

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**FERNANDA RODRIGUES BRAGA
JOÃO VINÍCIUS PIQUERAS HALUCHE
YAN LEONARDO BERTAGNOLLI DE CARVALHO**

**PROJETO DE REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO PARA
ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA EM UM SISTEMA ELÉTRICO DE
POTÊNCIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2016**

FERNANDA RODRIGUES BRAGA
JOÃO VINÍCIUS PIQUERAS HALUCHE
YAN LEONARDO BERTAGNOLLI DE CARVALHO

**PROJETO DE REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO PARA
ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA EM UM SISTEMA ELÉTRICO DE
POTÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT), da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro(a) Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Fontes Souto.

Co-orientador: Prof. Dr. Raphael Augusto de Souza Benedito.

CURITIBA

2016

Fernanda Rodrigues Braga

João Vinícius Piqueras Haluche

Yan Leonardo Bertagnolli de Carvalho

PROJETO DE REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO PARA ESTABILIDADE DE FREQUÊNCIA EM UM SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro(a) Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 18 de novembro de 2016.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarien Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
De Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Rafael Fontes Souto, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Raphael Augusto de Souza Benedito
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Co-Orientador

BANCA EXAMINADORA

Rafael Fontes Souto, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Raphael Augusto de Souza Benedito
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Ismael Chiamenti, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

RESUMO

BRAGA, Fernanda R.; CARVALHO, Yan L. B.; HALUCHE, João Vinícius P. **Projeto de Regulador Linear Quadrático para Estabilidade de Frequência em um Sistema Elétrico de Potência**. 2016. 67 pp. Trabalho de conclusão de curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2016.

Alterações de carga ocorrem constantemente no sistema elétrico, causando variações na frequência da rede e isso é prejudicial para todos os equipamentos conectados ao sistema e, principalmente, para o consumidor. O presente trabalho tem o objetivo de realizar a aplicação da teoria de controle ótimo, especificamente o Controle Linear Quadrático, a um modelo simplificado de um Sistema Elétrico de Potência visando a estabilização de frequência e um uso eficiente do controlador, isto é, da válvula de admissão da turbina. A modelagem do sistema é realizada pela técnica de espaço de estados e considera-se que a turbina é térmica e sem reaquecimento. O desempenho do controlador ótimo é avaliado por simulações computacionais e comparado com um controlador clássico comumente utilizado para este tipo de sistema. Os resultados são apresentados e discutidos ao final.

Palavras-chave: Controle Linear Quadrático, controle ótimo, espaço de estados, Sistema Elétrico de Potência, estabilidade de frequência, turbina térmica sem reaquecimento.

ABSTRACT

BRAGA, Fernanda R.; CARVALHO, Yan L. B.; HALUCHE, João Vinícius P. **Quadratic Linear Regulator Design for Frequency Stability in Electric Power System**. 2016. 67 pp. Trabalho de conclusão de curso (Graduação – Curso de Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2016.

Load alterations occur constantly in the electrical system, causing variations in the network frequency, it may be prejudicial to all the equipments connected to the system, and principally to the consumer. The present work has the objective of applying the optimum control theory, specifically the Quadratic Linear Control into a simplified model of an Electric Power System aiming at frequency stabilization and efficient use of the controller, that is the turbine intake. The modeling of the system is performed by the state-space technique and it is considered that turbine is thermal and without reheating. The optimal controller performance is evaluated by computational simulations and compared with a classic controller commonly used for this type of system. The results are presented and discussed at the end.

Key-words: Quadratic Linear Control, Optimal Control, State-Space, Electric Power System, Frequency stability, thermal turbine without reheating.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 - Ilustração gráfica da função $e(t)$ para a resposta a um degrau unitário....	22
Figura 2.2 - Ilustração gráfica da função $e^2(t)$ para a resposta a um degrau unitário..	23
Figura 2.3 - Representação do diagrama de blocos em espaço de estados.....	26
Figura 3.1 - Diagrama de blocos funcional de um sistema Turbina-Gerador conectado a uma carga.....	31
Figura 3.2 - Representação em diagrama de blocos da dinâmica do sistema a ser analisado.....	32
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do sistema com realimentação através de um controlador ótimo com ganho K	34
Figura 3.4 - Diagrama de blocos do sistema com mudança de variável no vetor de estados (de x para x') e na lei de controle (de u para u').....	38
Figura 3.5 - Representação do sistema na forma de diagrama de blocos em espaço de estados.....	38
Figura 3.6 - Diagrama funcional do sistema com controle RLQ e regulação primária..	39
Figura 4.1 - Desvio do estado x_1 utilizando controle RLQ com variação de Q	44
Figura 4.2 - Desvio do sinal de controle utilizando controle RLQ com variação de Q ...	45
Figura 4.3 - Desvio do estado x_2 utilizando controle RLQ com variação de Q	46
Figura 4.4 - Desvio do estado x_1 utilizando controle RLQ com variação de R	47
Figura 4.5 - Desvio do estado x_2 utilizando controle RLQ com variação de R	47
Figura 4.6 - Variação do sinal de controle utilizando controle RLQ com variação de R	48
Figura 4.7 - Comparação do desvio de frequência utilizando o controle RLQ e o controle clássico.....	50
Figura 4.8 - Comparação do desvio da válvula de admissão utilizando o controle RLQ e o controle clássico.....	50
Figura 4.9 - Comparação do índice de desempenho J utilizando o controle RLQ e o controle clássico.....	51
Figura 4.10 - Comparação do desvio de frequência utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.....	52
Figura 4.11 - Comparação do desvio da válvula de admissão utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.....	53

Figura 4.12 - Comparação do sinal de controle utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.....	53
Figura 4.13 - Comparação do índice de desempenho J utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.....	55
Figura 4.14 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro M.....	57
Figura 4.15 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro D.....	58
Figura 4.16 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro T_t	59

LISTA DE SÍMBOLOS

x	Vetor contendo as variáveis de estado de um sistema em espaço de estados;
u	Sinal de controle escalar utilizado para a realimentação de sistema em espaço de estados;
t	Tempo [s];
s	Operador de Laplace;
A	Matriz de estados de um sistema linear em espaço de estados;
B	Vetor de controle de um sistema em espaço de estados;
\mathbb{R}^n	Conjunto de n ordenadas de números reais;
\mathbb{R}	Conjunto uni dimensional dos números reais;
J	Índice de desempenho ótimo;
L	Função utilizada para o cálculo de J ao longo do tempo;
$\mathbb{R}^{n \times n}$	Conjunto de $n \times n$ ordenadas de números reais;
e	Sinal de erro, que é considerado como uma função que descreve a diferença entre o sinal de referencia e a variação dos estados ao longo do tempo;
h	Sinal de referência para a análise da resposta dinâmica de um sistema;
y	Sinal de saída para a análise da resposta dinâmica de um sistema;
q	Constante de ponderação da relação entre J e o estado do sistema para sistemas que possuem uma única variável de estado;
r	Constante de ponderação entre J e a entrada u do sistema para sistemas que possuem uma única entrada de controle;
Q	Matriz simétrica real definida positiva que pondera a relação entre o índice J e o vetor de estados x ;
R	Matriz simétrica real definida positiva que pondera a relação entre o índice J e o vetor de entrada u ;
R^{-1}	Matriz inversa da matriz R ;
K	Matriz de ganho ótimo;
P	Matriz real simétrica definida positiva;
T	Matriz real não singular;
ΔPd	Perturbação que representa uma variação de carga demandada pelo sistema [pu];
ΔF	Desvio de frequência causado pela perturbação ΔPd [pu];

D	Constante que representa a parcela da carga dependente da frequência ou perda de energia cinética do gerador devido a atritos [MW/Hz];
H	Constante de inércia do gerador síncrono [s] ou [MW.s/MVA];
ΔP_m	Desvio de potência mecânica produzida da turbina acoplada a um gerador síncrono [pu];
ΔA	Varição da abertura da válvula de admissão da turbina [pu];
T_t	Constante de tempo da turbina [s];
R_g	Estatismo da unidade geradora [Hz/MW];
T_g	Constante de tempo do regulador de velocidade [s];
Y	Ganho proporcional proveniente da malha de controle secundária;
θ	Vetor constante que contém o desvio de potência demandada ΔP_d ;
x_{rp}	Valor da variável de estado em regime permanente;
x'	Vetor contendo os estados do sistema após transformação de variável;
u'	Entrada de controle do sistema após uma transformação de variável.

LISTA DE SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CAG	Controle Automático de Geração
CLQ	Controlador Linear Quadrático
IQE	Integral do Quadrado do Erro
LFC	<i>Load Frequency Control</i>
LIT	Linear e Invariante no Tempo
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
RLQ	Regulador Linear Quadrático
PRODIST	Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
SEP	Sistema Elétrico de Potência

SUMÁRIO

1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	13
1.1 TEMA.....	13
1.1.1 Delimitação do Tema.....	14
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS.....	15
1.3 OBJETIVOS.....	16
1.3.1 Objetivo Geral.....	16
1.3.2 Objetivos Específicos.....	16
1.4 JUSTIFICATIVA.....	16
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS.....	18
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO.....	19
2 FORMULAÇÃO DA TÉCNICA DE CONTROLE ÓTIMO.....	20
2.1 CONTROLE ÓTIMO: ASPECTOS E CONCEITOS GERAIS.....	20
2.2 CONTROLE ÓTIMO COM FUNÇÃO DE CUSTO QUADRÁTICA.....	21
3 MODELAGEM DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA.....	30
3.1 CONTROLE AUTOMÁTICO DE GERAÇÃO: CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	30
3.2 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA.....	31
3.3 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA EM ESPAÇO DE ESTADOS 35	
3.4 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA COM REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO E COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA.....	39
4 PROJETO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO.....	41
4.1 RESPOSTA DO SISTEMA COM O REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO....	42
4.1.1 Análise da matriz Q.....	42
4.1.2 Análise da matriz R.....	46
4.1.3 Conclusões acerca da sensibilidade das matrizes Q e R.....	48
4.1.4 Comparação entre o Regulador Linear Quadrático e o Controle Clássico.....	49
4.2 RESPOSTA DO SISTEMA COM O REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA.....	52

4.2.1 Comparação entre o Controle RLQ com Regulação Primária e o Controle Clássico.....	52
4.2.2 Comparação entre o Controle RLQ e o Controle RLQ com Regulação Primária 55	
4.3 APLICAÇÃO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO SUBMETIDO A INCERTEZAS DO SISTEMA.....	56
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	60
5.1 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS.....	61
REFERÊNCIAS.....	62
APÊNDICES.....	64

1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

1.1 TEMA

O estudo e a aplicação de sistemas de controle automático são de importância fundamental para a ciência e a engenharia. Esta importância se estende aos mais variados tipos de sistemas, desde os mais complexos como sistemas aeroespaciais, de guiamento de mísseis, robóticos e econômicos, até sistemas que estão mais presentes e próximos de nosso cotidiano, como os sistemas automotivos. O estudo de sistemas de controle automático também é muito utilizado ao se realizar o controle de diversas variáveis físicas dentro de processos industriais, como temperatura, pressão, vazão, umidade, entre outras (OGATA, 1998).

Com o passar do tempo e do desenvolvimento, tanto prático quanto teórico, das técnicas de controle automático, os sistemas a serem controlados alcançaram uma maior otimização quanto ao seu desempenho (OGATA, 1998). Portanto, um dos grandes desafios da engenharia de controle atualmente é modelar sistemas de grande complexidade, podendo assim atuar na otimização dos parâmetros de desempenho que estes sistemas possuem (DORF; BISHOP, 1998).

Durante a Segunda Guerra Mundial, Wiener conseguiu solucionar um notável problema de otimização relacionado ao controle de armamentos. Com base nesses estudos, originou-se uma das áreas de grande aplicação do controle ótimo que é o Controlador Linear Quadrático (CLQ) (NAIDU, 2003).

Em 1960, Kalman apresentou a ideia de se utilizar um indicador para o desempenho de um sistema que representasse os erros de saída e os esforços de controle a serem otimizados. Para isto, com o cálculo variacional determinou os índices e equações que constituem o Regulador Linear Quadrático (RLQ), foco deste trabalho, que é uma particularização do CLQ (BARÃO, 1997).

Uma das possíveis aplicações para o RLQ pode ser o controle de Sistemas Elétricos de Potência (SEP), que apesar de já possuir técnicas de controle aplicadas adequadamente pode, com a implementação do RLQ, otimizar seus parâmetros relacionados a erros e esforços de controle.

Estes tipos de sistemas, formados basicamente por geradores, transformadores elevadores/abaixadores, linhas de transmissão e alimentadores de distribuição, são capazes de realizar a conversão de outras formas de energia em energia elétrica, transportá-la e distribuí-la (MONTICELLI; GARCIA, 2003). Tendo em vista a quantidade de equipamentos utilizados, a extensão e magnitude das grandezas elétricas operadas e os critérios rigorosos de continuidade e qualidade de energia, os SEP's necessitam de otimização.

1.1.1 Delimitação do Tema

Considera-se para Stevenson; William (1978) que o progresso e o desenvolvimento de um país podem ser medidos pela forma como são utilizadas as fontes de energia disponíveis nele, de modo que a geração, conversão e transporte dessa energia são extremamente relevantes para o setor econômico, industrial e da sociedade como um todo.

O estudo presente neste trabalho foca no projeto de um controlador ótimo para atuar em um SEP isolado. Desse modo, o controlador projetado será responsável pelo controle de frequência em uma unidade geradora conectada a uma carga elétrica. O controlador ótimo será projetado com base em um modelo matemático contínuo, Linear e Invariante no Tempo (LIT).

Sabe-se que nestes tipos de sistemas elétricos as cargas variam a todo instante e essa variação causa um desequilíbrio entre carga e geração, determinando assim a necessidade da utilização de técnicas e sistemas de controle para reestabelecer o nível de frequência nominal do sistema (FILHO, 1984). Normalmente, técnicas de controle baseadas no domínio da frequência são empregadas nesse contexto. Contudo, este trabalho será constituído pelo projeto de um RLQ, utilizando conceitos modernos e pouco explorados de espaço de estados empregados à estabilidade de frequência em um SEP isolado. Tendo a função de manter a frequência do sistema próxima o suficiente de 60 Hz para estabilizá-lo e, também, otimizar critérios de custo envolvendo o desvio de frequência e o sinal de controle, o que pode, por exemplo, reduzir o esforço mecânico do controlador.

Segundo Kundur *et al.* em “*Definition and Classification of Power System Stability*” (2004, pg.1392), a estabilidade de frequência refere-se à capacidade de um sistema de potência de manter a frequência estável após uma perturbação que causa um desequilíbrio significativo entre geração e carga. Isto depende da capacidade de se manter/restaurar o equilíbrio entre o sistema de geração e a carga. Tendo em vista este conceito, este trabalho aborda técnicas de controle moderno para o problema de estabilidade de frequência envolvendo um SEP isolado.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Um dos desafios deste trabalho é realizar um estudo aprofundado sobre controle ótimo, um tema que apresenta uma bibliografia vasta, porém, exigente no ponto de vista de pré-requisitos matemáticos. Também será estudado o problema de estabilidade de frequência em SEP. Isso envolve uma modelagem em espaço de estados a partir de um modelo no domínio da frequência do sistema a ser controlado, o que não corresponde a uma modelagem usual na abordagem desse problema.

Por conta disso, considera-se no projeto do controlador um sistema cuja fonte de energia primária seja uma turbina térmica sem reaquecimento ou de condensação direta, de modo a simplificar a etapa de adequação do modelo matemático adotado.

A justificativa da escolha de uma turbina térmica sem reaquecimento deu-se por três principais motivos. O primeiro deles é a capacidade que as turbinas térmicas têm de oferecer uma resposta mais rápida quando for necessária uma ação de controle em sua estrutura, se comparada, por exemplo, a uma turbina hidráulica (MELLO, 1983). Posteriormente, pela simplicidade de seu modelo matemático em relação ao modelo de turbina com reaquecimento (FILHO, 1984). Finalmente, o terceiro motivo consiste na otimização da operação de plantas térmicas, ou seja, estruturas que são responsáveis pela geração de energia térmica que será convertida em energia elétrica (LORA; NASCIMENTO, 2004).

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Projetar um controlador ótimo que estabilize o nível de frequência de um SEP isolado a partir de perturbações de carga, otimizando os critérios de desempenho relacionados ao desvio de frequência e à atuação do controlador.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Elaborar revisão bibliográfica sobre a teoria de Controle Ótimo e Controle Automático de Geração;
- Estudar a aplicação do controle ótimo com o enfoque no Regulador Linear Quadrático;
- Adequar o modelo usual de um sistema elétrico de potência para um modelo em espaço de estados;
- Aplicar e analisar o controle por meio de simulações computacionais;
- Obter e analisar os resultados do sistema de controle implementado.

1.4 JUSTIFICATIVA

Um dos principais problemas encontrados na operação dos cada vez mais complexos e interligados SEP's é o problema de estabilidade. Este, atualmente, é solucionado com a abordagem clássica de controle, como desenvolvido em Vieira-Filho (1984). Entretanto, este problema também pode ser resolvido utilizando o controle moderno. Apesar desta não ser uma abordagem convencional nesse cenário, a busca por um controlador que otimize um critério de desempenho pode trazer vantagens consideráveis em relação ao controle clássico.

Isto posto, a principal justificativa para a utilização de métodos de controle ótimo para este problema de estabilidade em SEP dá-se na possibilidade de alcançar uma melhor resposta dinâmica e melhores margens de estabilidade na

operação destes sistemas em relação ao controle já aplicado através de técnicas de controle clássicas. Sabe-se que o objetivo principal de um sistema de controle, ao se tratar do problema carga-frequência, é fazer com que os desvios de frequência, tanto em regime permanente como quando na ocorrência de perturbações, sejam os menores possíveis. Com isso, a aplicação de técnicas de controle ótimo procura minimizar esses desvios, penalizando estes no sentido quadrático para que haja grande influência nos índices de desempenho a serem minimizados. Estas penalizações também são realizadas no sentido de se tentar minimizar o esforço de controle (FILHO, 1984), sendo este o principal objetivo da utilização de técnicas de controle ótimo.

Outra justificativa para a utilização e estudo de técnicas de controle ótimo em SEP's consiste no cumprimento de normas e regulamentações impostas por órgãos responsáveis pelo setor de energia elétrica no Brasil. Estas regulamentações procuram definir margens dos parâmetros envolvidos no SEP que podem causar a perda de estabilidade deste. Entre estes problemas, têm-se o desequilíbrio entre carga e frequência, que é a aplicação do controlador a ser desenvolvido neste trabalho.

Entre estas regulamentações, destaca-se o Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), sendo este um documento elaborado pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Particularmente no módulo 8 (Qualidade da energia elétrica) estabelecem-se parâmetros quantitativos do sistema que devem ser atendidos pelas empresas responsáveis pela operação do sistema ou parte dele. No item 8 deste documento, apresentam-se as margens toleráveis da frequência de operação do sistema em regime permanente, ou quando sujeito a perturbações, estabelecendo assim margens de tempo e frequência a serem respeitadas como, por exemplo, em operação normal do sistema a frequência deve permanecer entre 59,9 e 60,1 Hz, e também, por 30 segundos, a frequência pode permanecer somente entre 59,5 e 60,5 Hz (ANEEL, 2015).

O órgão que é responsável pela coordenação e controle da operação dos componentes do Sistema Elétrico Nacional é o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS). Entre as funções deste órgão está o estabelecimento de Procedimentos de Rede, que são documentos que estabelecem requisitos e

procedimentos para a operação dos componentes do sistema elétrico. Entre estes procedimentos, há o submódulo 21.8 que trata dos Estudos do Controle carga-frequência. Esse submódulo estabelece responsabilidades e diretrizes para que os agentes de geração, transmissão e distribuição do sistema elaborem análises para a avaliação e desempenho do controle carga-frequência em suas instalações. Entre estas análises está a elaboração de relatórios e estudos que mostrem o desempenho dos sistemas de controle carga-frequência por parte desses agentes (ONS, 2009).

A apresentação de um bom desempenho destes sistemas de controle para o cumprimento dos requisitos exigidos pelo ONS mostra a importância do estudo e projeto de controladores para o problema dado.

Nota-se ainda que esse problema possui graves consequências no sistema como um todo, quando não solucionado de forma eficaz, pois a perda de estabilidade de frequência pode ser sentida desde os equipamentos do próprio sistema até os equipamentos dos consumidores. Entre essas consequências, pode-se citar: danos em transformadores, caso haja uma variação maior que 0,5 Hz, problemas em aeroportos devido à baixa tolerância que equipamentos como radares admitem em seus desvios de frequência que é de mais ou menos 1,5 Hz e, também, danos e mau funcionamento em outros equipamentos que são parte do sistema, como capacitores e reatores (FILHO, 1984).

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

A princípio faz-se uma revisão bibliográfica sobre modelos em espaço de estados e controle ótimo, aprofundando conceitos necessários para a elaboração do projeto. A seguir, estudos de SEP, bem como os modelos associados a estes são discutidos. Por fim, avalia-se o sistema de controle projetado através de *software* computacional, no caso, o *Matlab*, permitindo assim elaborar as devidas conclusões sobre o controlador projetado.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) será composto dos seguintes capítulos:

Capítulo 1 – Introdução: apresentação da proposta de trabalho, explicando o propósito, os objetivos e procedimentos metodológicos utilizados.

Capítulo 2 – Formulação da Técnica de Controle Ótimo: revisão bibliográfica abordando temas relevantes referentes ao controle ótimo.

Capítulo 3 – Modelagem do SEP: revisão bibliográfica abordando temas relevantes referentes ao SEP, incluindo a modelagem do mesmo.

Capítulo 4 – Projeto do RLQ e análise dos dados: via simulações computacionais.

Capítulo 5 – Conclusão: conclusões sobre a utilização do controle ótimo em detrimento ao controle clássico.

2 FORMULAÇÃO DA TÉCNICA DE CONTROLE ÓTIMO

Considerando as justificativas apresentadas no Capítulo 1, aqui será projetado um sistema de controle ótimo. O propósito é de se igualar os estados do sistema a zero, ou seja, eliminar o desvio de frequência e garantir o equilíbrio entre potência gerada e demandada, com isso minimizar o índice de desempenho quadrático conforme será detalhado mais adiante. Nas seções 2.1 e 2.2, respectivamente, apresentam-se conceitos gerais sobre o controle ótimo e a formulação do problema do controle ótimo com função de custo quadrática.

2.1 CONTROLE ÓTIMO: ASPECTOS E CONCEITOS GERAIS

A finalidade de se projetar sistemas de controle automático consiste em conceber um sistema com componentes práticos capazes de oferecer o desempenho operacional desejado. Este desempenho pode ser medido através de índices como percentual de sobressinal e tempo de subida para a resposta do sistema submetido a um sinal de entrada do tipo degrau (DORF; BISHOP, 1998).

Nesse sentido, o projeto de sistemas de controle automático é baseado em fazer com que determinados índices de desempenho do sistema alcancem valores considerados satisfatórios, que conseqüentemente indicarão se o sistema de controle está operando conforme o desempenho desejado ou não. Para o caso dos sistemas de controle ótimo, estes índices de desempenho correspondem às funções de custo que devem ser minimizadas. Assim, um sistema é considerado sistema de controle ótimo quando os parâmetros deste são ajustados de tal forma que o índice de desempenho alcance o valor mínimo.

Considerando o caso de um sistema de controle ótimo que é formulado conforme modelo de variáveis no espaço de estados

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x, u, t), \quad (2.1)$$

sendo, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}$ a entrada ou lei de controle do sistema, e $f(\cdot)$ a função que depende dos valores de $x(t)$ e $u(t)$ e t , sendo que o objetivo é a determinação de u de tal forma que possa minimizar o índice

$$J = \int_0^{tf} L(x, u, t) dt. \quad (2.2)$$

Em (2.2), $L(\cdot)$ é uma função que pode depender das próprias variáveis de estado, da entrada de controle e do instante de tempo, sendo tf o instante final em que se analisou a dinâmica do sistema. Em algumas situações, pode-se adotar tf infinito, de modo a buscar soluções estacionárias.

2.2 CONTROLE ÓTIMO COM FUNÇÃO DE CUSTO QUADRÁTICA

Conforme apresentado na seção 2.1, quando um sistema de controle ótimo é formulado conforme modelo no espaço de estados, deve-se encontrar uma lei de controle capaz minimizar um índice de desempenho na forma da equação (2.2).

Como o sistema proposto nesse trabalho é Linear e Invariante no Tempo (LIT), a variação de estado considerada na formulação do problema de controle em horizonte de tempo infinito assume o formato da equação

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad t > 0, \quad (2.3)$$

sendo $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, matriz de estados e $B \in \mathbb{R}^n$ matriz de controle.

Segundo Ogata (1997, p. 752), o índice de desempenho associado a este sistema pode ser expresso como

$$J = \int_0^{\infty} L(x, u) dt \quad (2.4)$$

Assim, uma possibilidade de se avaliar o custo do sistema seria adotar

$$L(x, u) = e(t) = h(t) - y(t) \quad (2.5)$$

em que $y(t)$ é a resposta dinâmica do sistema a uma entrada de referência $h(t)$. Logo, a função $e(t)$ representa a variação entre os dois sinais ao longo do tempo, isto é, o erro instantâneo entre a saída e a entrada.

A Figura 2.1 visa facilitar a compreensão do sinal $e(t)$. Apresentando-se a variação temporal da amplitude do erro do sinal de saída em relação a um sinal de referência que, neste caso, é um degrau unitário. Desta forma, considerando-se o sinal de entrada $h(t)$ e o sinal de saída $y(t)$, têm-se:

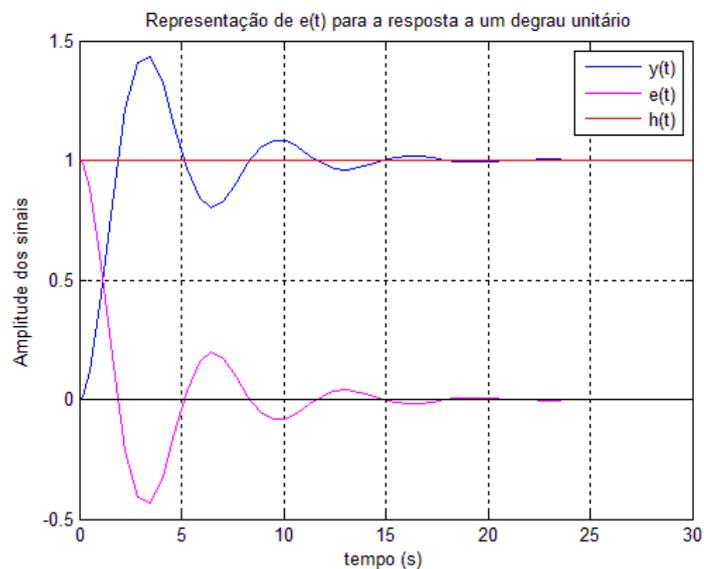


Figura 2.1 – Ilustração gráfica da função $e(t)$ para a resposta a um degrau unitário.

Fonte: Adaptado de Dorf (1998).

No entanto, deve-se notar que ao se utilizar $L(x, u) = e(t)$ para o cálculo do índice de desempenho, podem ser encontrados valores baixos de J , mesmo havendo grandes amplitudes em $e(t)$. Com efeito, se estes desvios, em diferentes instantes de tempo, possuírem sinais opostos, o somatório oriundo da integral resultará em um baixo valor do índice de desempenho. Dessa forma, o cálculo deste índice poderia não reduzir o valor do erro ao longo do intervalo de tempo.

Logo, conforme a abordagem de Dorf e Bishop (1998, p. 199) em relação a modelagem de J , pode-se adotar a Integral do Quadrado do Erro (IQE)

$$IQE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt. \quad (2.6)$$

Assim, adota-se $L(x, u) = e^2(t)$ para se calcular J , resultando na integral de (2.6), que corresponde a soma do quadrado do desvio da resposta do sistema em relação à entrada de referência em todo o intervalo de tempo em que se analisou a dinâmica do sistema. Desta forma, assegura-se que amplitudes destes desvios não tenham sua influência reduzida no índice de desempenho por amplitudes de sinais opostos.

Portanto, independentemente se o sinal do desvio for negativo ou positivo, assegura-se que o índice de desempenho levará em conta qualquer diferença em relação ao sinal de referência $h(t)$.

A figura a seguir ilustra graficamente o comportamento do sinal $e^2(t)$, para uma resposta a um degrau unitário ao longo do tempo.

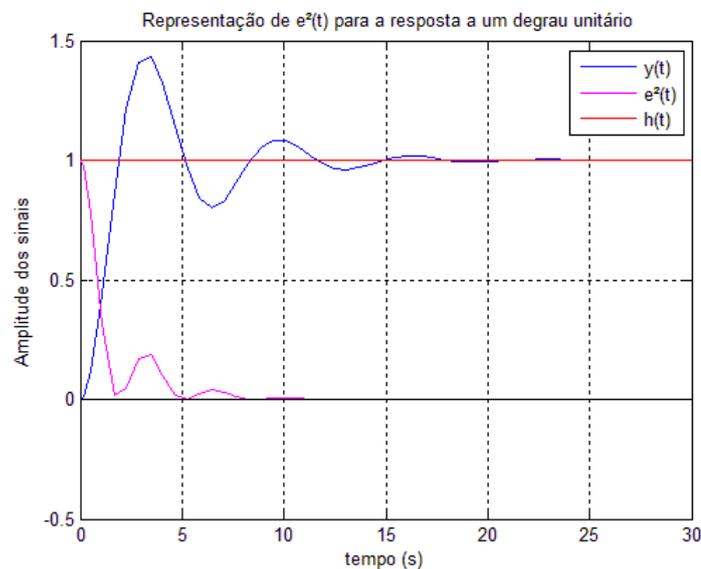


Figura 2.2 – Ilustração gráfica da função $e^2(t)$ para a resposta a um degrau unitário.

Fonte: Autoria própria.

Sendo assim, dada (2.4) e com a determinação deste índice quadrático, o problema desta metodologia de controle consiste em encontrar uma lei para $u(t)$ de tal forma que minimize o índice de desempenho quadrático escolhido para se avaliar o sistema.

Para a formulação do índice deve-se inserir (2.5) em (2.6), adotar o intervalo de tempo infinito e considerar que as funções correspondem a valores escalares, assim

$$J = IQE = \int_0^{\infty} (h(t) - y(t))^2 dt. \quad (2.7)$$

Como se trata de um sistema do tipo regulador, o sinal de referência é zero. Assim, $h(t) \equiv 0$, e (2.7), torna-se

$$J = \int_0^{\infty} y(t)^2 dt. \quad (2.8)$$

Por se tratar de uma modelagem no formato de espaço de estados, deseja-se controlar a dinâmica do sistema através de uma realimentação dos estados $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$, e não através do sinal de saída $y(t)$. Portanto, o erro deve ser medido como a diferença entre o estado e a referência, de modo que (2.8) possa ser

$$J = \int_0^{\infty} x(t)^2 dt. \quad (2.9)$$

Com isso, pelo fato de ser um regulador, o sistema de controle deve fazer com que todos os estados se anulem à medida que o sistema evolui no tempo, isto é, $x(t) \rightarrow 0$.

Ainda pode-se ponderar a relação entre o índice de desempenho J e o valor dos estados do sistema através de um valor escalar

$$J = \int_0^{\infty} q x(t)^2 dt. \quad (2.10)$$

Dependendo do valor de q , que pode ser definido arbitrariamente, o índice a ser minimizado pode assumir diferentes valores, pois este multiplica a variação dos estados em relação ao valor de referência, que no caso do regulador é zero. Assim, pequenos valores de q reduzem a contribuição da variação dos estados do sistema. Pelo contrário, valores grandes dessa constante aumentam tal contribuição.

Ainda pode-se considerar que além de depender da dinâmica dos estados do sistema, o índice de desempenho pode depender do próprio sinal de controle $u(t)$, ou seja, o desempenho a ser minimizado pode levar em consideração a variação do ganho que o sinal de controle teve que desempenhar para poder controlar os estados do sistema.

Grandes ou pequenas variações do ganho deste sinal caracterizam o esforço de controle, que pode ser entendido como o quão grande ou quão pequeno foi o ganho que o controlador precisou aplicar ao sistema para controlá-lo.

Na modelagem do índice de desempenho, proposto na metodologia de CLQ, o esforço de controle, ou seja, a variação da amplitude do sinal de controle, é considerado e deve ser minimizado por este índice.

Seguindo o mesmo raciocínio usado para os estados do sistema, ao se acrescentar a contribuição do esforço de controle, o valor de J passa a ser expresso por

$$J = \int_0^{\infty} (q x(t)^2 + r u(t)^2) dt, \quad (2.11)$$

em que r desempenha a mesma função de q , mas para o sinal $u(t)$. Com a adição deste termo a J , pode-se limitar a amplitude do sinal de controle, evitando soluções impraticáveis em um sistema real.

Para se chegar ao índice de desempenho utilizado no CLQ, deve-se generalizar este para um sistema com diversas variáveis de estado e de controle. Com isso, (2.11) se torna uma equação vetorial, $x(t)$ e $u(t)$ se tornam vetores e as constantes q e r se tornam matrizes

$$J = \int_0^{\infty} (X^T Q X + U^T R U) dt. \quad (2.12)$$

Para este trabalho, consideram-se as matrizes Q e R como simétricas reais e definidas positivas¹.

Em resumo, o problema de controle ótimo tratado, consiste em minimizar o índice J de tal forma que satisfaça a equação $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$, através de equação de controle

$$u(t) = -Kx(t), \quad (2.13)$$

em que K é uma matriz linha de ordem $1 \times n$ formada por constantes reais.

Dessa forma, para se encontrar a lei de controle u , basta calcular os valores da matriz K , considerando que os valores das variáveis de estado possam ser mensurados, portanto, conhecidos. No entanto, para encontrar o valor de K , analiticamente, é necessário formular a função quadrática $L(x, u)$ em termos de x e u , conforme feito em (2.12).

Pode-se observar através de (2.13) que este sistema de controle ótimo possui realimentação proporcional aos estados e ainda deve-se considerar que este é um sistema do tipo regulador, ou seja, o controle deve levar os estados a zero. Assim, a representação em diagrama de blocos é expressa na Figura 2.3.

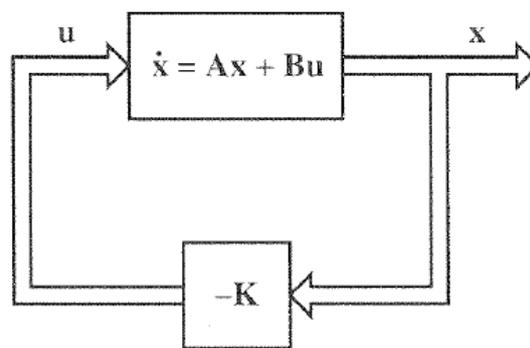


Figura 2.3 – Representação do diagrama de blocos em espaço de estados.
Fonte: Ogata (1998).

¹ Matriz igual a sua transposta, constituída apenas por números reais, com todos os autovalores maiores que zero.

Para os cálculos subsequentes note que a substituição de (2.13) na equação de estado (2.3) resulta em

$$\dot{x} = (A - BK)x. \quad (2.14)$$

Além disso, serão utilizadas as seguintes propriedades matriciais

$$(M + N)^T = (M^T + N^T) \quad e \quad (MN)^T = N^T M^T$$

Procedendo com a substituição de (2.13) em (2.12)

$$J = \int_0^{\infty} X^T Q X + X^T K^T R K X dt = \int_0^{\infty} X^T (Q + K^T R K) X dt. \quad (2.15)$$

Supondo que exista uma matriz P de ordem $n \times n$ simétrica real definida positiva, que satisfaça

$$X^T (Q + K^T R K) X = -\frac{d}{dt} (X^T P X) = -\dot{X}^T P X - X^T P \dot{X}, \quad (2.16)$$

pode-se escrever

$$\begin{aligned} X^T (Q + K^T R K) X &= -[(A - BK)X]^T P X - X^T P (A - BK)X \\ X^T (Q + K^T R K) X &= -X^T (A - BK)^T P X - X^T P (A - BK)X \\ X^T (Q + K^T R K) X &= -X^T [(A - BK)^T P + P(A - BK)]X. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Comparando-se ambos os membros de (2.17) e observando-se que é verdadeira para qualquer valor X, têm-se

$$\begin{aligned} (Q + K^T R K) &= -[(A - BK)^T P + P(A - BK)] \\ Q + K^T R K &= -A^T P - PA + K^T B^T P + PBK \\ A^T P + PA - K^T B^T P - PBK + K^T R K + Q &= 0. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Nota-se que mais de uma matriz P pode ser encontrada para se resolver (2.18), no entanto, deve-se considerar apenas as que forem definidas positivas, pois estas garantem a estabilidade do sistema, por isso é necessário determinar-se um valor de mínimo, ou seja, a concavidade do parabolóide deve ser para cima.

Substituindo (2.16) em (2.15) e considerando o teorema fundamental do cálculo

$$J = \int_0^{\infty} -\frac{d}{dt}(X^T P X) dt = -X^T P X \Big|_0^{\infty} = -X^T(\infty)P X(\infty) + X^T(0)P X(0). \quad (2.19)$$

Observando o último termo da equação (2.19) e considerando que a matriz $A - BK$ da equação (2.14) seja estável, então quando $t \rightarrow \infty$, $x(t) \rightarrow 0$.

Assim, a equação (2.19) é assumida como

$$J = X^T(0)P X(0) \quad (2.20)$$

Dessa forma, pode-se calcular o índice J mínimo apenas em termos das condições iniciais $X(0)$ e da matriz P .

Assim sendo, após encontrar-se uma forma adequada de calcular o índice de desempenho, deve-se encontrar uma expressão para se determinar as matrizes P e K e, conseqüentemente, resolver o problema do RLQ. Para isto, deve-se proceder da seguinte forma.

Considere,

$$R = T^T T, \quad (2.21)$$

sendo T uma matriz não singular².

Substituindo (2.21) em (2.18) e adequando os termos para que sejam realizadas as operações matriciais necessárias, obtêm-se

² Matriz com determinante diferente de zero.

$$(A^T - K^T B^T)P + P(A - BK) + Q + K^T T^T T K = 0$$

$$A^T P + PA + [TK - (T^T)^{-1} B^T P]^T [TK - (T^T)^{-1} B^T P] - PBR^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (2.22)$$

Segundo Ogata (1998), para obter a minimização do índice J em relação a K , o seguinte termo de (2.22) deve ser minimizado

$$[TK - (T^T)^{-1} B^T P]^T [TK - (T^T)^{-1} B^T P] \quad (2.23)$$

e isto ocorre quando,

$$TK = (T^T)^{-1} B^T P$$

$$K = T^{-1} (T^T)^{-1} B^T P$$

$$K = R^{-1} B^T P \quad (2.24)$$

Portanto, conhecendo-se os elementos de P , obtém-se a matriz de ganho ótima K . Recordando que P deve satisfazer (2.18), pode-se substituir (2.24) em (2.18), obtendo

$$A^T P + PA - K^T B^T P - PBK + K^T R K + Q = 0$$

$$A^T P + PA - (R^{-1} B^T P)^T B^T P - PB(R^{-1} B^T P) + (R^{-1} B^T P)^T R (R^{-1} B^T P) + Q = 0$$

$$A^T P + PA - P^T B R^{-1} B^T P - PB(R^{-1} B^T P) + P^T B R^{-1} R R^{-1} B^T P + Q = 0$$

$$A^T P + PA - PBR^{-1} B^T P + Q = 0. \quad (2.25)$$

A equação (2.25) é chamada de Equação Matricial Reduzida de Riccati e fornece uma solução P positiva necessária no projeto de controle ótimo.

Com esses resultados, temos a lei de controle ótimo $u(t)$ que minimiza o valor de J dada por

$$u(t) = -R^{-1} B^T P x(t) \quad (2.26)$$

Em suma, para se realizar um projeto de controle ótimo quadrático é necessário primeiramente resolver a Equação Matricial Reduzida de Riccati para a matriz P e então substituí-la em (2.26).

3 MODELAGEM DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

3.1 CONTROLE AUTOMÁTICO DE GERAÇÃO: CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para que ocorra a correta operação dos SEP's, a frequência destes deve permanecer aproximadamente constante. Para tanto, quando o sistema de controle atua, assegura-se que a velocidade das máquinas girantes também permaneça aproximadamente constante, o que é fator determinante para manter a estabilidade deste tipo de sistema. Tal estabilidade assegura que outros equipamentos do sistema, como transformadores e motores de indução operem de forma correta e segura (KUNDUR, 1994).

A frequência do sistema depende do balanço de potência ativa neste, ou seja, deve haver um equilíbrio entre a potência gerada e a potência demandada pela carga do sistema. Dessa forma, quando ocorre uma mudança no valor da potência demandada, ocorre um desequilíbrio entre a carga e a geração, tendo como consequência uma variação da frequência (KUNDUR, 1994).

O controle da regulação da variação de frequência em SEP é denominado Controle Carga – Frequência (*Load Frequency Control*, LFC), sendo esta a principal função do Controle Automático de Geração (CAG) (BEVRANI, 2009). De modo geral o CAG é o conjunto de equipamentos físicos (reguladores, turbinas, sensores e atuadores), técnicas e metodologias de controle que são aplicadas para manter a estabilidade de frequência em SEP.

A Figura 3.1 ilustra através de um diagrama de blocos funcional o tipo de sistema que será controlado neste trabalho, ou seja, um conjunto isolado, constituído por turbina-gerador conectado a uma carga elétrica.

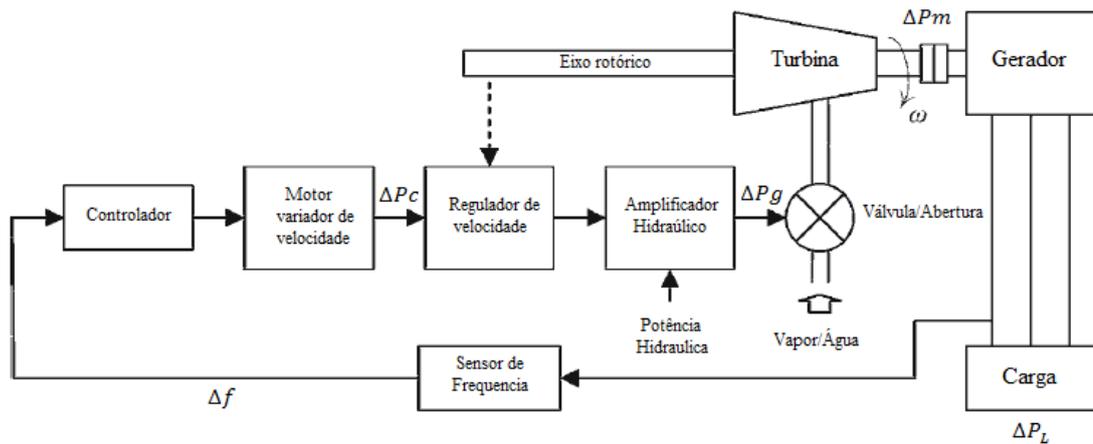


Figura 3.1 – Diagrama de blocos funcional de um sistema Turbina- Gerador conectado a uma carga.

Fonte: Adaptado Bevrani (2009).

Pode-se observar na Figura 3.1 que há um sistema Turbina- Gerador conectado a uma carga, uma malha de controle que é composta por reguladores e variadores de velocidade, sensores de frequência e amplificadores. Esse sistema tem como propósito regular a abertura de um conjunto de válvulas pelas quais passa um fluido, que pode ser vapor para uma unidade térmica ou água para uma unidade hidráulica, controlando a velocidade do eixo da turbina e assim a potência mecânica gerada que será convertida em potência elétrica pelo gerador. Ainda, pode-se observar que o controle de abertura dessa válvula depende da realimentação do sinal de frequência e da velocidade do eixo da turbina.

3.2 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

Existem diversos modelos e formas de representar sistemas que descrevem o comportamento dinâmico entre o balanço de potência ativa e a variação de frequência e a aplicação do CAG, sendo descritos em Kundur (1994), Vieira-Filho (1984) e Bevrani (2009).

O modelo de sistema estudado neste trabalho é o de um sistema isolado, ou seja, de uma unidade geradora conectada a uma carga. Tradicionalmente o

modelo matemático que representa a dinâmica do gerador síncrono, da turbina, o efeito da variação de carga e o controle automático da geração, é demonstrado através da Figura 3.2, em representação de diagrama de blocos no domínio de frequência (VIEIRA-FILHO, 1984), (BEVRANI, 2009):

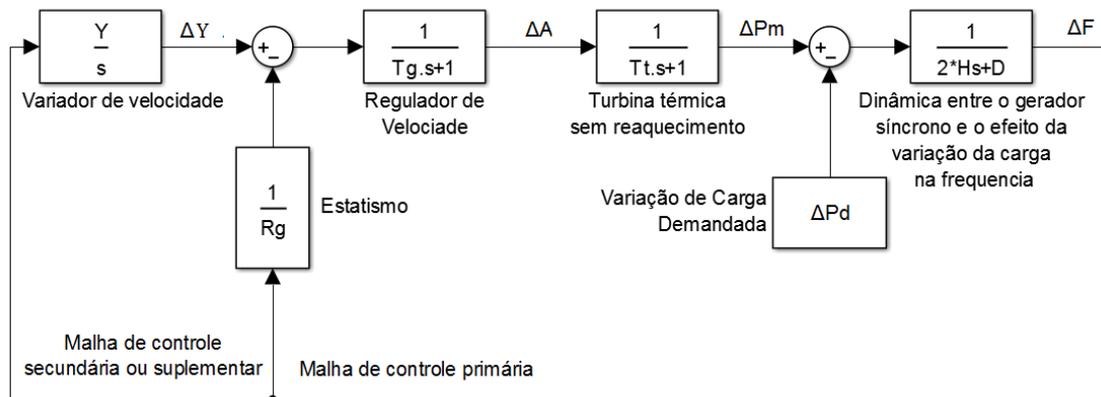


Figura 3.2 – Representação em diagrama de blocos da dinâmica do sistema a ser analisado.

Fonte: Adaptado Vieira-Filho (1984).

Em que:

ΔP_d – perturbação no sistema que representa uma variação de carga demandada;

ΔF – desvio de frequência;

D – constante que representa a parcela da carga dependente da frequência ou perda de energia cinética do gerador devido a atritos;

H – constante de inércia do gerador síncrono;

ΔP_m – desvio de potência mecânica produzida pela turbina térmica para tentar anular o desvio de frequência;

ΔA – variação da abertura da válvula de admissão da turbina, sendo esta a responsável por regular a potência mecânica P_m ;

T_t – constante de tempo da turbina;

R_g – estatismo da unidade geradora. Esta constante define a frequência em regime permanente dada uma variação de carga demandada;

Y – ganho proporcional proveniente da malha de controle secundária;

s – operador de Laplace;

Tg – constante de tempo do regulador de velocidade;

ΔY – sinal do variador de velocidade.

Observa-se que o diagrama da Figura 3.2 é uma representação matemática da dinâmica do sistema no domínio da frequência do diagrama funcional da Figura 3.1. Nota-se que o sistema de controle é constituído de duas malhas, uma referente à regulação primária e outra à secundária.

Segundo Bevrani (2009) a regulação primária é responsável por estabilizar o valor da frequência do sistema dada uma perturbação de carga. No entanto, esse valor geralmente não se estabiliza no valor da frequência nominal do sistema. Então para que a frequência atinja o valor nominal, faz-se necessária a atuação da regulação secundária.

Um dos principais objetivos deste trabalho é utilizar o controlador ótimo para regulação da frequência, substituindo as duas malhas convencionais de controle, como vistas anteriormente, bem como adequar o modelo do SEP em espaço de estados em ao invés da modelagem no domínio da frequência.

Para a representação em espaço de estados, é necessária a definição dos estados do sistema. A escolha destes baseia-se em Vieira-Filho (1984) e Bevrani (2009), de modo que um dos estados seja o desvio de frequência ΔF , pois o principal objetivo do CAG é levar o desvio de frequência para zero. O outro estado será o desvio de potência ΔP_m , pois a variação de potência mecânica (ΔP_m) deve acompanhar a variação de carga elétrica do sistema (ΔP_d). Desta forma os estados do sistema podem ser representados por

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta F \\ \Delta P_m \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

A malha de controle será constituída pela realimentação dos estados, e não por um único sinal de saída que segundo a Figura 3.2, é o desvio de frequência ΔF . Assim, as malhas primária e secundária que estão indicadas nesta Figura 3.2, serão substituídas por uma única malha que gera uma lei de controle no

formato $u = -Kx(t)$, ou seja, a realimentação é feita a partir dos próprios estados do sistema e de um certo ganho K .

Note que no trabalho de Vieira-Filho (1984) a modelagem do controle por espaço de estados mantém as duas malhas de controle, primária e secundária. Por outro lado, no presente trabalho, o controle será realizado com uma única malha de realimentação. A Figura 3.3 ilustra este modelo por meio de um diagrama de blocos, ainda representado no domínio da frequência.

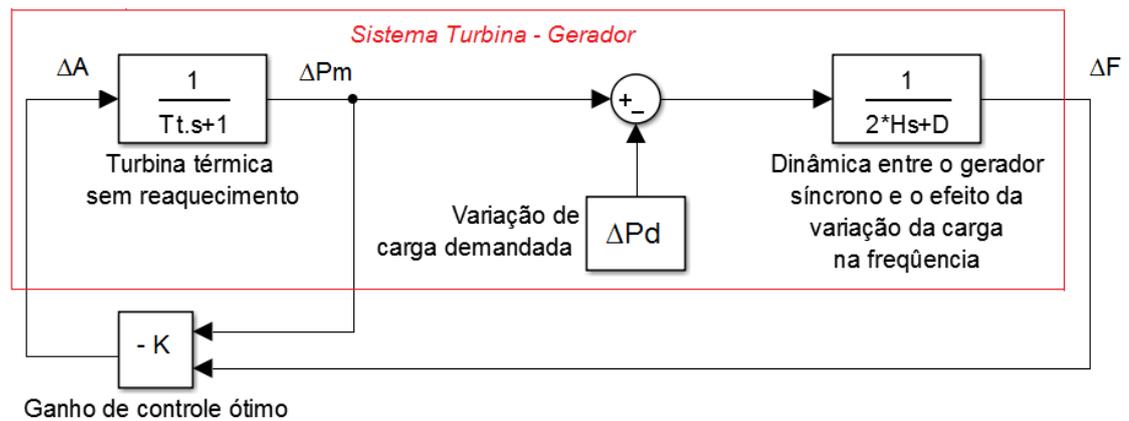


Figura 3.3 – Diagrama de blocos do sistema com realimentação através de um controlador ótimo com ganho K .

Fonte: Autoria própria.

Com base na Figura 3.3, a dinâmica do sistema é modelada basicamente a partir de duas equações. A primeira relaciona a dinâmica entre o gerador síncrono e o efeito da variação da carga na frequência e a segunda se refere a turbina térmica sem reaquecimento.

A primeira equação é representada como

$$\frac{\Delta F}{\Delta P_m - \Delta P_d} = \frac{1}{2Hs + D} \quad (3.2)$$

Já a equação referente a turbina pode ser representada por

$$\frac{\Delta P_m}{\Delta A} = \frac{1}{1 + s T_t} \quad (3.3)$$

Note que, neste esquema ilustrado pela Figura 3.3, o sinal de controle u corresponde à variável ΔA .

Supondo condições iniciais nulas³, aplicando a transformada de Laplace inversa em (3.2) e (3.3) e rearranjando os termos, têm-se

$$\frac{d\Delta F}{dt} = -\frac{D\Delta F}{2H} + \frac{\Delta Pm}{2H} - \frac{\Delta Pd}{2H}. \quad (3.4)$$

$$\frac{d\Delta Pm}{dt} = -\frac{\Delta Pm}{T_t} + \frac{u}{T_t}. \quad (3.5)$$

Sendo que estas equações representam o modelo do sistema elétrico no domínio do tempo.

3.3 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA EM ESPAÇO DE ESTADOS

Para a representação do modelo em espaço de estados, é necessário, primeiramente, que as equações possuam a forma matricial, logo (3.4) e (3.5) podem ser representadas por

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta F}{dt} \\ \frac{d\Delta Pm}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{-1}{T_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta F \\ \Delta Pm \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Ainda para os propósitos deste trabalho, deve-se descrever o SEP conforme a representação padrão de espaço de estados, isto é

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t). \quad (3.7)$$

³ No instante $t=0$, o sistema está em equilíbrio, ou seja, os desvios de potência e frequência são nulos: $\begin{bmatrix} \Delta F(0) \\ \Delta Pm(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$.

No entanto, (3.6) apresenta um formato diferente de (3.7), devido a um termo extra $\theta = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix}$.

Para que (3.6) fique de acordo com (3.7), adota-se a seguinte transformação de variáveis sugerida em Vieira-Filho (1984)

$$x' = \begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_{1rp} \\ x_{2rp} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

em que x'_1 e x'_2 correspondem às novas variáveis de estado devido a transformação. E x_{1rp} e x_{2rp} às variáveis de estado em regime permanente, após a perturbação de carga ΔPd .

Assim, segundo Vieira-Filho (1984) as seguintes hipóteses, após a perturbação ter ocorrido, podem ser consideradas:

- ❖ ΔF após a atuação do controlador terá valor igual a zero em regime permanente.
- ❖ ΔPm será igual a ΔPd em regime permanente, tendo em vista que a potência gerada pelo sistema absorve todo o impacto causado pela perturbação ΔPd .

Desta forma as novas variáveis de estado, após a perturbação, serão

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta F \\ \Delta Pm \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta F_{rp} \\ \Delta Pm_{rp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta F - 0 \\ \Delta Pm - \Delta Pd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta F \\ \Delta Pm - \Delta Pd \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A condição inicial para essa nova representação de estados será

$$x'(0) = \begin{bmatrix} \Delta F(0) \\ \Delta Pm(0) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta F_{rp} \\ \Delta Pm_{rp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 - 0 \\ 0 - \Delta Pd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\Delta Pd \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Para que a modelagem fique no padrão da equação (3.7) são necessárias modificações em (3.6). Dessa maneira, introduzindo uma mudança de variável para o controle, $u = u' + \Delta Pd$, e recordando que $x = x' + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta Pd \end{bmatrix}$, têm-se

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_t \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x}' + \begin{bmatrix} \dot{0} \\ \Delta Pd \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} \left(x' + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta Pd \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_t \end{bmatrix} (u' + \Delta Pd) + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x}' &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} x' + \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta Pd \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_t \end{bmatrix} u' + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta Pd \\ T_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x}' &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} x' + \begin{bmatrix} \frac{\Delta Pd}{2H} \\ -\frac{\Delta Pd}{T_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_t \end{bmatrix} u' + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta Pd \\ T_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\Delta Pd}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{x}' &= \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{1}{T_t} \end{bmatrix} x' + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ T_t \end{bmatrix} u' \end{aligned} \quad (3.11)$$

Com a mudança de variáveis o diagrama de blocos da Figura 3.3, torna-se

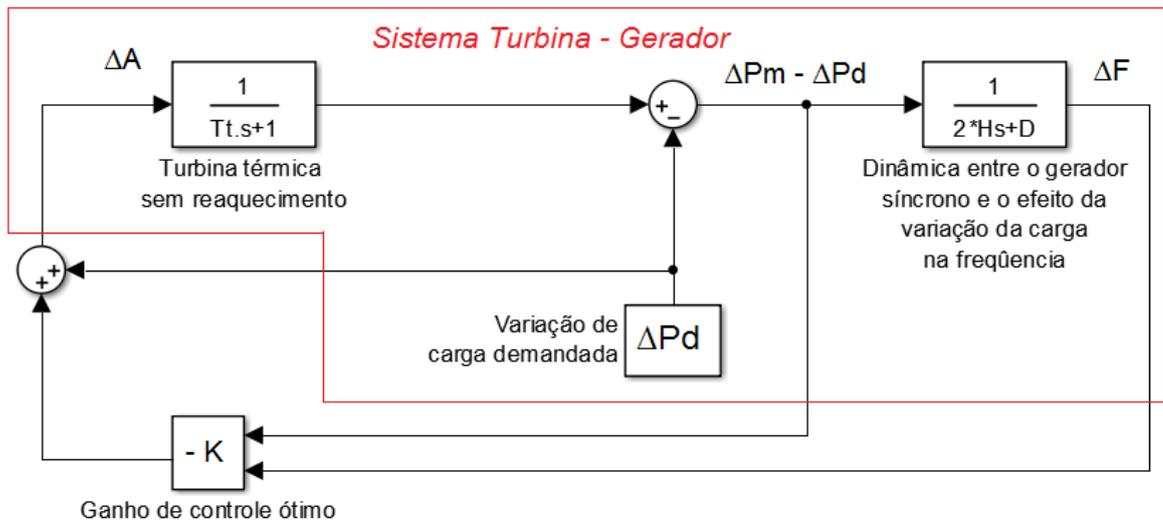


Figura 3.4 – Diagrama de blocos do sistema com mudança de variável no vetor de estados (de x para x') e na lei de controle (de u para u').

Fonte: Autoria própria.

Por fim, o diagrama de blocos em representação de espaço de estados é expresso na Figura 3.5:

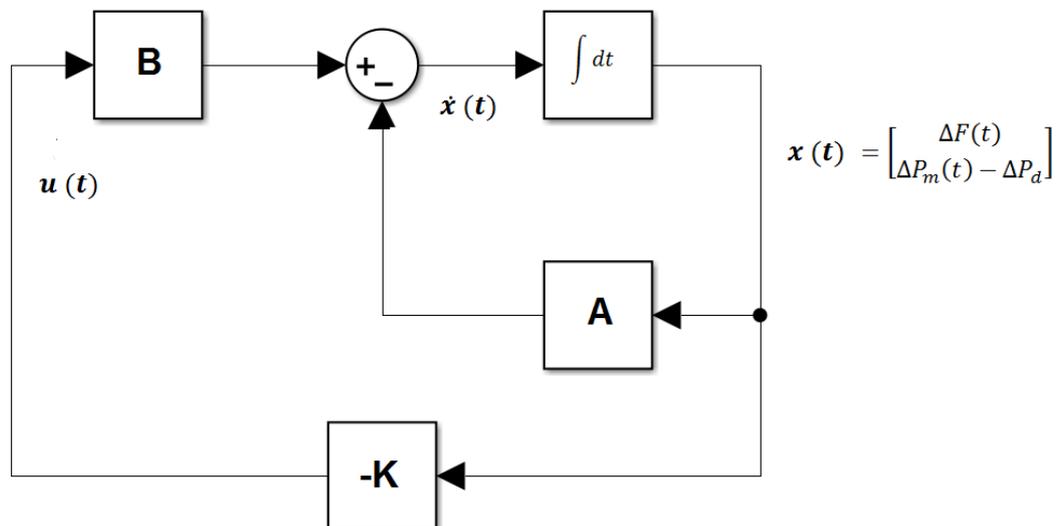


Figura 3.5 – Representação do sistema na forma de diagrama de blocos em espaço de estados.

Fonte: Autoria própria.

3.4 MODELO DO SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA COM REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO E COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA

O modelo trabalhado em seções anteriores em que se substituíam as regulações primária e secundária por uma malha de controle ótimo é pouco encontrado na literatura e não há relatos de aplicação prática.

No entanto, existem trabalhos nos quais se apresentam a malha de controle ótimo RLQ empregada substituindo a malha secundária de controle e mantendo a regulação primária. Este tipo de sistema pode ser encontrado em Vieira-Filho (1984) e também em Kothari e Nanda (1988). No entanto, os modelos apresentados são para duas áreas de controle e o escopo deste trabalho aplica-se a apenas uma área de controle. Desta forma realizou-se uma simplificação do modelo apresentado nestes trabalhos que pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 3.6.

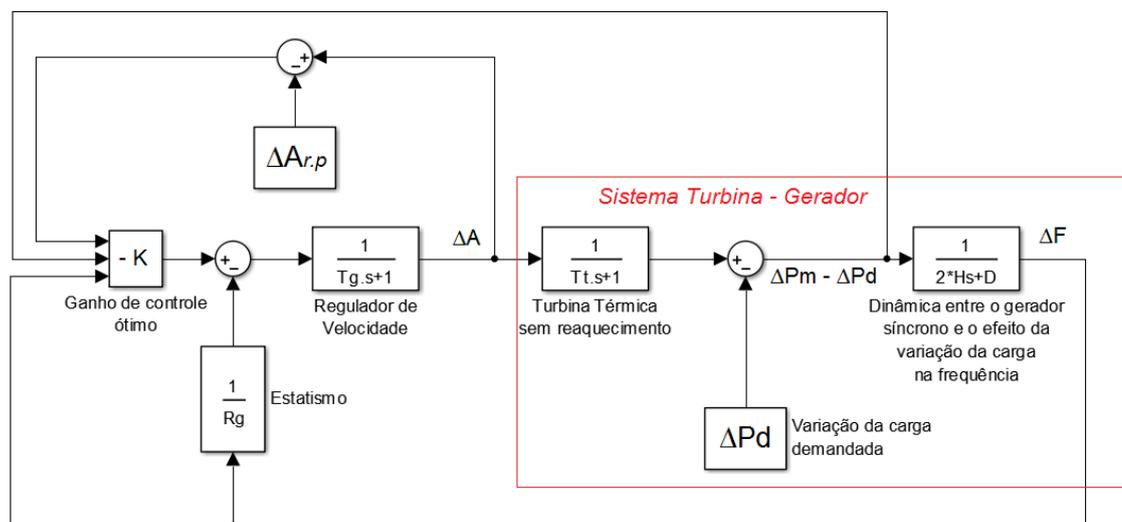


Figura 3.6 – Diagrama funcional do sistema com controle RLQ e regulação primária.

Fonte: Autoria própria.

Procedendo de maneira semelhante ao da modelagem da seção anterior e adaptando segundo Kothari e Nanda (1988), adotou-se um artifício de transformação de variáveis semelhante, resultando no modelo (3.12).

$$\dot{x}' = \begin{bmatrix} \frac{-D}{2H} & \frac{1}{2H} & 0 \\ \frac{-1}{Tt} & 0 & \frac{1}{Tt} \\ \frac{-1}{RgTg} & 0 & \frac{-1}{Tg} \end{bmatrix} x' + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{1}{Tg} \end{bmatrix} u' \quad (3.12)$$

Considerando que $x' = x - x_{rp}$ e $u' = u - u_{rp}$, e que as condições iniciais seguem a mesma mudança, ou seja, $x'(0) = x(0) - x_{rp}$.

Com isso o vetor de estados é

$$x' = \begin{bmatrix} \Delta F \\ \Delta Pm - \Delta Pd \\ \Delta A - \Delta A_{rp} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

o sinal de controle é

$$u' = -kx' \quad (3.14)$$

e as condições iniciais

$$x'(0) = \begin{bmatrix} -\Delta F_{rp} \\ -\Delta Pm_{rp} \\ -\Delta A_{rp} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Com isso, percebe-se que o sinal da válvula de controle ΔA deixa de ser o sinal de controle do sistema e passa a ser um estado do mesmo, resultando em um aumento da ordem do sistema, de 2 para 3.

4 PROJETO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO

Neste capítulo, apresentam-se os resultados obtidos através das simulações referentes aos sistemas do Capítulo 3. Essas simulações apresentam a resposta do sistema com a atuação do controlador ótimo a uma perturbação de carga ΔPd constante, a partir do instante $t = 0$. Desta forma, foram analisados os desvios dos estados do sistema, ou seja, a variação de frequência Δf e a diferença entre a potência mecânica gerada e potência elétrica demandada $\Delta Pm - \Delta Pd$.

Para efeitos de análise do SEP considerado foi utilizada como perturbação de carga a aplicação de um sinal degrau em p.u. Utiliza-se p.u neste caso, pois expressa as grandezas elétricas de forma normalizada, escolhendo valores pré-determinados tanto de potência, que será considerada a potência base do sistema, quanto de tensão, que também será tensão base do sistema⁴. Logo, com esses valores, podem-se padronizar as unidades de todos os outros parâmetros do sistema, como a corrente, por exemplo, não sendo mais mensurada em ampéres, e sim em p.u. No estudo realizado neste trabalho, os desvios de frequência, os desvios de potência e os desvios na lei de controle também serão mensurados em p.u. Porém, para melhor compreensão os desvios de frequência estão em hertz. Considera-se, portanto,

$$Valor_{pu} = \frac{Valor_{real}}{Valor_{base}}. \quad (4.1)$$

As constantes referentes ao sistema de controle apresentadas na Figura 3.2 foram retiradas de Kundur (1994) e mantidas para todas as simulações deste capítulo. A Tabela 4.1 apresenta seus respectivos valores.

Constantes do controlador			Constantes do sistema		
Y	Rg	Tg	D	H	Tt
-10	0,05	0,2 s	1	5 s	0,3 s

Tabela 4.1 – Constantes do sistema.
Fonte: Adaptado Kundur.

⁴ Potência base e tensão base de um SEP isolado são, respectivamente, a potência e a tensão nominal da unidade geradora.

4.1 RESPOSTA DO SISTEMA COM O REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO

Nesta seção apresentaram-se os resultados da resposta temporal do sistema (3.11), ilustrado na Figura 3.3, sujeito a uma perturbação de carga de 1 p.u. Note que uma perturbação de 1 p.u corresponde a uma perturbação severa, isto é, a variação da carga equivale à potência nominal da unidade geradora. Contudo, esse valor foi escolhido, em um primeiro momento, para servir de referência de pior cenário.

O objetivo do controle RLQ é minimizar o índice de desempenho quadrático dado por (2.12), sendo Q e R constantes arbitrárias. Portanto, para se analisar o sistema, foram realizadas simulações com a variação dos valores de Q e R, pois estes são os parâmetros capazes de ajustar o sinal do controlador e, conseqüentemente, o comportamento temporal dos estados. Para os propósitos deste trabalho a matriz Q será sempre diagonal e R um escalar positivo.

4.1.1 Análise da matriz Q

Conforme apresentada no Capítulo 2, a matriz Q representa o quanto o índice de desempenho quadrático J é penalizado de acordo com o erro dos estados.

Nesta seção serão analisados o vetor de estados (3.9) e a lei de controle que deve ser aplicada para que o mesmo responda da forma desejada, isto é, com $x \rightarrow 0$ em um intervalo de tempo que atenda as exigências da ONS mencionadas no Capítulo 1.

Para a obtenção do primeiro valor a ser adotado na matriz Q, utilizou-se a Regra de Bryson como visto em FRANKLIN, G. F.; POWELL J. D.; EMAMI-NAEINI (2013) que é dada por

$$q_i = \frac{1}{(A_a)^2}, \quad i = 1, 2, 3 \dots n. \quad (4.2)$$

sendo q_i os valores dos elementos da diagonal principal da matriz $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e A_a a amplitude aceitável para os desvios de cada estado x_i .

Para a determinação dos valores de amplitude aceitável para os estados, adotaram-se os seguintes critérios

$$\begin{aligned} A_{a1} &= \Delta F_{m\acute{a}x} = -0,064 \text{ p.u.} = -3,84 \text{ Hz.} \\ A_{a2} &= (\Delta P_m - \Delta P_d)_{m\acute{a}x} = -1 \text{ p.u.} \end{aligned}$$

Estes valores foram escolhidos, respectivamente, devido a este ser o valor mínimo de subfrequência encontrado na resposta do modelo clássico simulado em Filho, Schmidt (2015) e devido à condição inicial do balanço de potência ser igual a -1.

Substituindo estes valores de amplitude em (4.2), tem-se

$$Q = \begin{bmatrix} 244,14 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Logo, para a análise da sensibilidade da resposta do sistema com relação à variação do parâmetro Q, fixou-se o valor de $R=1$ e variou-se o valor de Q e adotou-se como referência $q_1 = 244$.

$$Q = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad n = \{2,44; 24,4; 244; 2440; 24400\}.$$

A Figura 4.1 exibe as curvas de desvio de frequência em hertz para cada uma das cinco matrizes Q adotadas e permite observar a influência que a matriz Q possui no desvio de frequência. Visto que o elemento q_2 desta matriz está relacionado com o balanço de potência mecânica e elétrica ($\Delta P_m - \Delta P_d$), sua variação não foi considerada nesta análise, cujo enfoque está na estabilidade da frequência, por ser um sistema isolado. Nos experimentos a seguir considerou-se uma faixa de 0,5%, em torno do valor final, para o cálculo do tempo de estabilização.

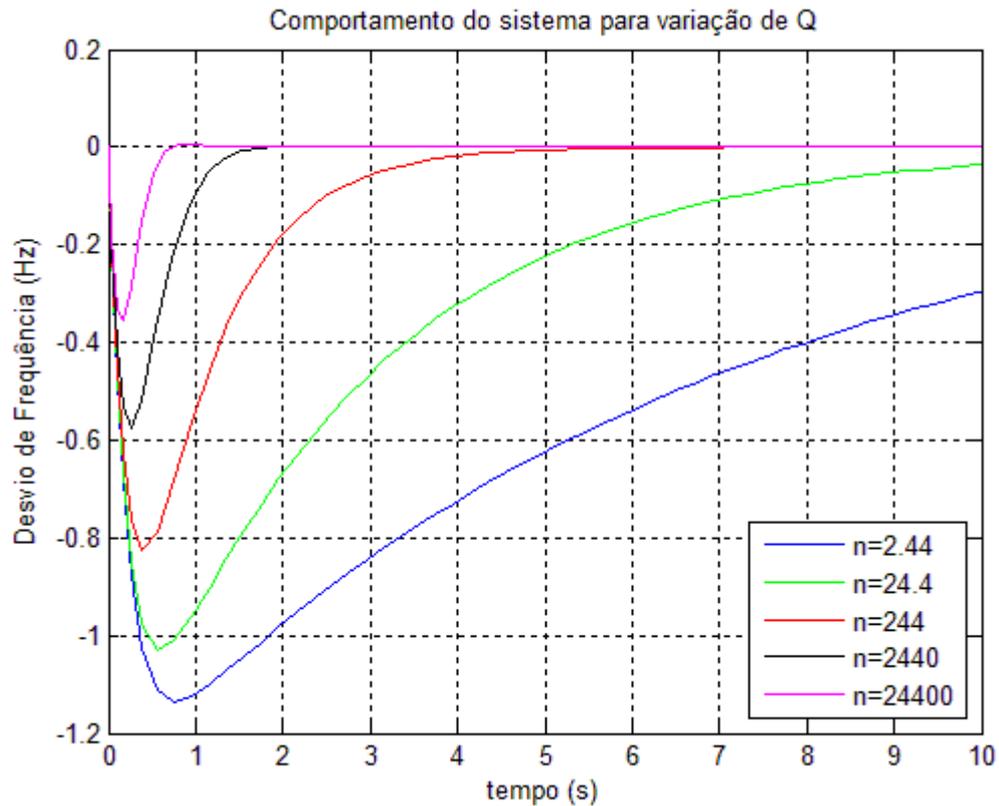


Figura 4.1 – Desvio do estado x_1 utilizando controle RLQ com variação de Q.

Nota-se que com o aumento do valor de n diminui-se o valor máximo de subfrequência, como era esperado, pois este valor está associado diretamente com a penalização que o desvio de frequência sofre no funcional de custo. Nesta simulação, para $n = 2,44$, obteve-se uma subfrequência de 1,137 Hz, enquanto para $n = 24400$, a subfrequência foi de aproximadamente 0,356 Hz.

Nota-se também que o aumento de n proporcionou uma diminuição no tempo de estabilização do sistema. Para $n = 2,44$, o tempo de estabilização foi 28,03 s e para $n = 24400$, 0,50 s. Em contrapartida, o aumento de n tem efeito sobre o sinal de controle, de modo a limitar o ajuste, como pode ser visto na Figura 4.2. Observa-se que o aumento de n gera um aumento do esforço de controle.

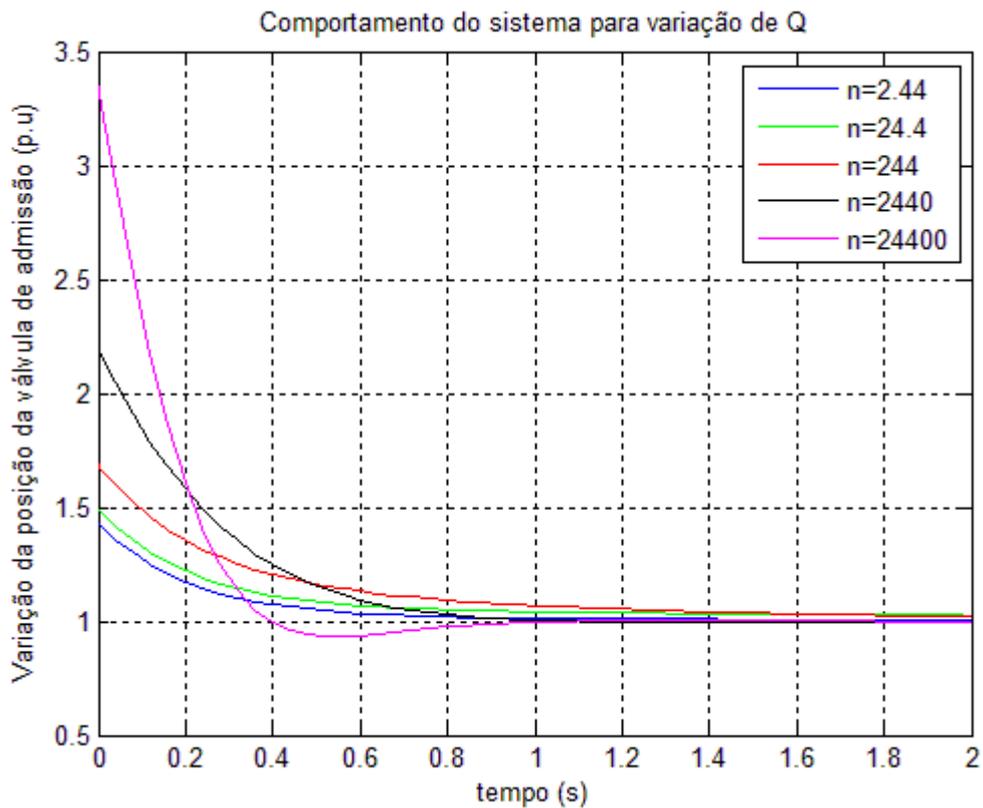


Figura 4.2 – Variação do sinal de controle utilizando controle RLQ com variação de Q.

Para análise do balanço de potência com relação à variação de Q, apresentaram-se as curvas referentes aos cinco ajustes mencionados do elemento q_1 . A Figura 4.3 exibe essas curvas.

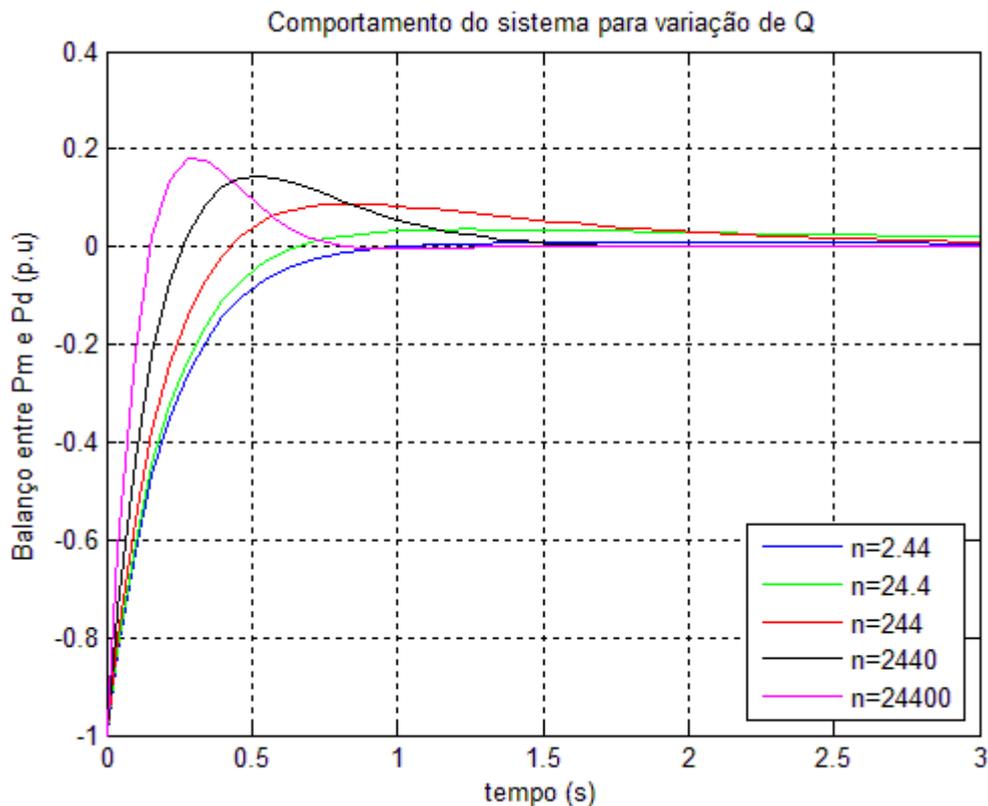


Figura 4.3 – Desvio do estado x_2 utilizando controle RLQ com variação de Q.

4.1.2 Análise da matriz R

Assim como na seção anterior, fixou-se o valor de um dos parâmetros que são utilizados para se calcular o valor do índice J e variou-se o segundo. Neste caso, fixou-se o valor de Q ($q_1 = 244$ e $q_2 = 1$) e analisou-se a sensibilidade do sistema com relação ao escalar R.

As Figura 4.4 e 4.5 exibem, respectivamente, as curvas de desvio de frequência e de balanço de potência para cinco valores distintos de R.

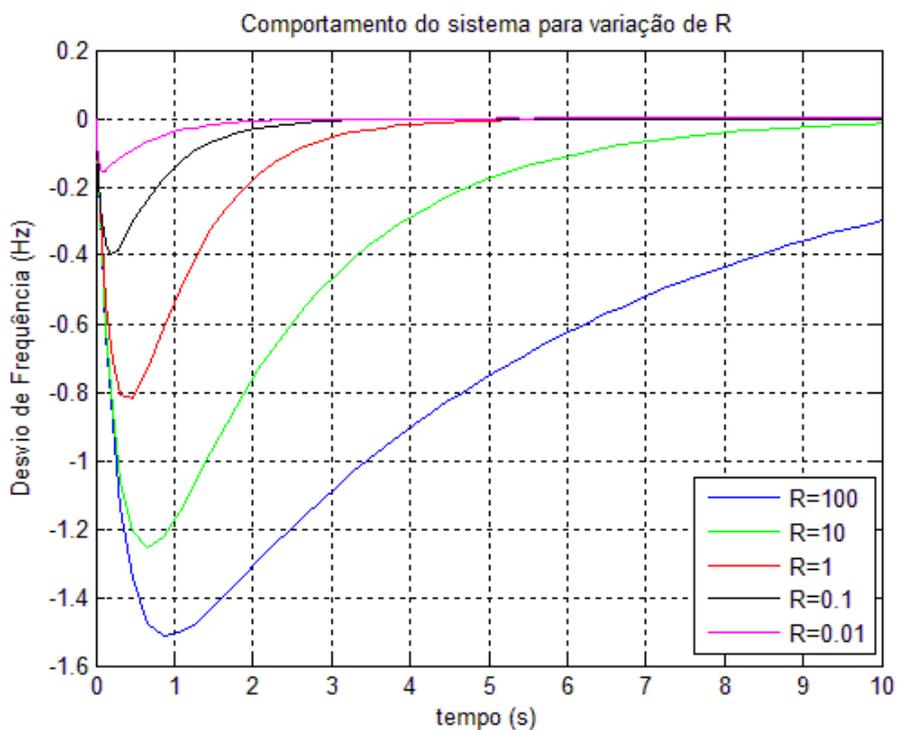


Figura 4.4 – Desvio do estado x_1 utilizando controle RLQ com variação de R.

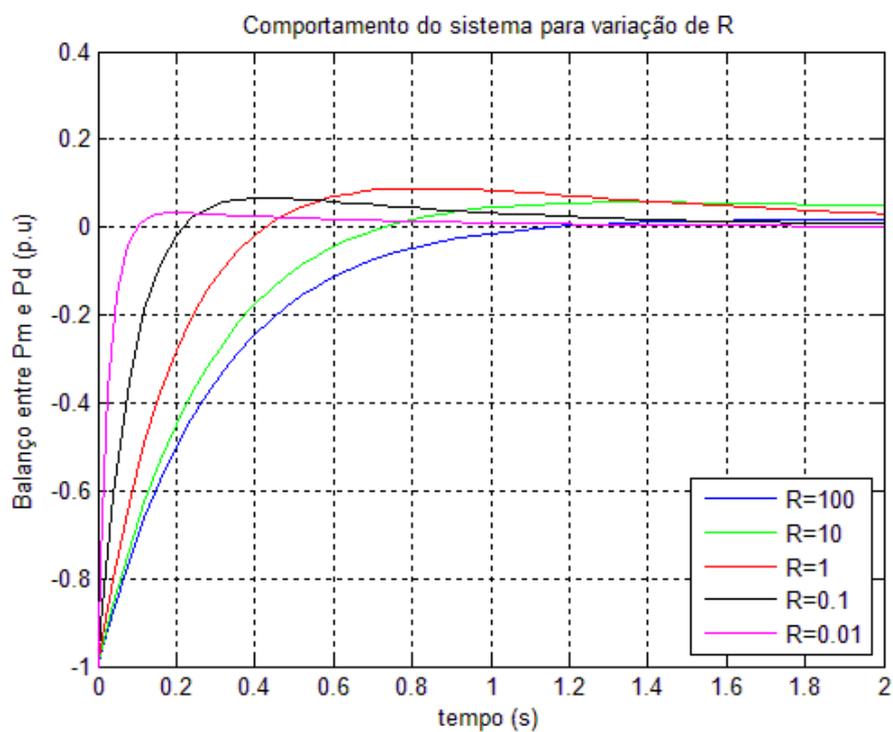


Figura 4.5 – Desvio do estado x_2 utilizando controle RLQ com variação de R.

Pode-se notar que quanto menor for o valor do parâmetro R, melhor será a resposta do sistema. Isso ocorre pelo fato de que uma penalização pequena para o sinal de controle permite uma ação mais intensa do controlador. É evidente que esta intensidade está limitada pelas características físicas da válvula de admissão da turbina, implicando na necessidade de um ajuste balanceado entre Q e R.

A Figura 4.6 apresenta o sinal de controle para a mesma variação de R.

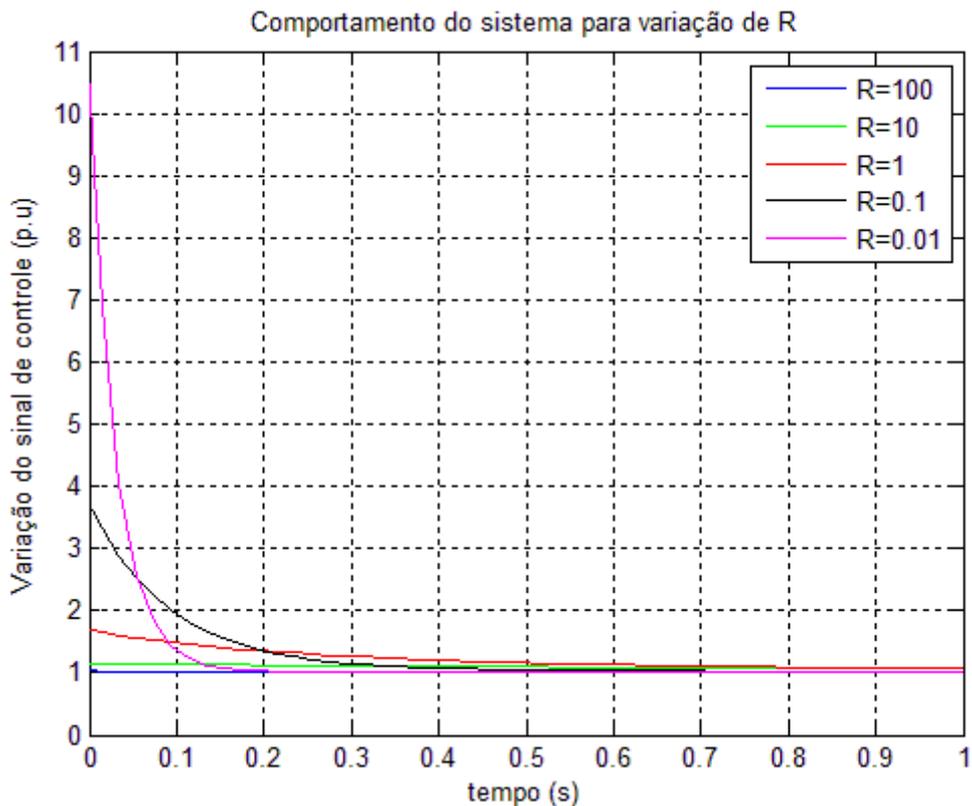


Figura 4.6 – Variação do sinal de controle utilizando controle RLQ com variação de Q.

4.1.3 Conclusões acerca da sensibilidade das matrizes Q e R.

Os resultados obtidos nas subseções 4.1.1 e 4.1.2 tiveram o objetivo de analisar a resposta das variáveis ΔF , $\Delta P_m - \Delta P_d$ e do sinal de controle do sistema com relação à variação das matrizes Q e R.

Para a variável ΔF , percebe-se que uma sensibilidade um pouco maior para o parâmetro R . Em relação a variável de estado $\Delta P_m - \Delta P_d$, a variação da matriz Q não causou alterações significativas no seu comportamento, pois, como mencionado, o valor de q_2 manteve-se constante. Em contrapartida, para variação da matriz R , percebe-se uma melhora no tempo de estabilização do balanço de potência. Em ambas as simulações, percebe-se que, em regime permanente, a potência mecânica igualou-se à potência elétrica, mantendo o balanço de potência do sistema equilibrado e causando a volta da estabilidade de frequência.

Considerando o sinal de controle do sistema, nota-se que há uma predominância de sensibilidade com relação à variação do parâmetro R . Em outras palavras, a variação da matriz Q tem influência no sinal da lei de controle, porém para a matriz R , essa variação foi consideravelmente maior.

Enfim, para os estados do sistema, não há predominância na sensibilidade entre os parâmetros Q e R , porém para a lei de controle, essa predominância foi encontrada.

4.1.4 Comparação entre o Regulador Linear Quadrático e o Controle Clássico

Para a comparação entre o controle RLQ e o controle clássico, utilizaram-se os sinais ΔF , $\Delta P_m - \Delta P_d$ e o sinal da válvula de admissão da turbina após uma perturbação do sistema. Para fins de simulação, diferentemente do que foi utilizado para a análise da sensibilidade, utilizou-se o valor de 0,1 p.u como perturbação de carga, pois valores nesta ordem de grandeza são mais comuns na literatura de sistemas de potência. O ajuste do controlador clássico foi obtido da literatura e os valores de seus ganhos constam na Tabela 4.1 apresentada no início deste capítulo.

Utilizando novamente a regra de Bryson, determinou-se o valor referente ao elemento $q_1 = 29395$ devido ao novo valor máximo de subfrequência utilizado como referência, que é de $A_{a1} = -0,0060 \text{ p.u.} = -0,36 \text{ Hz}$. Para o segundo parâmetro, adotou-se o valor de $R = 100$.

As Figuras 4.7, 4.8 e 4.9 apresentam os resultados comparativos.

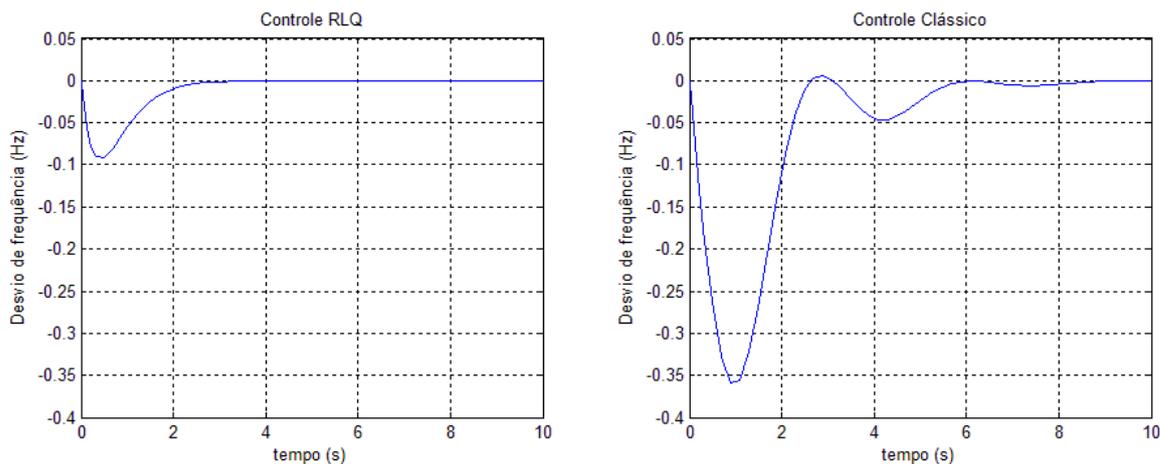


Figura 4.7 – Comparação do desvio de frequência utilizando o controle RLQ e o controle clássico.

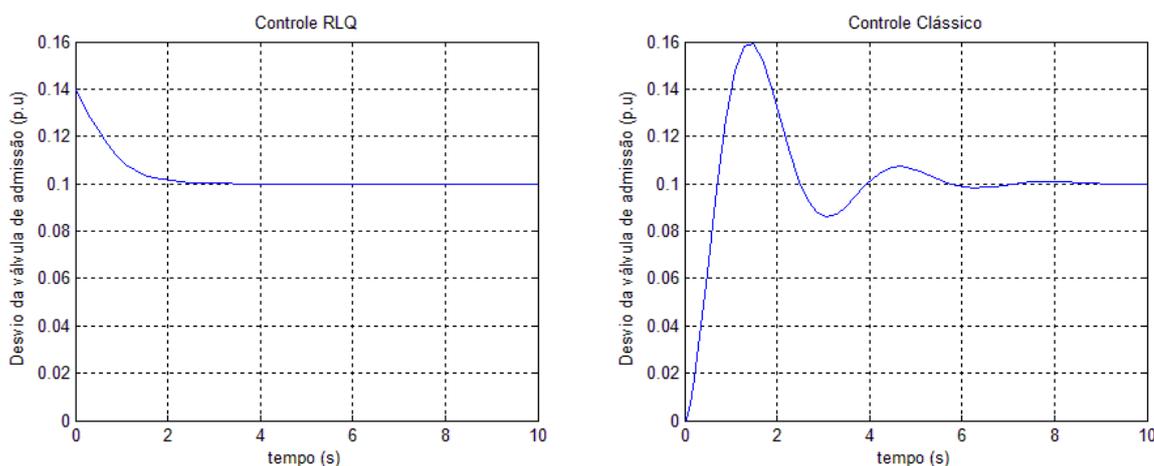


Figura 4.8 – Comparação do desvio da válvula de admissão utilizando o controle RLQ e o controle clássico.

Pode-se notar que o valor máximo de subfrequência obtido com o controlador ótimo foi de 0,091 Hz, correspondendo a um valor, aproximadamente, 75% menor que o valor de 0,359 Hz, encontrado com a utilização do controle clássico. O tempo de estabilização do sistema também foi menor para o controle RLQ. Com este controlador obteve-se um tempo de 1,48 s. Com o controle clássico, 5,08 s.

Do ponto de vista do sinal de controle, nota-se uma resposta não-oscilatória e mais suave para o controlador RLQ, em relação ao controlador clássico. Em

ambos os sinais a amplitude máxima é aproximadamente igual, com uma ligeira vantagem para o controlador RLQ.

O índice de desempenho J calculado para a atuação de cada um dos controladores pode ser visto na Figura 4.9. Como era de se esperar, o controlador ótimo apresentou um melhor desempenho. De fato, o índice J do controlador ótimo foi cerca de 17 vezes menor que o controlador clássico.

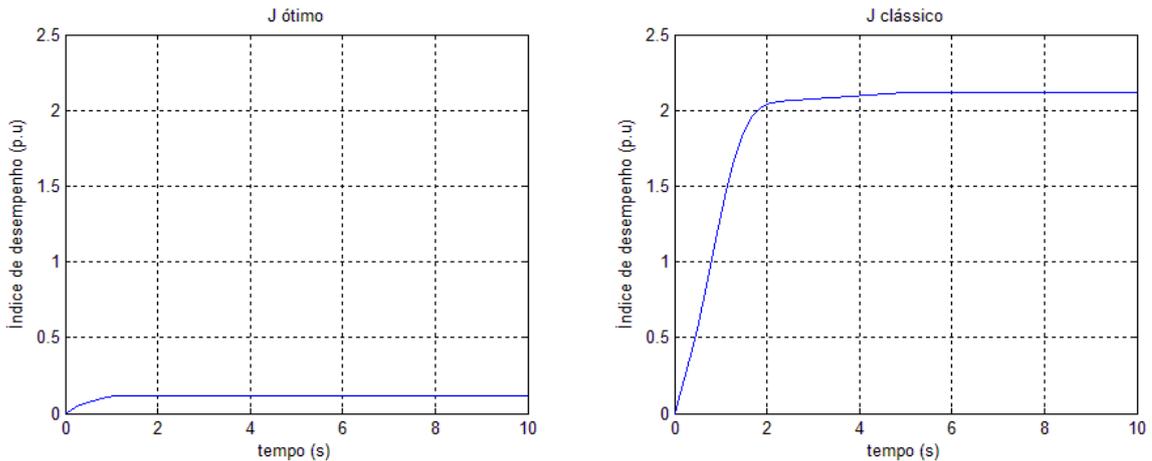


Figura 4.9 – Comparação do índice de desempenho J utilizando o controle RLQ e o controle clássico.

Vale ressaltar que o índice de desempenho J normalmente não é utilizado como um parâmetro a ser mensurado em aplicações do controle clássico. Porém, para efeito da análise comparativa entre as respostas dos dois sistemas, calculou-se J do controlador clássico por meio da seguinte equação

$$J = \int_0^{\infty} q_1 \Delta F^2 + (\Delta P_m - \Delta P_d)^2 + R(\Delta A - \Delta A_{rpp})^2. \quad (4.3)$$

4.2 RESPOSTA DO SISTEMA COM O REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA

4.2.1 Comparação entre o Controle RLQ com Regulação Primária e o Controle Clássico

Diferentemente das análises feitas anteriormente onde substituíam-se as duas malhas de controle pelo RLQ, nesta seção foi abordado o sistema mantendo-se a regulação primária e substituindo somente a secundária pelo RLQ, correspondente a modelagem apresentada na seção 3.4.

Para as simulações das Figuras 4.10, 4.11, 4.12 e 4.13 foram mantidos os valores de $q_1 = 29395$ e $R = 100$.

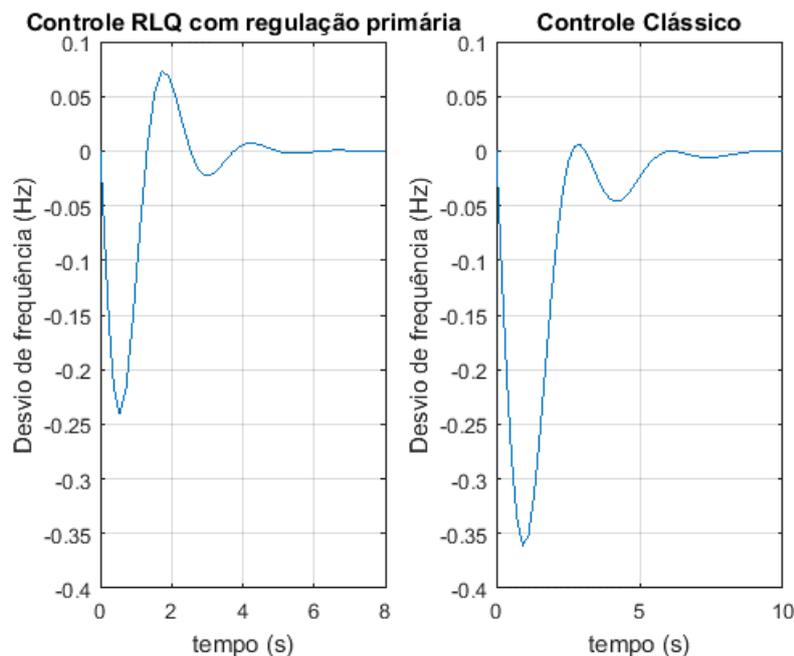


Figura 4.10 – Comparação do desvio de frequência utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.

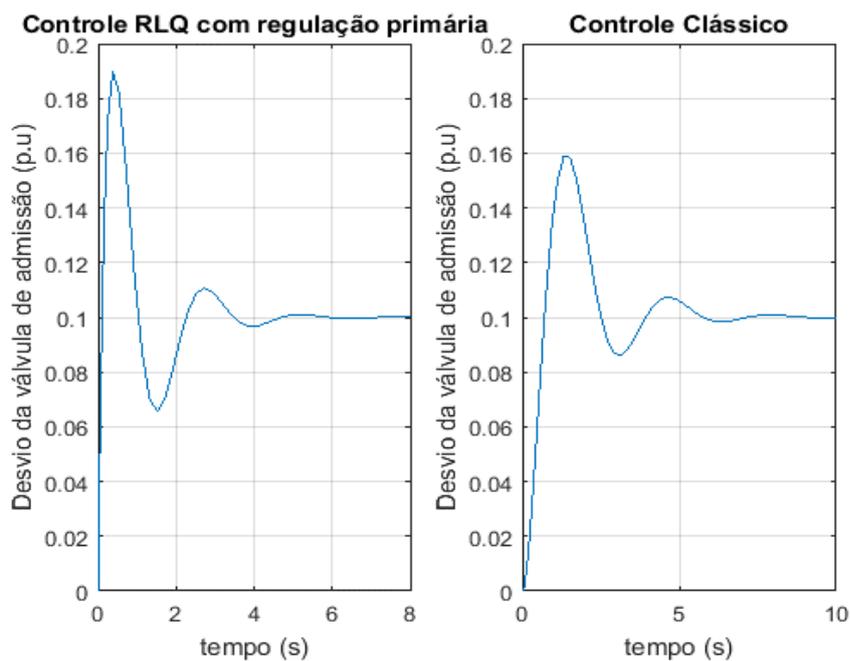


Figura 4.11 – Comparação do desvio da válvula de admissão utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.

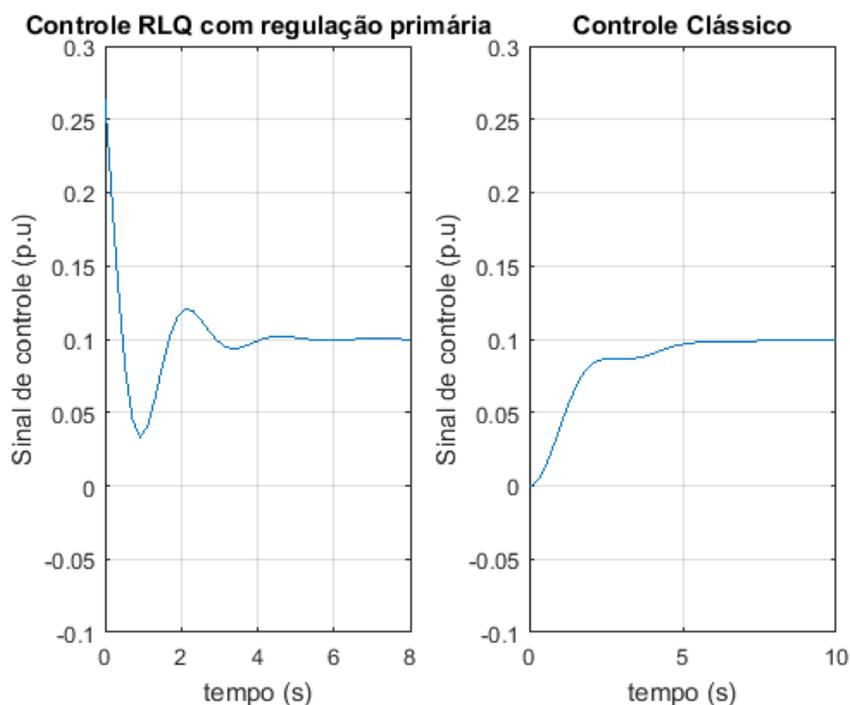


Figura 4.12 – Comparação do sinal de controle utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.

Nota-se que para o modelo atual o sistema também teve um comportamento satisfatório quanto às exigências impostas pelo ONS conforme citado na seção 1.4, porém sua atuação distinguiu-se da anterior. Como observa-se na Figura 4.10, o tempo de estabilização do sistema foi de 4 s, e a subfrequência máxima atingida foi 0,23 Hz, valores inferiores aos encontrados com o sistema clássico.

A resposta do desvio da posição da válvula de admissão, Figura 4.11, teve o mesmo comportamento oscilatório para os dois sistemas analisados, porém seus valores máximos foram distintos, sendo o do RLQ com regulação primária de 0,19 p.u e do clássico, 0,16 p.u.

Avaliando os sinais de controle, apresentados na Figura 4.12, nota-se que os valores atingidos pelo controle clássico são consideravelmente menores do que utilizando o controle ótimo.

Por fim, como o objetivo principal é a análise do comportamento do índice de desempenho J , a Figura 4.13 representa graficamente seus valores. Assim como em (4.3), define-se este índice para o sistema clássico com os mesmos sinais utilizados para se calcular o J ótimo, resultando

$$J = \int_0^{\infty} q_1 \Delta F^2 + (\Delta P_m - \Delta P_d)^2 + (\Delta A - \Delta A_{rp})^2 + Ru^2. \quad (4.4)$$

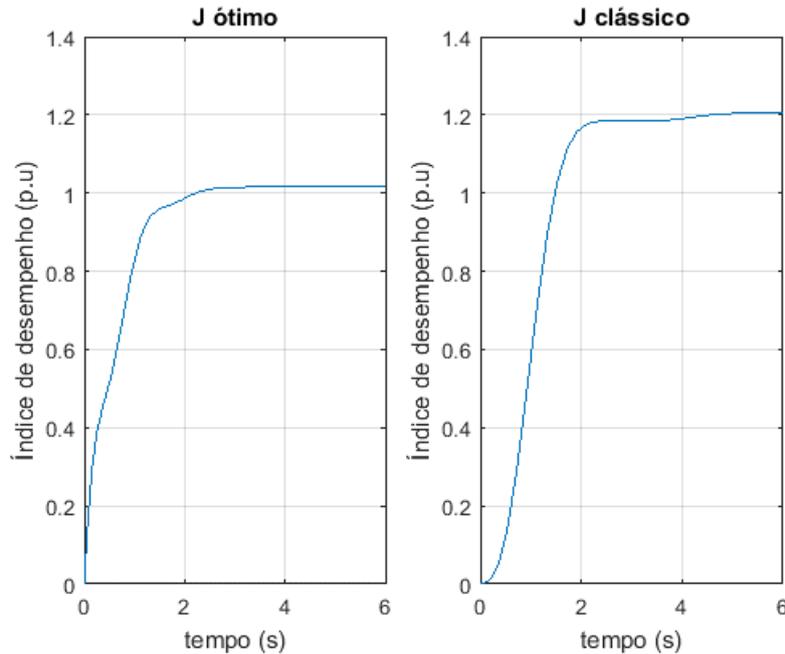


Figura 4.13 – Comparação do índice de desempenho J utilizando o controle RLQ com regulação primária e o controle clássico.

Com base na Figura 4.13 o índice de desempenho J foi aproximadamente 18% menor para o controle RLQ com regulação primária em relação ao J clássico. Desta forma, como J é o principal índice quando se trata de controle ótimo, conclui-se que o sistema apresentou melhor resposta.

4.2.2 Comparação entre o Controle RLQ e o Controle RLQ com Regulação Primária

Baseando-se nos resultados das simulações das seções 4.2 e 4.3, pode-se realizar um comparativo entre as variáveis ΔF , ΔA e o sinal de controle dos respectivos sistemas. Considerando o desvio de frequência o desempenho para o sistema RLQ sem regulação primária, em termos de subfrequência foi aproximadamente 60% menor que o sistema RLQ com regulação primária.

No caso do desvio da válvula de admissão, vale ressaltar que para o sistema RLQ sem regulação primária, este sinal faz parte do sinal de controle, enquanto que para o sistema RLQ com regulação primária este sinal compõe um dos estados do sistema. Em termos de amplitude máxima, observa-se que o

desvio da válvula de admissão para o sistema sem regulação primária foi aproximadamente 26% menor em comparação com o sistema com regulação primária.

Devido ao sinal de controle no caso do sistema sem regulação primária ser composto pela variação do desvio da válvula de admissão e no outro sistema este ser um estado, o comparativo entre o sinal de controle dos dois sistemas deve ser feito entre o sinal da Figura 4.12 e o próprio ΔA do sistema sem regulação primária. Com isso, a amplitude máxima do ΔA foi de aproximadamente 46% menor no sistema sem regulação primária.

Por fim, considerando as comparações feitas acima, o sistema RLQ sem regulação primária apresentou melhores resultados se comparado com o sistema RLQ com regulação primária.

4.3 APLICAÇÃO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO SUBMETIDO A INCERTEZAS DO SISTEMA

Os sistemas considerados anteriormente são do tipo LIT, logo os parâmetros inerentes do sistema, como constante de tempo, constante da turbina, não são passíveis de sofrer alterações em seus valores. Porém, sabe-se que, na prática, os sistemas elétricos de potência, assim como outros tipos de sistemas, podem ter variações nesses valores por diversos motivos, como erro de modelagem, desgaste de equipamentos, erros de medição, entre outros.

Nas seções anteriores, verificou-se o desempenho do controle RLQ para os sistemas descritos no capítulo 3 e ao analisarem-se os resultados destes no capítulo 4 constatou-se que o controlador apresentou resultados satisfatórios perante a modelagem definida, mantendo suas constantes inerentes sem nenhum tipo de variação.

Em contrapartida, o intuito desta seção é a verificação da eficácia do controlador RLQ considerando que ocorram variações nessas constantes. Neste caso, como a modelagem foi realizada em espaço de estados, as alterações são representadas nos valores das matrizes A e B.

De (3.11) têm-se as matrizes A e B dadas por

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D}{2H} & \frac{1}{2H} \\ 0 & \frac{-1}{T_t} \end{bmatrix} \quad e \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_t} \end{bmatrix}$$

Considerando-se $M = 2H$, varia-se o valor de M em $\pm 10\%$ e o valor de D em $\pm 20\%$ como pode ser observado nas Figuras 4.14 e 4.15, respectivamente. Nas duas Figuras a linha vermelha representa o valor nominal do parâmetro, fornecido pela Tabela 4.1 e as linhas verdes representam a variação do parâmetro de forma aleatória dentro do intervalo fornecido e as linhas azuis os valores de maior e menor desvio de frequência.

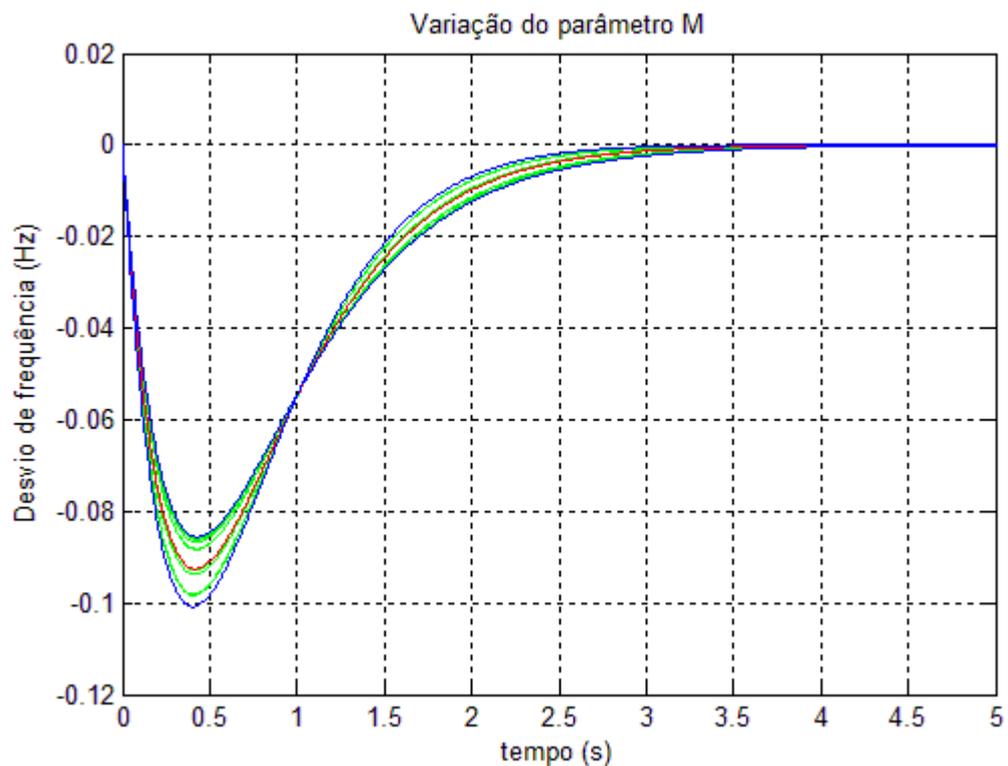


Figura 4.14 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro M.

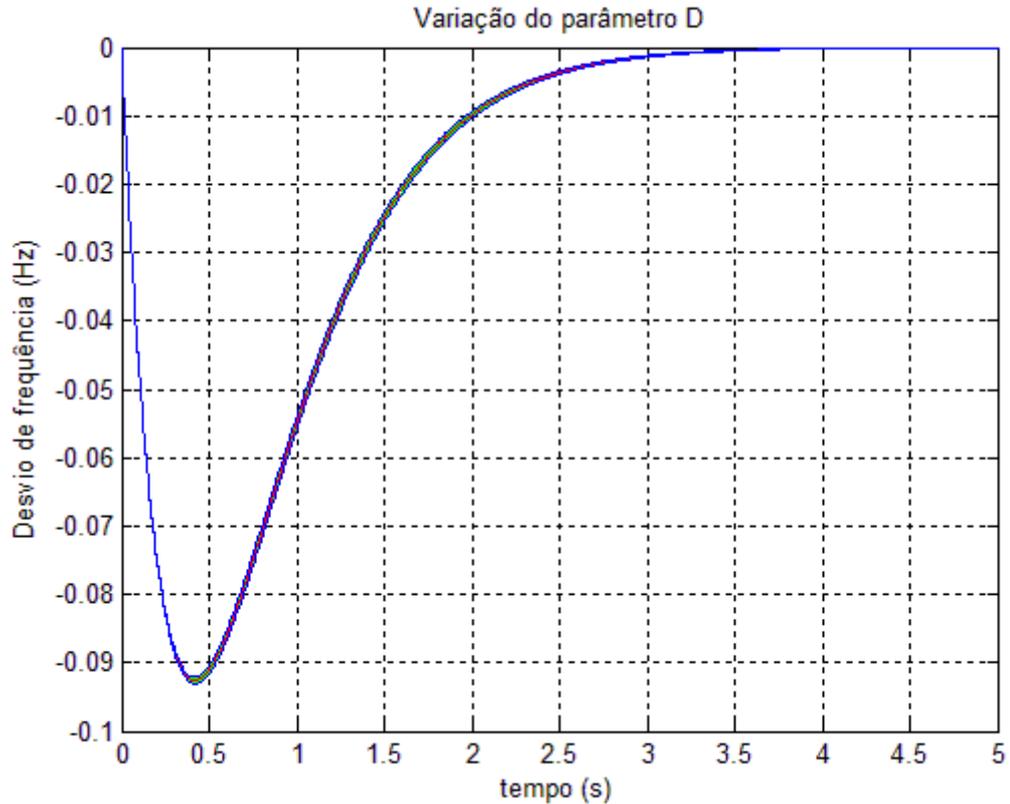


Figura 4.15 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro D.

Observando as figuras nota-se que mesmo com as incertezas associadas aos parâmetros D e M o sistema de controle RLQ respondeu de forma adequada, não apresentando uma variação considerável dos valores encontrados na sessão 4.1.4, e o comportamento suave do sistema também se manteve, nos dois casos. Sendo que o menor valor de subfrequência encontrado com a variação do parâmetro M foi de -0,1008 Hz e para o parâmetro D o valor foi de 0,0931 Hz.

A Figura 4.16 apresenta a variação no parâmetro T_t , sendo que variou-se de 0,1 a 2 segundos.

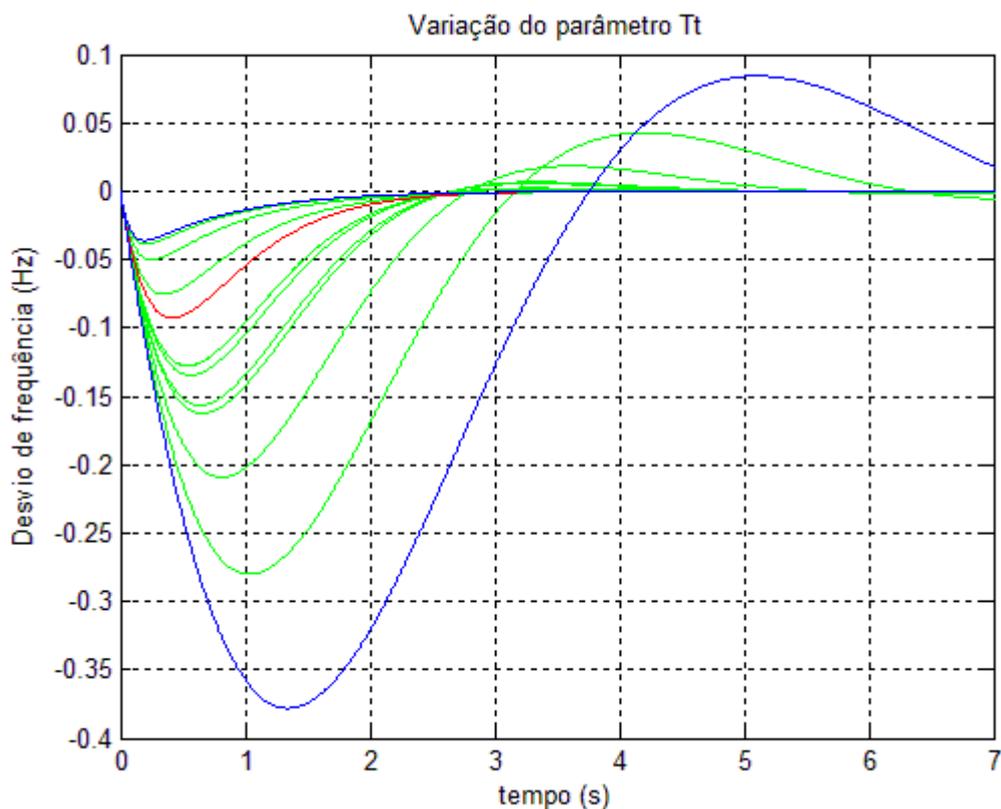


Figura 4.16 – Desvio de frequência considerando variação para o parâmetro T_t .

Nota-se claramente, na Figura 4.16, que a variação do parâmetro T_t causou uma maior influência na resposta do sistema. Isso se deve pelo fato de que esta constante é a constante de tempo da turbina, logo, quando esse valor varia a turbina demora mais para realizar a ação de controle, aumentando assim tanto o tempo de estabilização do sistema quanto o valor de subfrequência do mesmo. Sendo que o maior valor de subfrequência encontrado foi de 0,3782 Hz com um tempo de estabilização de 6,95 s.

Apesar disso, pode-se observar que o sistema de controle atuou de forma adequada para a estabilização da frequência. Isso prova que mesmo com os erros que possam ocorrer na determinação das constantes inerentes do SEP o sistema de controle RLQ responde de forma adequada, estabilizando a frequência em um tempo aceitável para a ONS.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foram aplicadas técnicas de controle ótimo, especificamente o Regulador Linear Quadrático, em Sistemas Elétricos de Potência, técnica esta, pouco explorada para este tipo de sistema. Ainda sim, obtiveram-se resultados bastante satisfatórios com relação ao controle clássico.

Primeiramente, foi realizada uma revisão bibliográfica acerca do Regulador Linear Quadrático, expondo cada passo da dedução matemática até, enfim, encontrar-se a lei de controle ótimo a ser empregada ao problema de controle de frequência do gerador. Foi preciso definir os procedimentos e adequações para a implementação do controle ótimo ao Sistema Elétrico de Potência, o qual foi simplificado para um modelo linear e invariante no tempo.

Após a fundamentação teórica, fez-se apresentação e adaptação do modelo do Sistema Elétrico de Potência para adequá-lo ao modelo padrão em espaço de estados. Foram realizadas adaptações para dois tipos diferentes de modelo, sendo que, no primeiro, as duas malhas de controle convencional foram substituídas pelo controle ótimo e, no segundo, somente a regulação secundária foi substituída. No primeiro caso, esse tipo de modelagem foi de caráter inovador, visto que não foi encontrada uma abordagem dessa maneira nas principais literaturas do meio acadêmico. Já o segundo modelo pôde ser encontrado em algumas literaturas e publicações da área.

Simulações referentes aos modelos citados foram realizadas computacionalmente e comparadas ao modelo clássico. Analisando-se critérios como amplitude máxima do sinal, tempo de estabilização e, principalmente, o índice de desempenho J , pode-se notar que o sistema controlado pelo Regulador Linear Quadrático substituindo as duas malhas de controle convencional obteve melhores resultados.

Por fim, este trabalho apresentou resultados promissores que motivam um maior aprofundamento da aplicação da técnica de controle ótimo no contexto de Sistema Elétrico de Potência e redes interligadas.

5.1 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

O desenvolvimento analítico apresentado neste trabalho exigiu uma simplificação tanto do modelo de Sistema Elétrico de Potência a ser empregado quanto de turbina a ser analisada. Assim, para futuros trabalhos, abre-se um grande leque de possibilidades a serem estudadas, sendo:

- ❖ Sistema Elétrico de Potência Multimáquinas;
- ❖ Estabilidade rotórica e estabilidade de tensão em Sistemas Elétricos de Potência;
- ❖ Aplicação deste tipo de controle para diversos tipos de turbinas, como térmica com reaquecimento, eólica, hidráulica, entre outras.

REFERÊNCIAS

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – Prodist. Visitado em 28/09/2015 <http://www.aneel.gov.br/visualizar_texto.cfm?idtxt=1877>

BARÃO, Renato Casali. Algoritmos de Controle Quadrático com Restrições. São Paulo. 1997.

BEVRANI, H. Robust Power System Frequency Control. Editora Springer. Nova York. 2009.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. Sistemas de Controle Moderno. Editora LTC. Rio De Janeiro. 1998.

FILHO, Daniel P.; SCHMIDT, Guilherme F. Controle Automático de Geração Considerando Turbinas Térmicas. 2015. 109 pp. Trabalho de conclusão de Curso (Graduação) – Curso de Engenharia de Controle e Automação e Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba. 2015.

FILHO, Xisto. V. Operação de Sistemas de Potência com Controle Automático de Geração. Editora Campus LTDA. Rio de Janeiro. Eletrobrás. 1984.

FRANKLIN, G. F.; POWELL J. D.; EMAMI-NAEINI A. Sistemas de Controle para Engenharia. Editora Bookman. 6ª Edição. 2013.

KOTHARI, D. P.; NANDA, J. *Discrete-mode automatic generation control of a two-area reheat thermal system with new area control error*. IEE Transactions on Power Systems, Vol. 4, no 2, pp. 730-738, May 1989.

KUNDUR, P. Power System Stability and Control. Editora McGraw-Hill. Nova York. 1994.

KUNDUR, P. et al. *Definition and Classification of Power System Stability*. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.19, no 2, May 2004.

LORA, E. E. S.; NASCIMENTO, M. A. R. Geração Termelétrica: planejamento, projeto e operação. Rio de Janeiro. 1ª Edição. 2004.

MELLO, F. P. Dinâmica e Controle da Geração. Editora da UFSM. Rio de Janeiro. Eletrobrás. 2ª Edição.1983.

MONTICELLI, A. J.; GARCIA, A. Introdução a Sistemas de Energia Elétrica. Campinas. 1ª Edição. 2003.

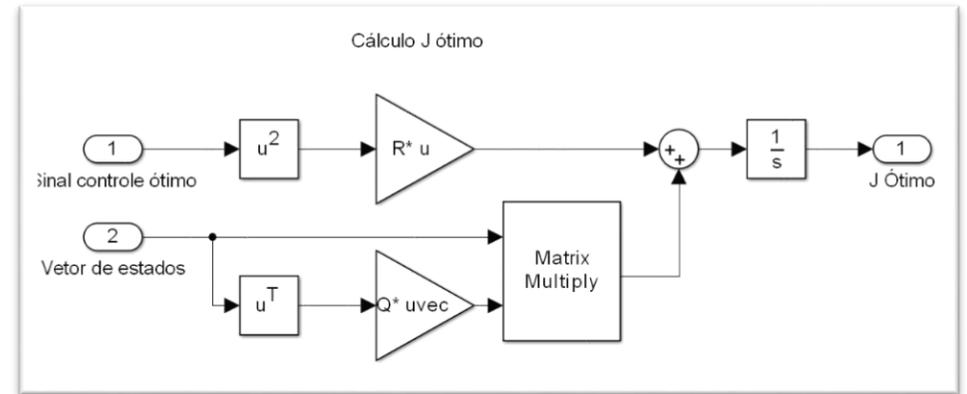
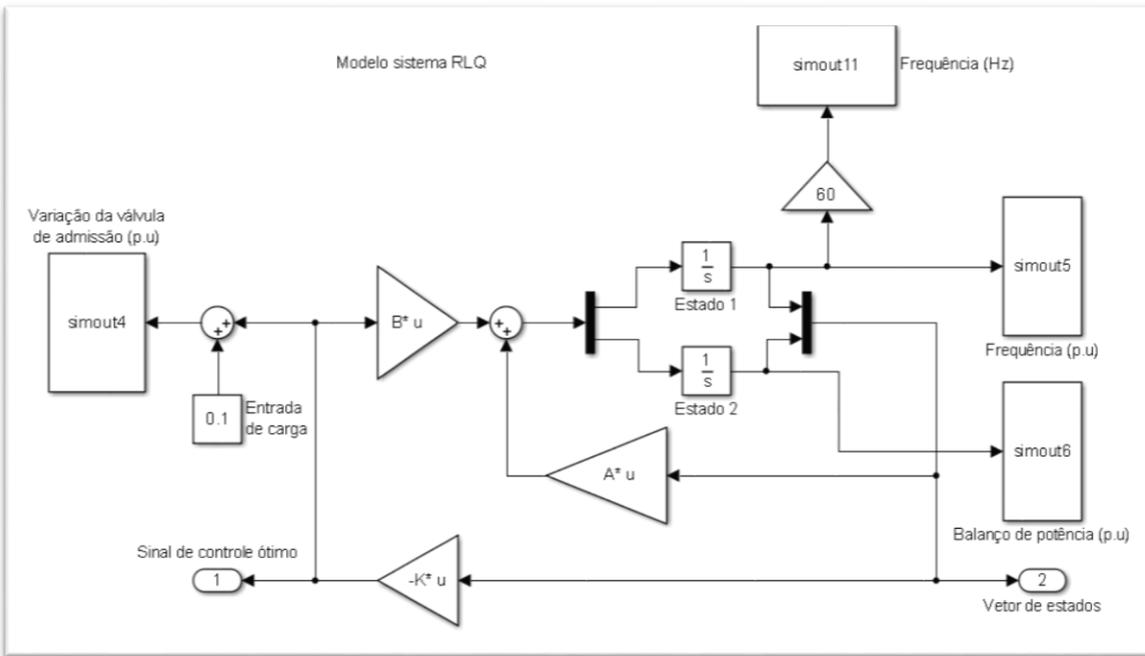
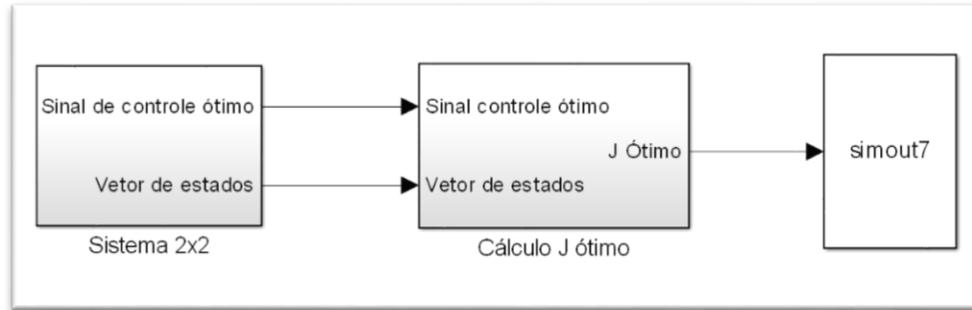
NAIDU, D. S. Optimal Control Systems. Editora CRC. 1ª Edição. 2003.

OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Editora Pearson Prentice Hall. São Paulo. 5ª Edição. 2010.

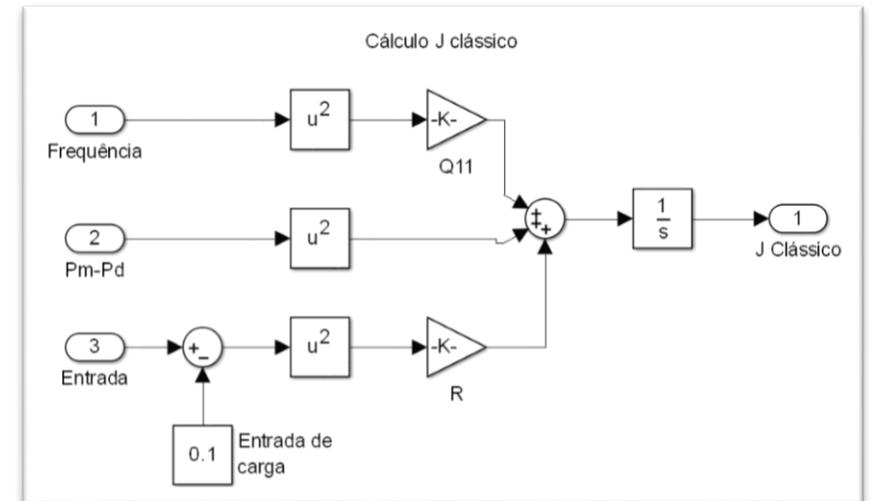
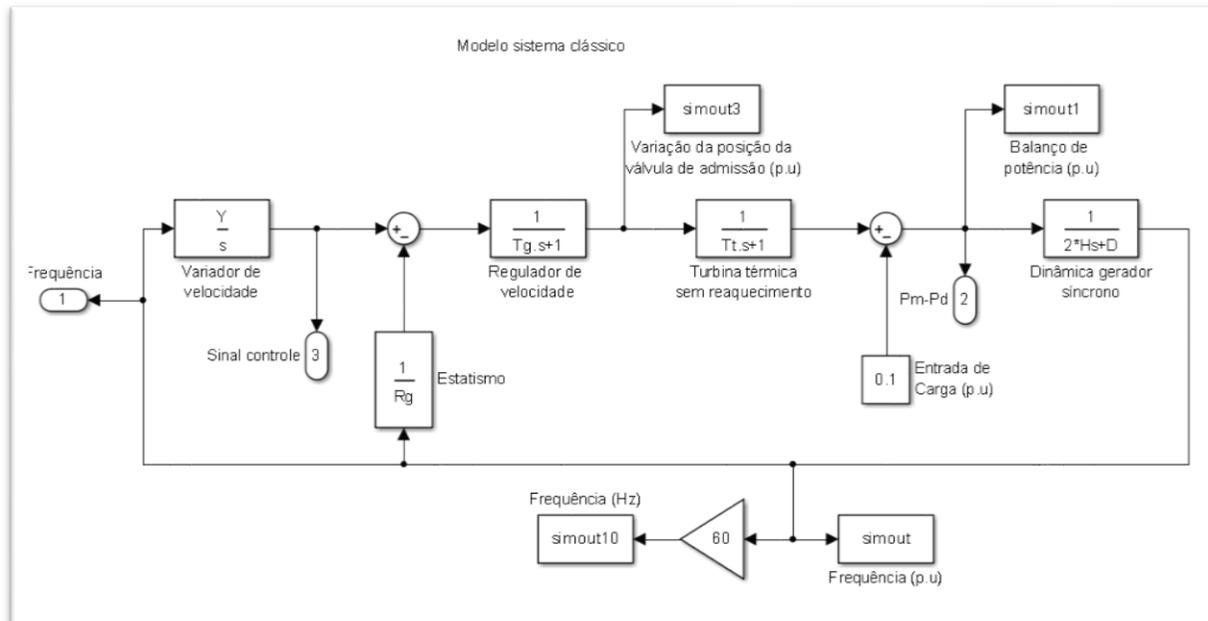
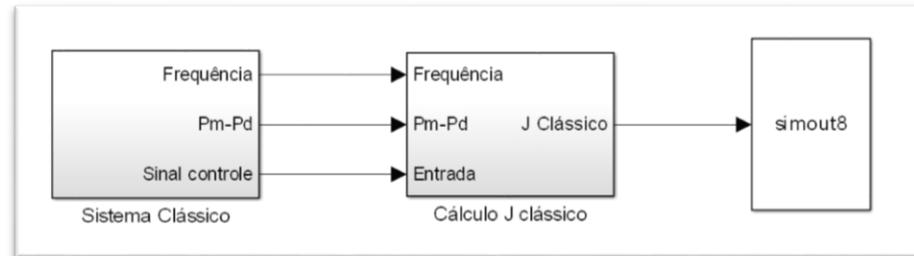
ONS – Operador Nacional do Sistema Elétrico. Visitado em 22/10/2015 <[http://extranet.ons.org.br/operacao/prdocme.nsf/videntificadorlogico/2B78A22D0437C6828325763100685011/\\$file/Subm%C3%B3dulo%2021.8_Rev_1.0.pdf?openelement](http://extranet.ons.org.br/operacao/prdocme.nsf/videntificadorlogico/2B78A22D0437C6828325763100685011/$file/Subm%C3%B3dulo%2021.8_Rev_1.0.pdf?openelement)>

STEVENSON, W. D. Elementos de Análise de Sistemas de Potência. São Paulo. 2ª Edição.1978.

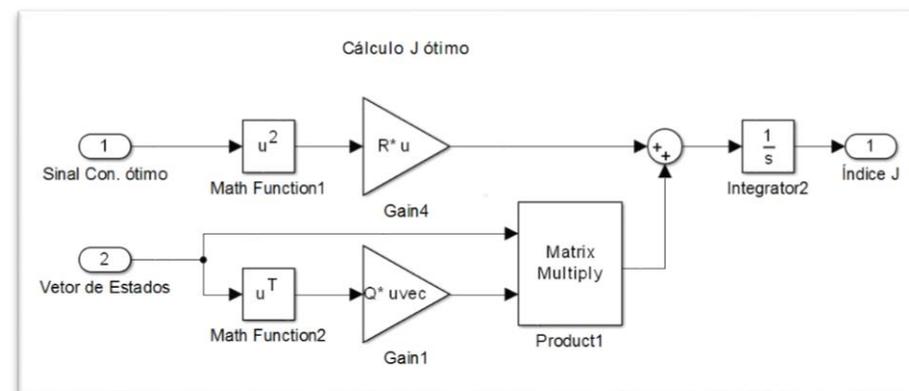
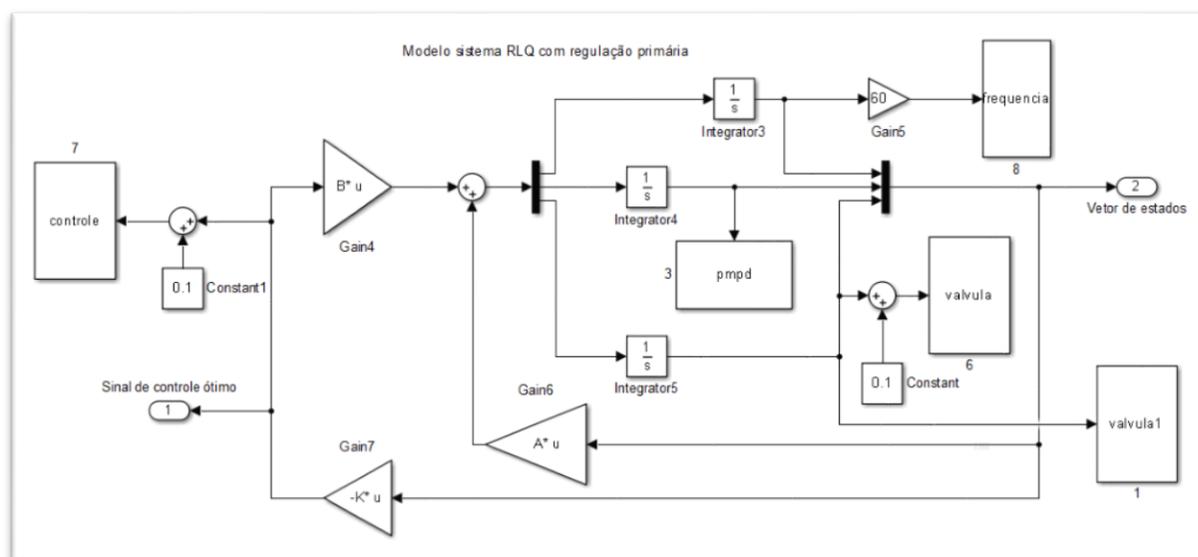
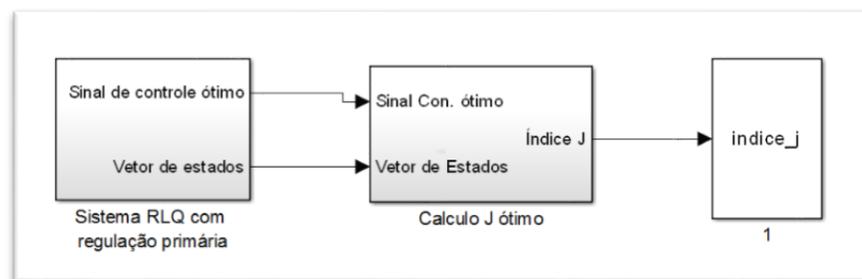
APÊNDICE A – DIAGRAMA DE BLOCOS DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO E CÁLCULO DE J



APÊNDICE B – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA CLÁSSICO EQUIVALENTE AO SISTEMA RLQ E CÁLCULO DE J



APÊNDICE C – DIAGRAMA DE BLOCOS DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA E CÁLCULO DE J



APÊNDICE D – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA CLÁSSICO EQUIVALENTE AO SISTEMA RLQ COM REGULAÇÃO PRIMÁRIA E CÁLCULO DE J

