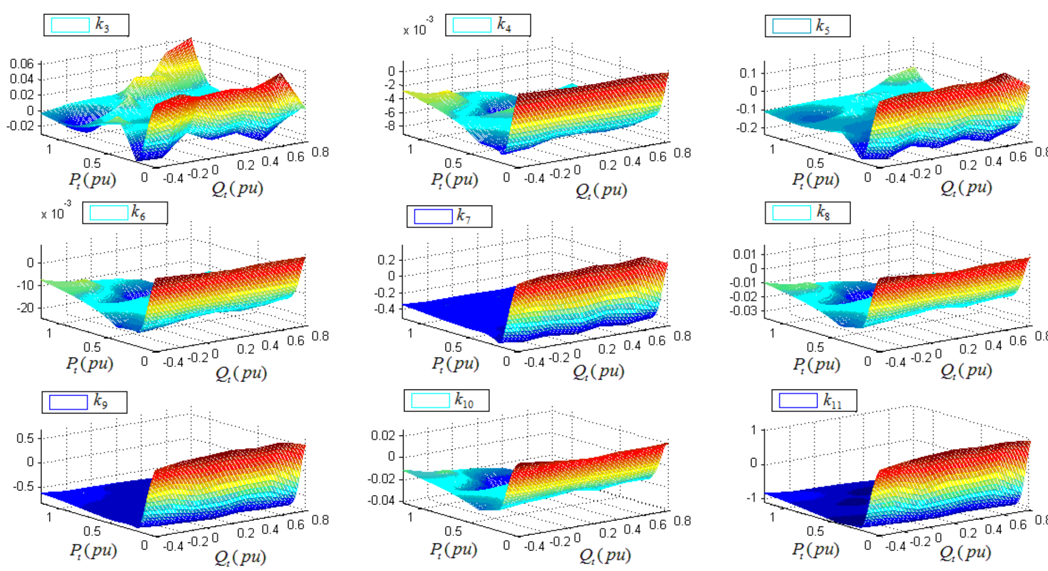


Figura M.1 - Estimativas dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{RML_GPC_MIMO}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um circuito de transmissão ativo.

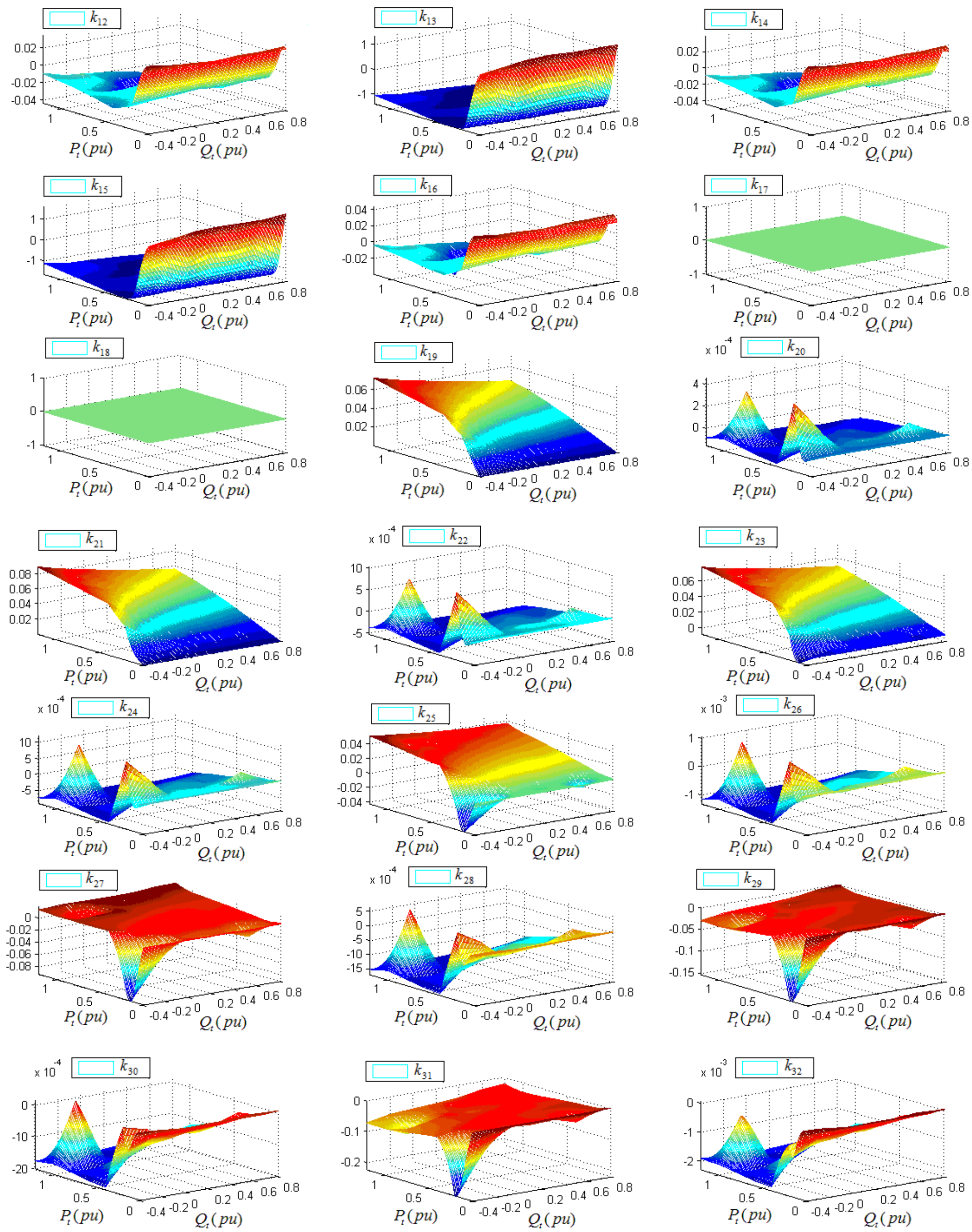


Figura M.1 - Estimativas dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{\text{RML_GPC_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um circuito de transmissão ativo.

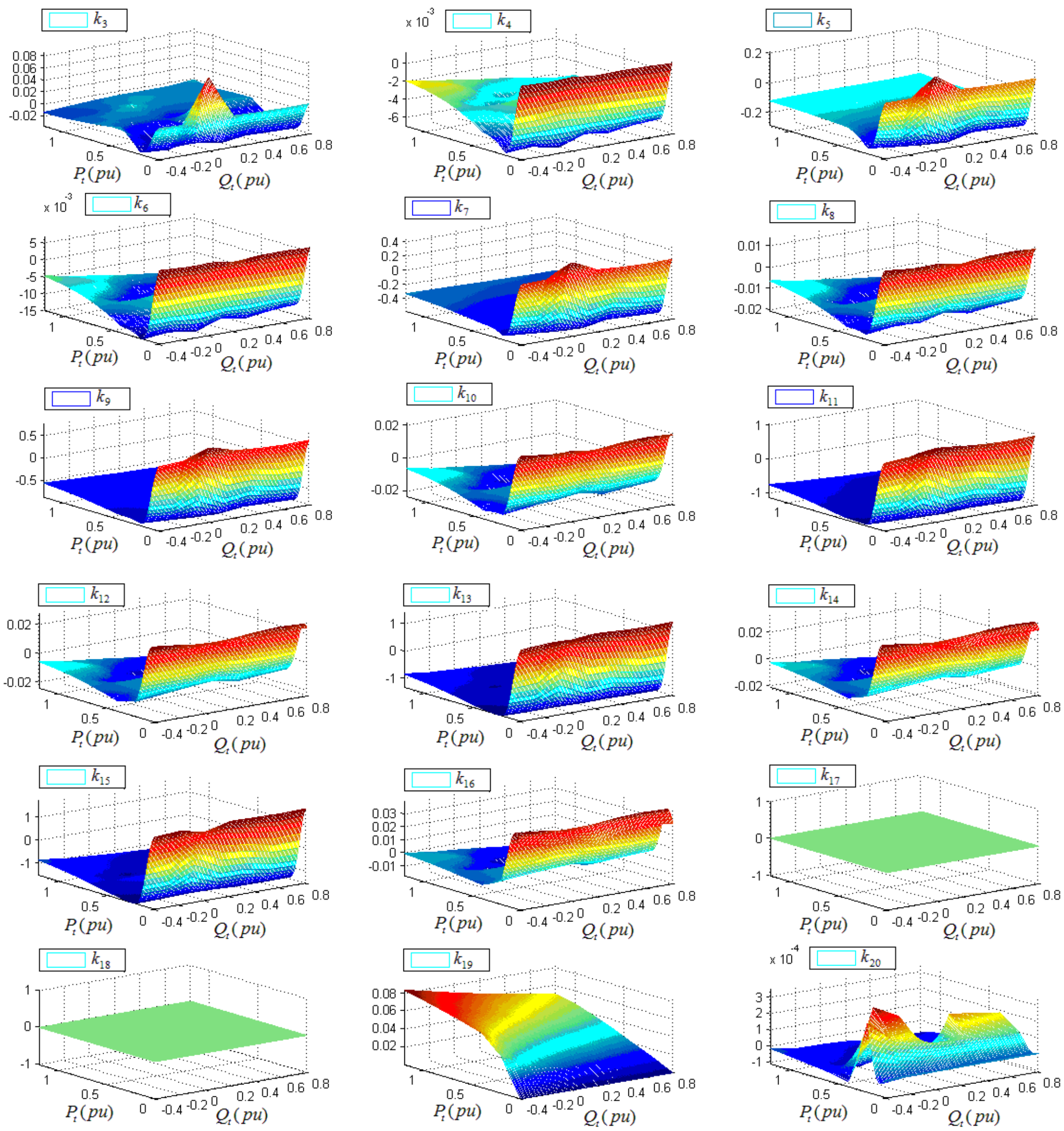


Figura M.2 – Estimativas dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{RML_GPC_MIMO}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para dois circuitos de transmissão ativos.

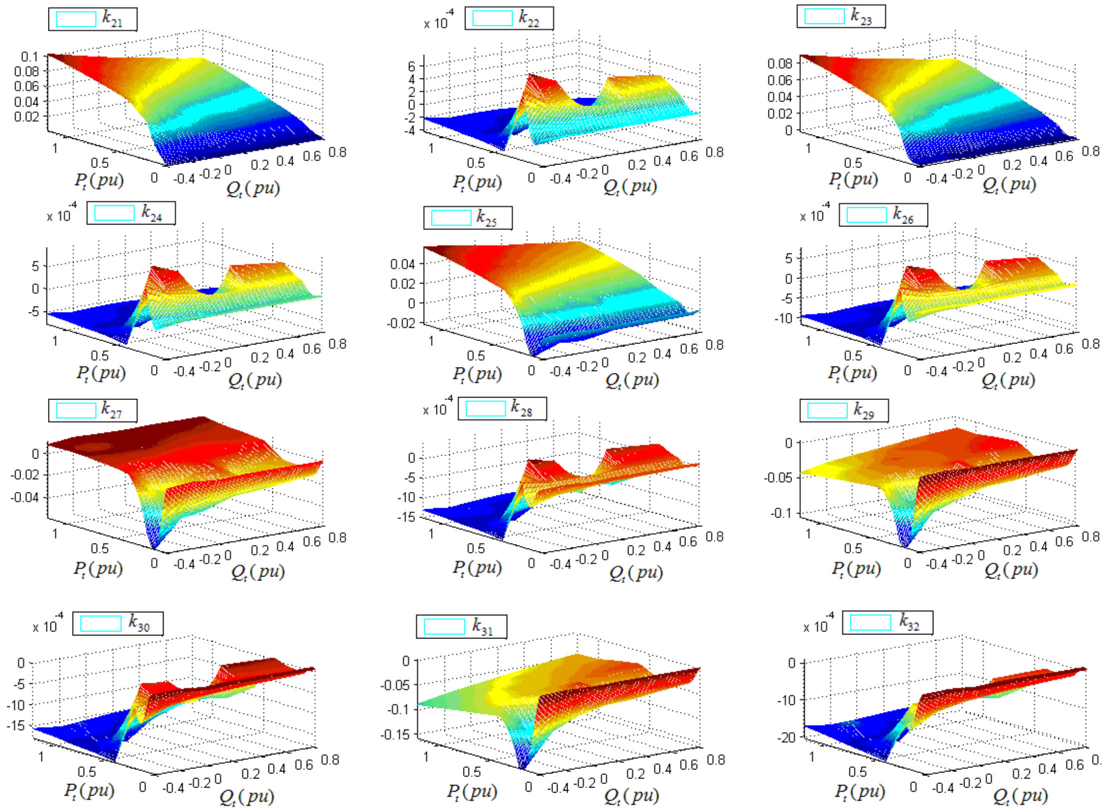


Figura M.2 – Estimativas dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{RML_GPC_MIMO}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para dois circuitos de transmissão ativos.

Anexo N – Comportamento gráfico dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ e $\tilde{G}_i$ conforme estimativa do ESP$_{\mathbf{RCL_AP_MIMO}}$

$$[\mathbf{G}\,\mathbf{F}] = g_{RCL\_MIMO\_AP}(\theta_{AP})$$

$$\theta_{AP} = \left[\mathbf{a}^{o}_{RCL\_MIMO}\ \boldsymbol{\alpha}_{RCL\_MIMO}\ \tilde{\varphi}(k)\right]$$

$$\mathbf{G} = [\tilde{G}_0\,\tilde{G}_1\,\tilde{G}_2] \tag{4.42}$$

$$\mathbf{F} = [\tilde{F}_1\,\tilde{F}_2]$$

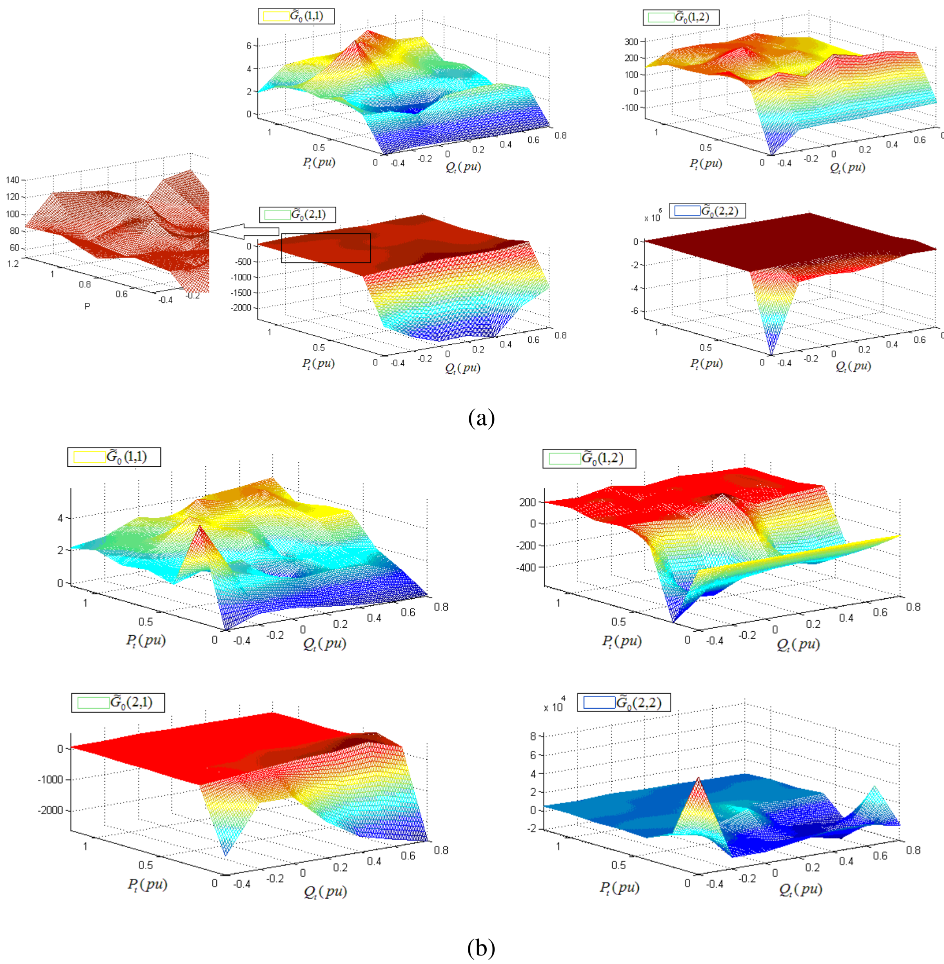
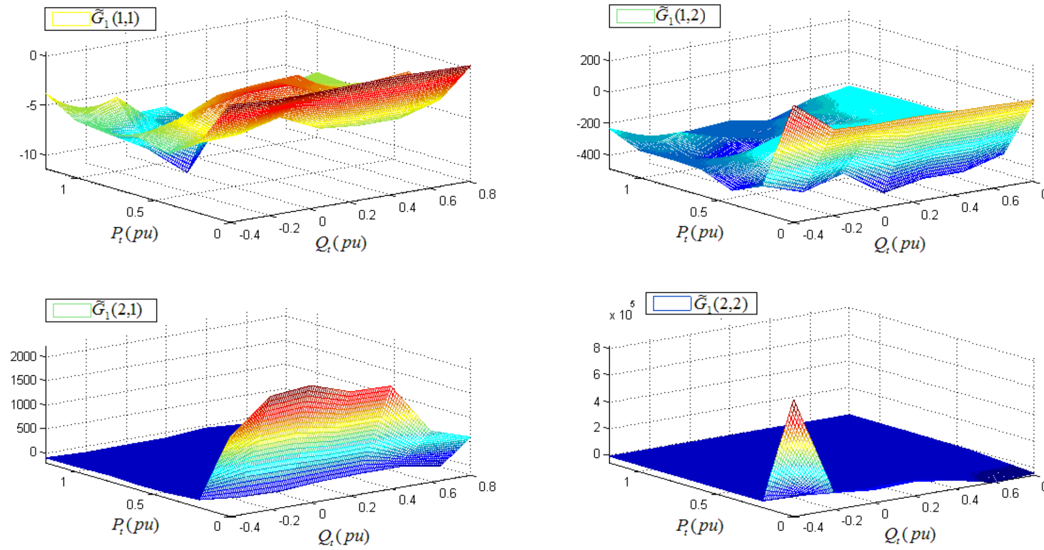
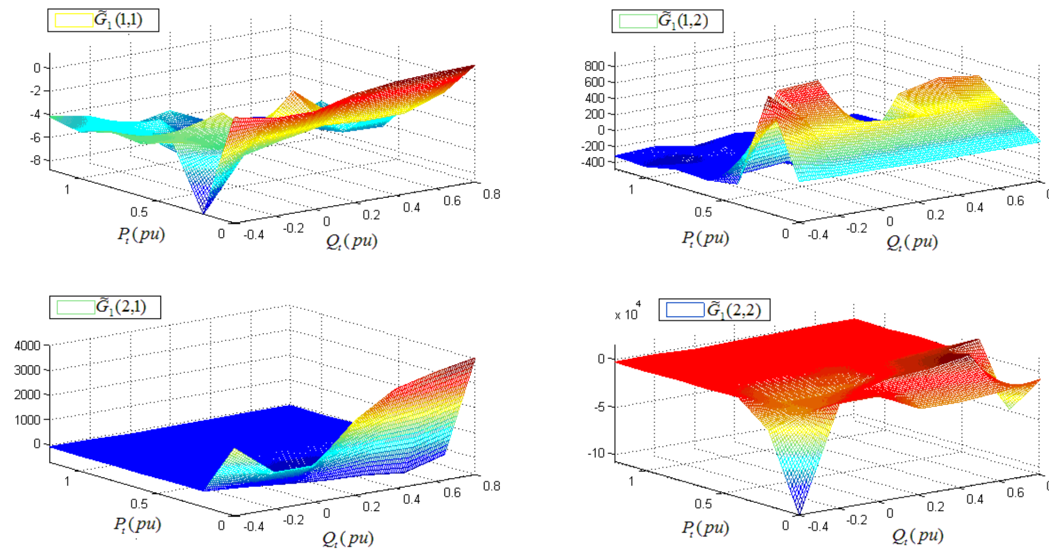


Figura N.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do ESP$_{\mathrm{RCL_AP_MIMO}}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

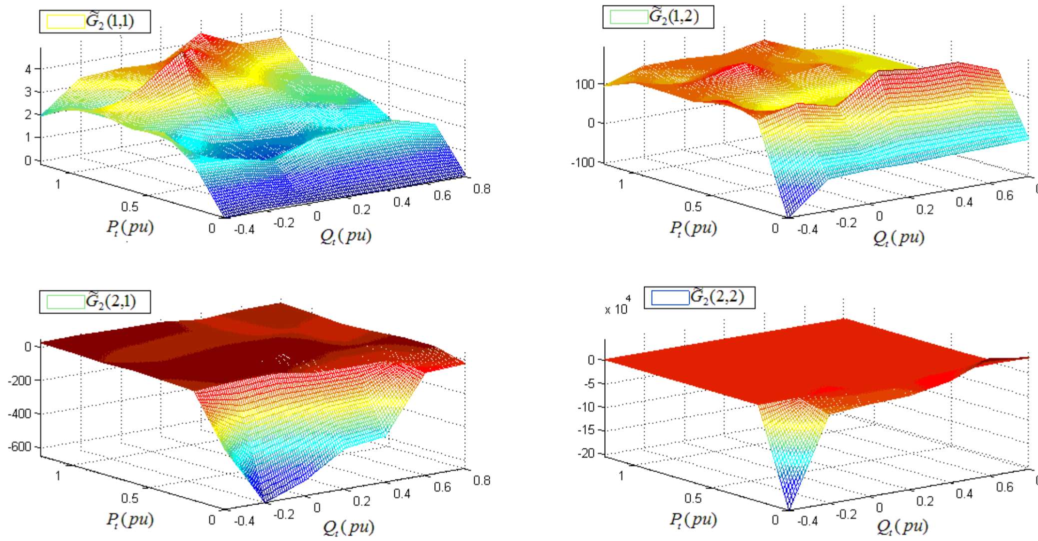


(c)

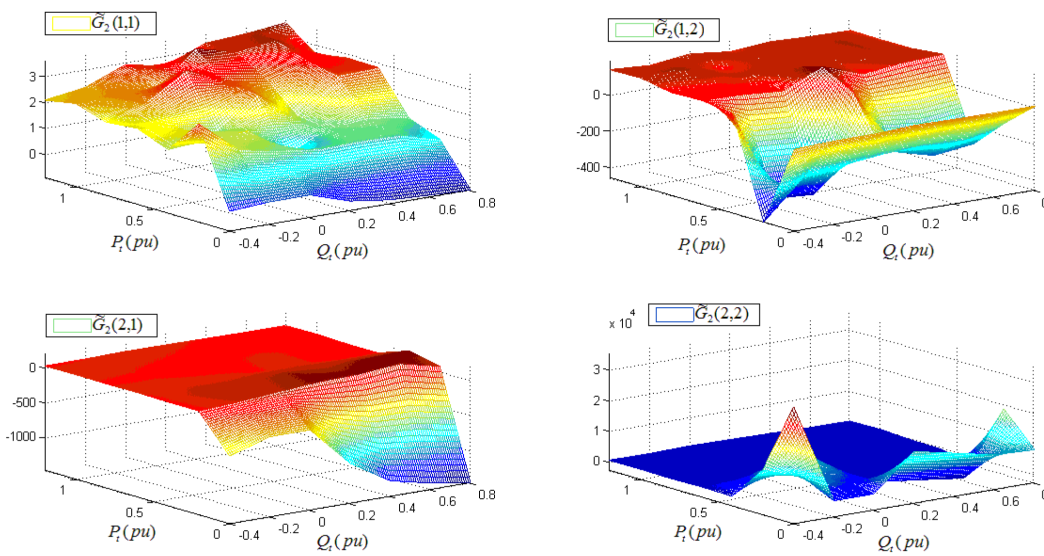


(d)

Figura N.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

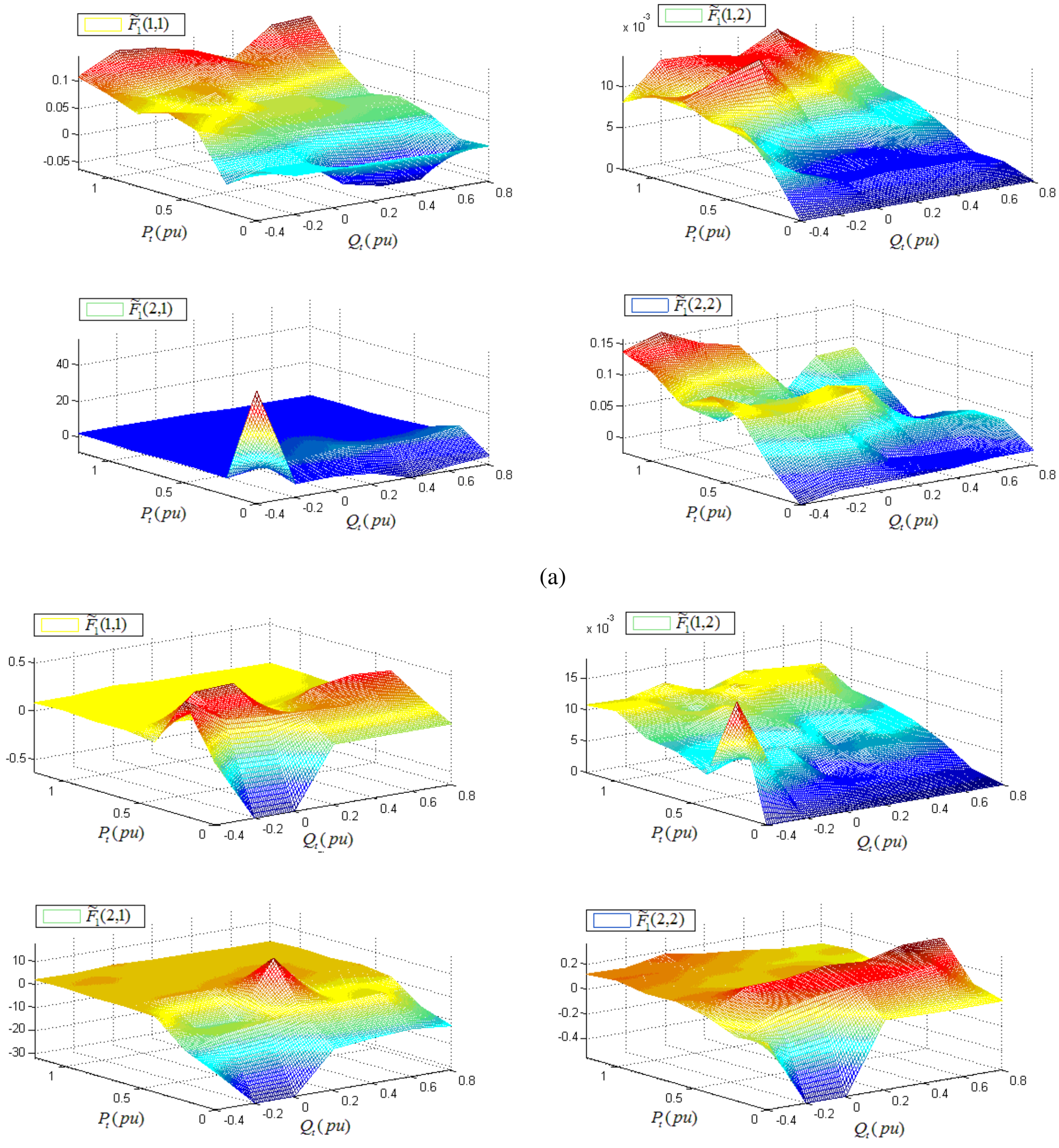


(e)



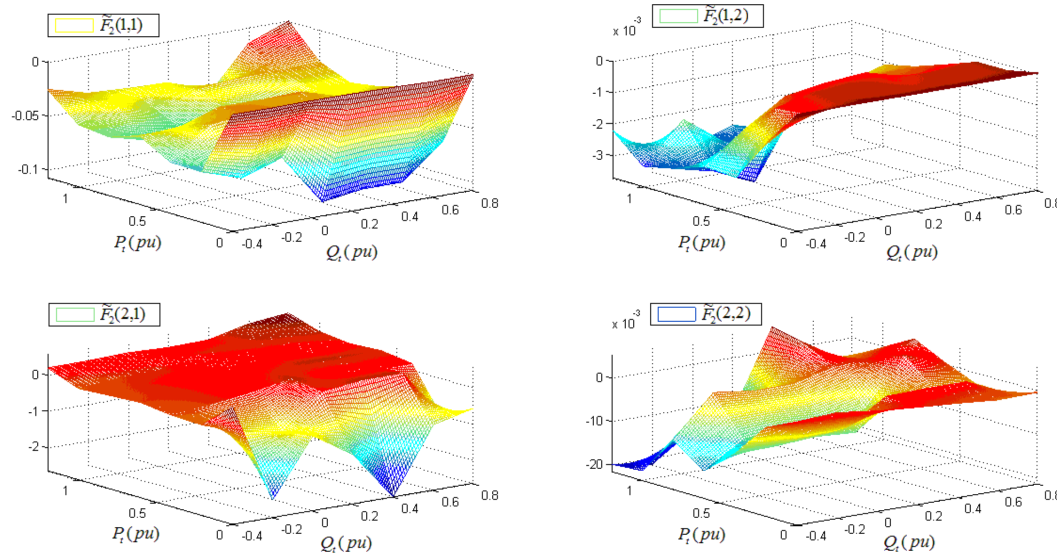
(f)

Figura N.1 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{G}_i$ do ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) e e) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) e f) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{G}_0$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{G}_1$; e) e f) Coeficiente matricial $\tilde{G}_2$.

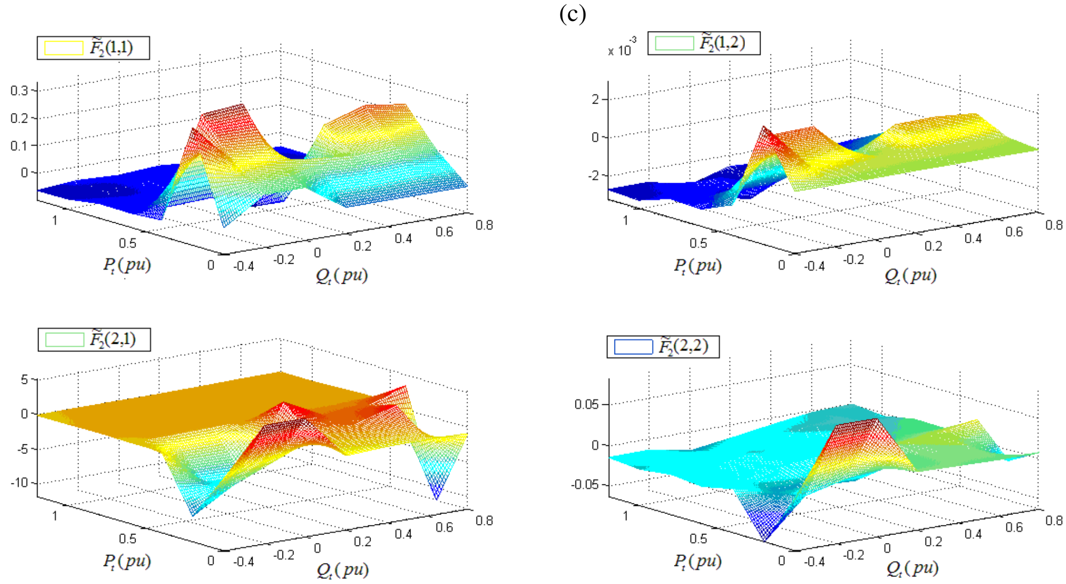


(b)

Figura N.2 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\tilde{F}_i$ do ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a), c) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\tilde{F}_1$; c) e d) Coeficiente matricial $\tilde{F}_2$;

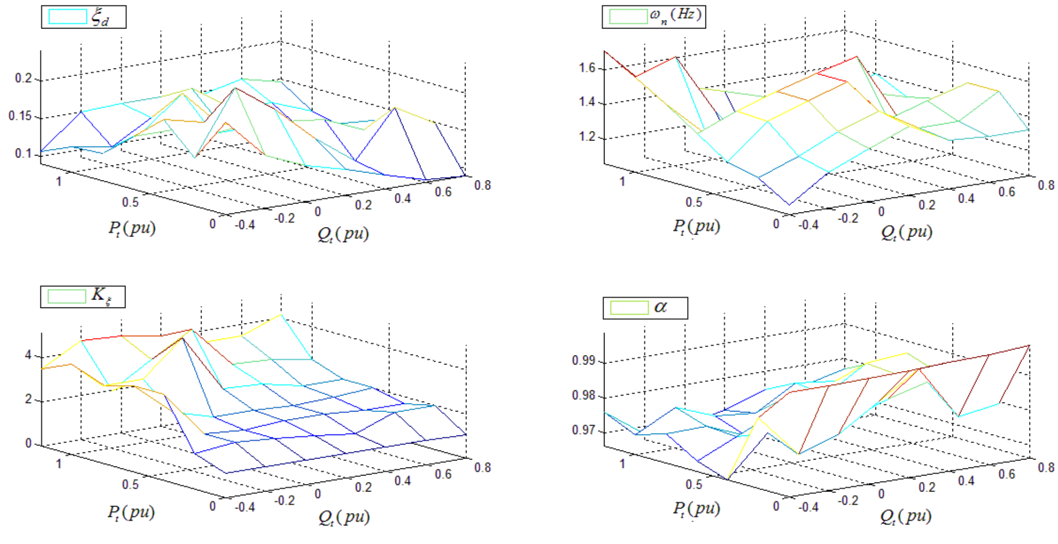


(c)

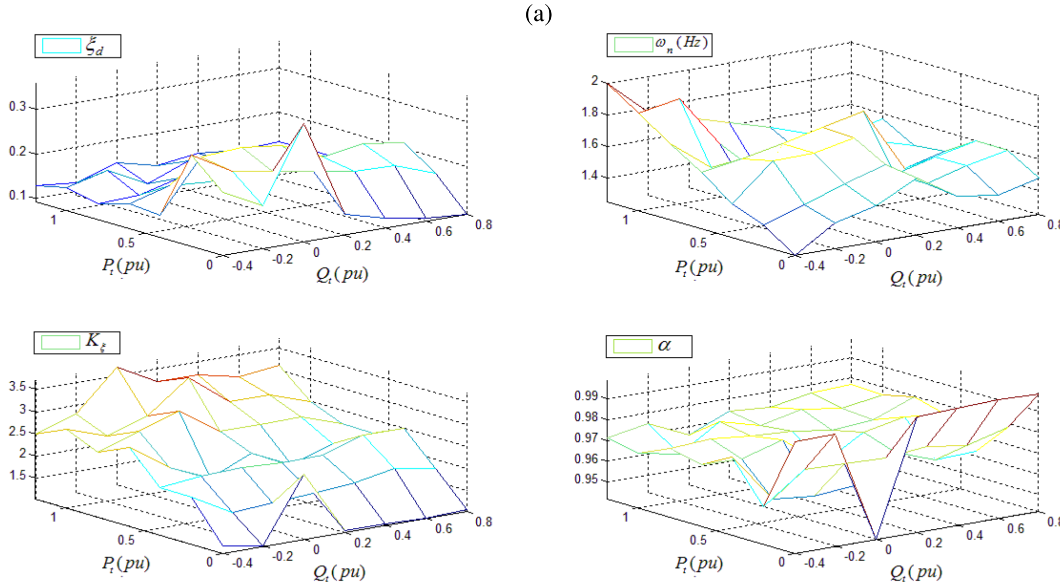


(d)

Figura N.2 – Estimativas dos coeficientes matriciais $\widetilde{F}_i$ do ESP$_{RCL_AP_MIMO}$ em função da condição de operação $\widetilde{\varphi}(k)$: a), c) Para um circuito de transmissão ativo; b), d) Para dois circuitos de transmissão ativos; a) e b) Coeficiente matricial $\widetilde{F}_1$; c) e d) Coeficiente matricial $\widetilde{F}_2$;



(a)



(b)

Figura N.3 – Comportamentos do fator de amortecimento desejado ξ_d, do fator de contração radial α e do parâmetro de projeto K_ξ, especificados para o $ESP_{RCL\_AP\_MIMO}$ em função da condição de operação $\tilde{\varphi}(k)$: a) Para um circuito de transmissão ativo; b) Para dois circuitos de transmissão ativos. ω_n é a frequência natural de oscilação do modo mal condicionado.

Anexo O – Comportamento gráfico dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), conforme estimativa do ESP$_{\text{RCL_GPC_MIMO}}$

$$\mathbf{u}(k) = \left[V_{esp\_\omega}(k)\ V_{esp\_E}(k)\right]^T = \mathbf{K}\left(\boldsymbol{\omega}_{N_{12}} - \mathbf{f}_{N_{12}}\right)$$

$$\mathbf{K} = g_{RCL\_MIMO\_GPC}\left(\theta_{GPC}(k)\right)$$

$$\theta_{GPC}(k) = \left[\tilde{\varphi}(k),\ N_1,\ N_2,\ N_3, \boldsymbol{\lambda}_{RCL\_MIMO}, \mathbf{c}_{RCL\_MIMO}\right]$$

$$\tilde{\varphi}(k) = [P_t(k)\ Q_t(k)\ L_T(k)] \tag{4.43}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 & k_5 & k_6 & k_7 & k_8 & k_9 & k_{10} & k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & k_{15} & k_{16} \\ k_{17} & k_{18} & k_{19} & k_{20} & k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & k_{25} & k_{26} & k_{27} & k_{28} & k_{29} & k_{30} & k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}$$

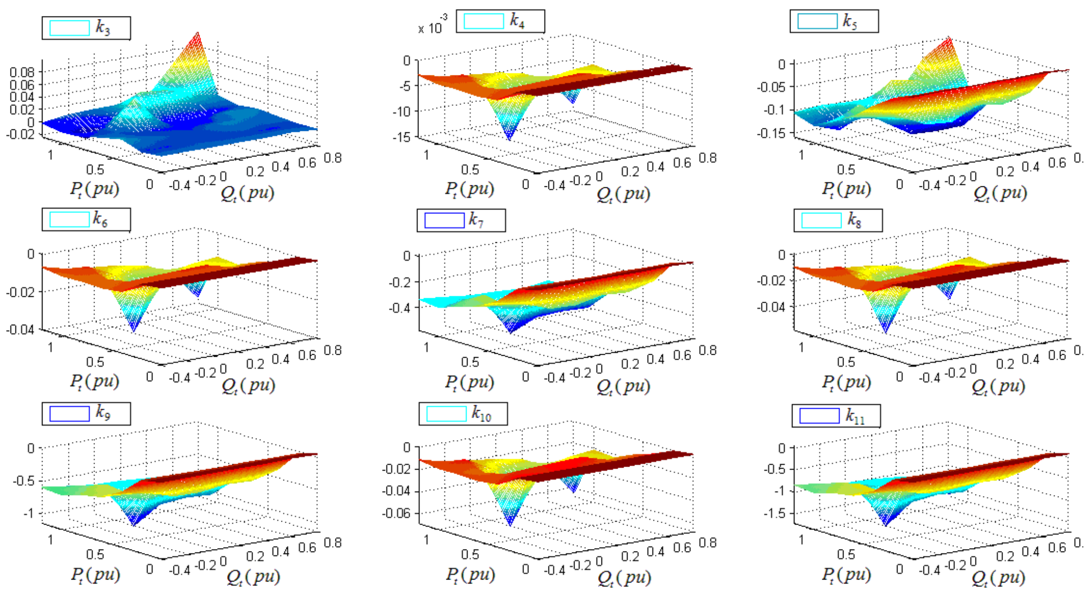


Figura O.1 - Estimativas dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{\text{RCL_GPC_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um circuito de transmissão ativo.

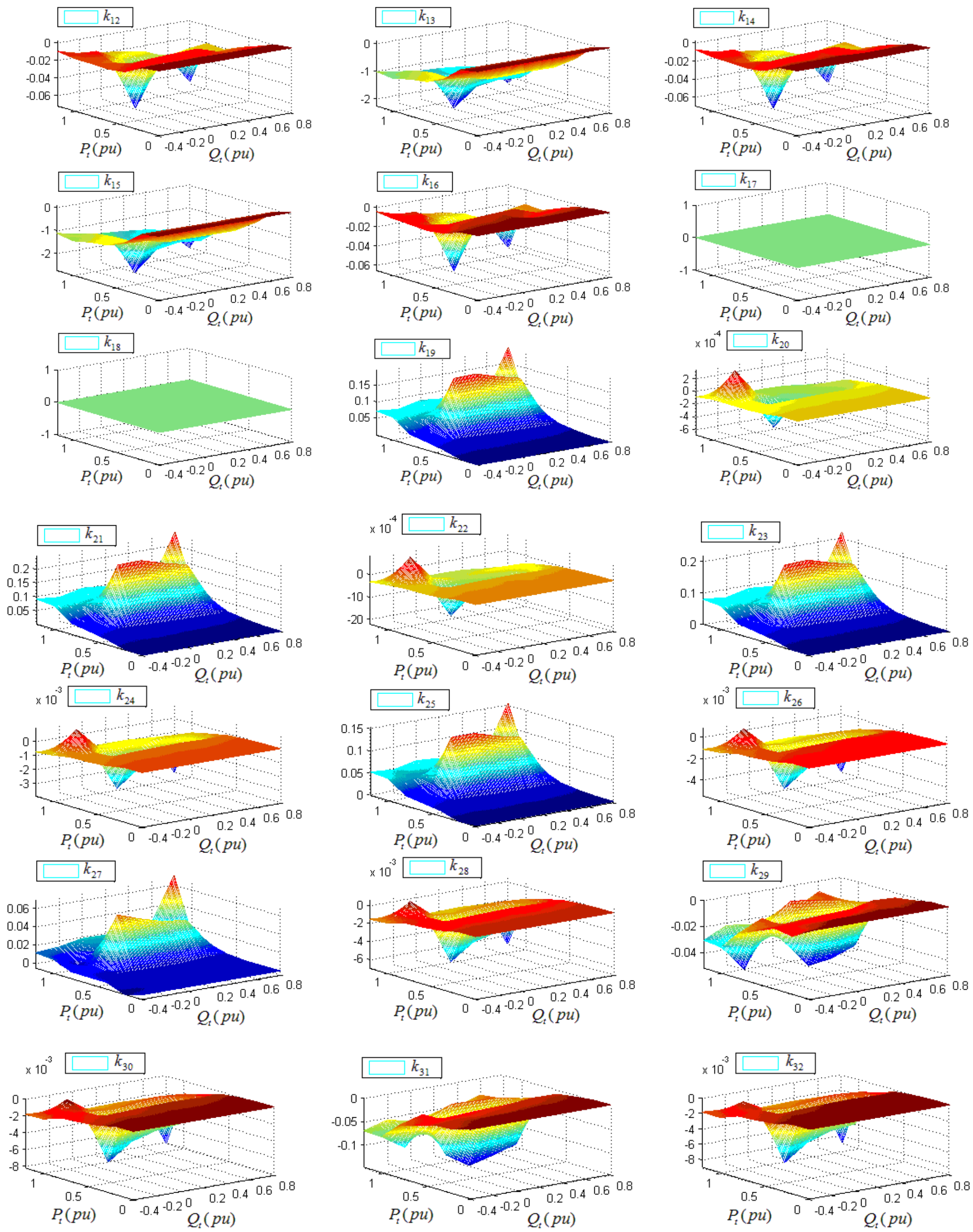


Figura O.1 - Estimativa dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do $ESP_{RCL\_GPC\_MIMO}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para um circuito de transmissão ativo.

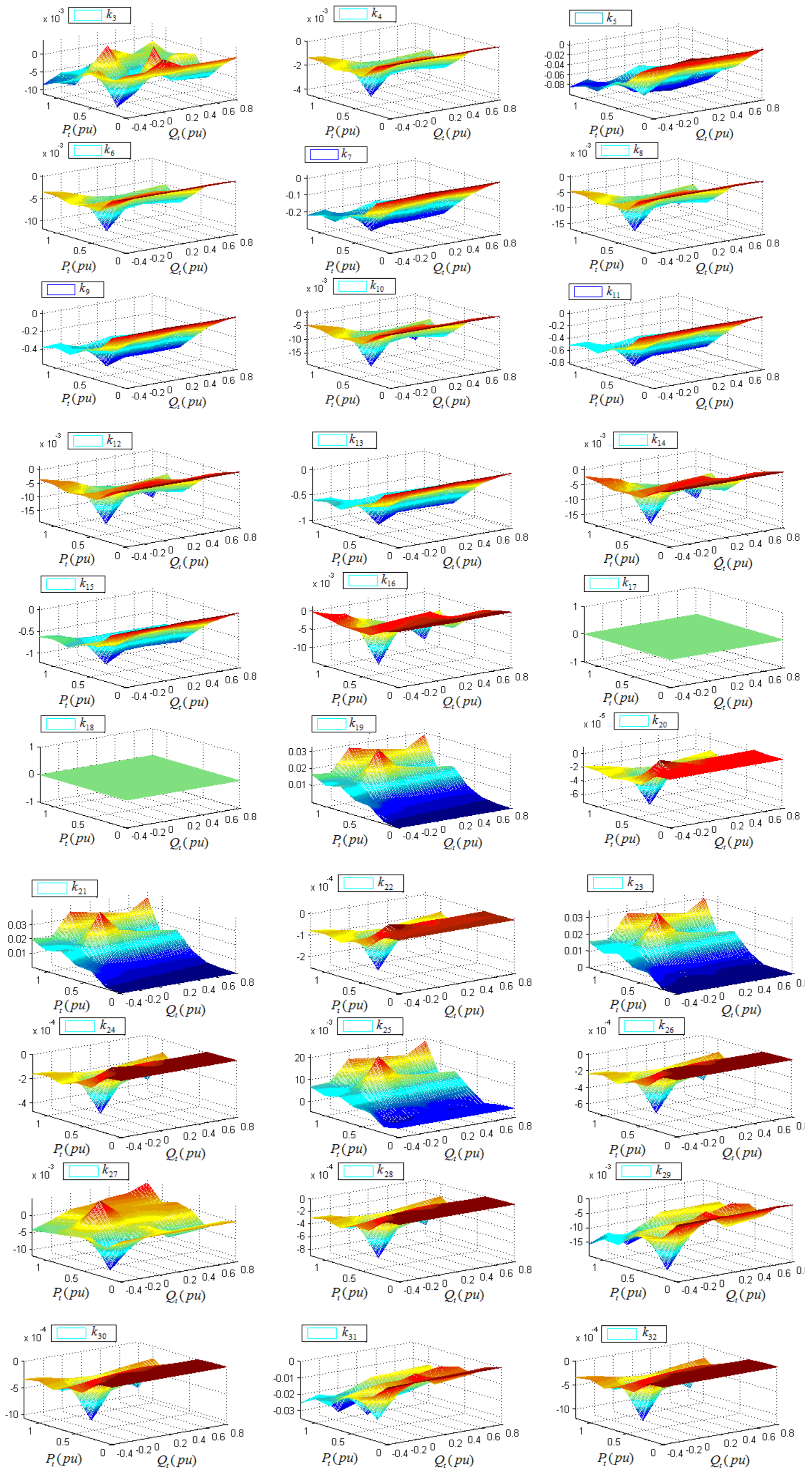


Figura O.2 – Estimativa dos coeficientes do ganho linear matricial $\mathbf{K}$, (k_i), do ESP$_{\text{RCL_GPC_MIMO}}$ em função da condição operacional $\tilde{\varphi}(k)$ para dois circuitos de transmissão ativos.