

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

**PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTO E POR CANCELAMENTO DE
PÓLOS, APLICADO A UM RETIFICADOR PARA RECUPERAÇÃO DA CORRENTE
DE CARGA NA OCORRÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO**

HUGO MENEZES BARRA

DM: 08/2019

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2019

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

HUGO MENEZES BARRA

**PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTO E POR CANCELAMENTO DE
PÓLOS, APLICADO A UM RETIFICADOR PARA RECUPERAÇÃO DA CORRENTE
DE CARGA NA OCORRÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO**

DM: 08/2019

UFPA/ITEC/PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém – Pará – Brasil
2019

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

HUGO MENEZES BARRA

PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTO E POR CANCELAMENTO DE PÓLOS, APLICADO A UM RETIFICADOR PARA RECUPERAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA NA OCORRÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará - UFPA - Campus Belém como requisito para a obtenção do Grau de Mestrado em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes

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

2019

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

Menezes Barra, Hugo.

Projeto de Controladores Robusto e Por Cancelamento de Pólos, Aplicado a um Retificador para a Recuperação da Corrente de Carga na Ocorrência de Curto-Circuito / Hugo Menezes Barra, . — 2019. 99 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes

Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal do Pará, Belém, 2019.

1. Sistemas de Alta Tensão. 2. Técnicas de Controle Robusta. 3. Controle Clássico. 4. Controle por Cancelamento de Pólos. I. Título.

CDD 621.381537

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

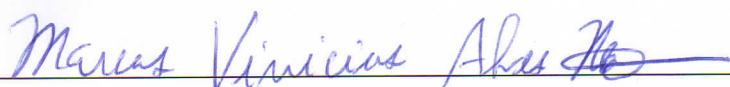
“PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTO E POR CANCELAMENTO DE PÓLOS, APLICADO A UM RETIFICADOR PARA RECUPERAÇÃO DA CORRENTE DE CARGA NA OCORRÊNCIA DE CURTO-CIRCUITO”

AUTOR: HUGO MENEZES BARRA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

APROVADA EM: 28/02/2019

BANCA EXAMINADORA:



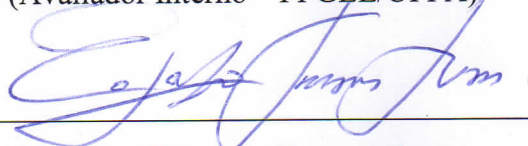
Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes

(Orientador – PPGEE/UFPA)



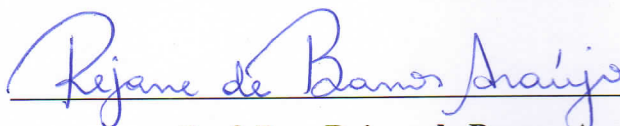
Prof. Dr. João Paulo Abreu Vieira

(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof. Dr. Eduardo Tannus Tuma

(Avaliador Externo ao Programa – FEEB/UFPA)



Prof. Dra. Rejane de Barros Araújo

(Avaliadora Externa – IFPA)

VISTO:

Prof. Dra. Maria Emilia de Lima Tostes
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Seja a mudança que você quer ver no mundo.

Mahatma Gandhi

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por guiar meus caminhos, permitindo que pudesse concluir esta dissertação de mestrado. A minha família, em especial à minha mãe Ivoneide Menezes, ao meu pai Walter Barra que sempre me incentivaram a estudar, a minha noiva Luciana Cascardo, pelo companheirismo, amor e carinho, sempre me aconselhando e me ajudando em todos os momentos da minha vida.

Aos professores Marcus Vinicius pela orientação, grande amizade e confiança em meu trabalho e a professora Rejane de Barros que sempre me apoiou e me inspirou com suas aulas, incentivando minha carreira na pesquisa acadêmica. Ao grupo que compõe os Laboratórios de Extra Alta Tensão da UFPA e de Automação pelo apoio em minhas pesquisas. Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA pela oportunidade e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio financeiro.

RESUMO

Esta dissertação de mestrado apresenta e discute sobre a implementação de controladores por cancelamento de pólos clássico e robusto para recuperar a corrente I_d do retificador localizado ao lado CC do circuito de fornos de lingotes de alumínio após a aplicação de faltas do tipo curto-circuito. Além disso, outras análises são realizadas tais como, o impacto que o curto causa nas tensões V_{abc} , correntes I_{abc} e como o filtro passivo desenvolvido para mitigar os harmônicos de maior energia deste sistema (que são de 5ª e 7ª ordem) atuam nestas tensões e correntes, respectivamente. O sistema escolhido é baseado no Cigrée Benchmark (Sood, 2004) e representa um sistema industrial de elevada importância, sendo constituído de um forno para a fundição de lingotes de alumínio. Os controladores desenvolvidos utilizaram primeiramente a metodologia clássica de PI por cancelamento de pólos e uma outra visando margem de confiabilidade maior na sua utilização, projetado para ser um controlador robusto e que responde às incertezas da planta, às quais são causadas pelo conjunto de elementos de eletrônica, tais como indutores e resistores. Portanto, a planta foi linearizada e a partir da função de transferência da planta intervalar foi desenvolvido um controlador robusto utilizando os métodos numéricos de Kharitonov e Bhattacharyya, que relacionam o conjunto de polinômios intervalares e as respectivas funções de transferências para a formação de um poliedro onde pode-se escolher o controlador a partir das margens de ganho e de fase estabelecidas pelo projetista, desta forma, aumentando-se a confiabilidade do controlador projetado. Os resultados obtidos nos testes de simulação mostram o bom desempenho do controlador projetado, com uma rápida recuperação da corrente após a falta aplicada. Isso permite obter um resultado importante, de proporcionar uma operação segura da planta industrial, a qual sem o uso do controlador, poderia acarretar em problemas como acidentes, parada da produção e perda de estabilidade.

Palavras – chave: Sistemas de Alta Tensão. Técnicas de Controle Robusta. Controle Clássico. Controle por Cancelamento de Pólos

ABSTRACT

This work discusses and describes about the implementation of classic pole cancellation and robust controllers to recover the current I_d of the rectifier which is localized by the DC side of a furnace of aluminium ingot casting circuit, after the application of faults as short-circuit type. Beside this, other analysis are realized like, how the impact of the short-circuit can affects the V_{abc} voltages, I_{abc} currents and how the developed passive filter to mitigates the harmonics which have more energy (that are 5th and 7th order) acts in this voltages and currents, respectively. The system that was chosen is based on the Cigrée Benchmark (Sood, 2004) and represents an industry system of high importance, which is constituted by a furnace of aluminium ingot casting. The developed controllers firstly used the PI's classic methodology by pole cancellation and another that would like to achieve a more reliable margin in its use, it is designed to be a robust controller and has a great performance with uncertainties that are caused by the set of electronic equipment, as resistors and inductors. So, the plant was linearized and from the transfer function of the interval plant, it was developed a robust controller using the numerical methodologies of Kharitonov and Bhattacharyya, these methods relate the set of interval polynomials and the respectively transfer functions to generate a polyhedron, where can be choose the controller using the gain and phase margin designed by the engineer, it gives an increase in the reliable of the designed controller. The obtained results in the simulation tests showed a good performance by the designed controller, with a faster recover in the currents, after the application of a fault. This allowed to obtain an important result, giving a safety operation for the industrial plant, which without the use of the controller could happens problems, as accident, the production's stop and the loss of the stability.

Keywords: High Voltage Systems. Robust Control Techniques. Classic Control. Pole Cancellation Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Forno para a fundição de lingotes de alumínio	7
Figura 2.2 – Problemas causados na rede elétrica devido a afundamento de tensão e sobretensão	8
Figura 2.3 – Esquema elétrico da planta de cadinho de alumínio	13
Figura 2.4 – Filtro Passivo modelado para o sistema.....	14
Figura 2.5 – Ordem das harmônicas do filtro passivo projetado.....	15
Figura 2.6 – Dinâmica do controlador PI do sistema de cadinho.....	16
Figura 2.7 – Formato do PID paralelo.....	19
Figura 3.1 – Segmentos de Arestas de Kharitonov.	28
Figura 3.2 – Diagrama de Bode do Controlador PI por cancelamento de Pólos.....	32
Figura 3.3 – Diagrama de Nyquist do PI por cancelamento de Pólos.....	33
Figura 3.4 – Segmentos do poliedro de Kharitonov para o PI por cancelamento de pólos.....	34
Figura 3.5 – Diagrama de Bode do Controlador PI robusto.....	38
Figura 3.6 – Diagrama de Nyquist do PI robusto.....	39
Figura 3.7 – Segmentos do poliedro de Kharitonov para o PI robusto.	40
Figura 3.8 – Fluxograma do algoritmo projetado.....	44
Figura 4.1 – Sistema de Cadinho de Alumínio modelado.....	47
Figura 4.2 – Filtro Passivo implementado no projeto em ambiente Simulink.	48
Figura 4.3 – Estratégia de Controle Para o ângulo de Disparo nos Retificadores.....	49
Figura 4.4 – Ação do controlador PI robusto intervalar.....	51
Figura 4.5 – Ação do controlador PI por cancelamento de pólos	51
Figura 4.6 – Controlador PI da referência (Sood, 2004).	52
Figura 4.7 – Controladores PI robusto e PI por cancelamento de Pólos.	53
Figura 4.8 – Ângulo de Disparo do PI robusto.....	55
Figura 4.9 – Ângulo de Disparo do PI por cancelamento de pólos.....	55
Figura 4.10 – Comparação entre os ângulos de disparo.....	56
Figura 4.11 – Resposta da Tensão Vabc sem o filtro passivo projetado	57
Figura 4.12 – Resposta da corrente Iabc sem o filtro passivo projetado.....	57
Figura 4.13 – Resposta da Tensão Vabc com filtragem passiva e controlador robusto	58
Figura 4.14 – Resposta da Corrente Iabc com filtragem passiva e a ação do controlador robusto	59
Figura 4.15 – Resposta da Tensão Vabc com filtragem passiva e controlador PI por cancelamento de pólos	60
Figura 4.16 – Resposta da Corrente Iabc com filtragem passiva e controlador PI por cancelamento de pólos	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação da VTCDs, conforme a ANEEL.	9
Tabela 2 – Classificação dos fenômenos transitórios, conforme o IEEE – Std 1159.....	10
Tabela 3 – Rotina do algoritmo <i>hugo_mestrado</i>	69
Tabela 4 – Rotina do algoritmo <i>bode_extremal</i>	71
Tabela 5 – Rotina do algoritmo <i>freqresp_extremal</i>	74
Tabela 6 – Rotina do algoritmo <i>get_kharitonov</i>	77
Tabela 7 – Rotina do algoritmo <i>nyquist_extremal</i>	79
Tabela 8 – Funções de Transferências das Admitâncias dos Harmônicos.....	80

LISTA DE ABREVIACÕES

HVDC – High Voltage Direct Current

PI - Proporcional Integral

PID – Proporcional Integral Derivativo

ONS – Operador Nacional do Sistema de Energia Elétrica

VANTs – Veículos Aéreos Não Tripuláveis

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica

PRODIST – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica

IEEE – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

VTCD –Variações de Tensão de Curta Duração

Std – Standard

VCO – Voltage-Controlled Oscillator

PLL –Phased Locked Loop

GFU – Grid Firing Unit

SCR – Short Circuit Ratio

DC – Direct Current

S.A. – Sociedade Anônima

CRP – Controlador Robusto Paramétrico

LISTA DE VARIÁVEIS

- I_d – Corrente no retificador
 V_{abc} – Tensão da rede trifásica de corrente alternada
 I_{abc} – Corrente na rede trifásica de corrente alternada
 P_d – Potência no retificador
 V_d – Tensão no retificador
 L_l – Indutância na linha
 R_l – Resistência da linha
 R_c – Resistência da carga
 L_{CA} – Indutância do lado de corrente alternada
 R_{CA} – Resistência do lado de corrente alternada
 L_1 – Indutância que passa depois do lado primário do transformador
 L_2 – Indutância que passa depois do lado secundário do transformador
 R_{TCA} – Resistência Trifásica do lado de corrente alternada
 I_{ref} – Corrente de Referência
 α – Ângulo de Disparo
 E_{LL} – Tensão Eficaz entre as fases do transformador
 V_{d0} – Amplitude máxima da tensão de corrente contínua no retificador
 V_d^0 – Amplitude da tensão de corrente contínua no retificador
 G_0 – Ganho da planta
 τ_0 – Constante de tempo da planta
 τ_{mf} – Constante de tempo em malha fechada
 K_p – Ganho proporcional da planta
 K_i – Ganho integral da planta
 K_D – Ganho Derivativo da planta
 $G_c(s)$ – Função de Transferência do controlador
 $G(s)$ – Função de Transferência da planta
 $S(s)$ – Função de Transferência Sensibilidade
 $T(s)$ – Função de Transferência de malha fechada
 $H(s)$ – Função de Transferência da planta com realimentação
 $X(s)$ – Polinômios de Sistemas dinâmicos
 $\delta(s)$ – Elemento particular da família de polinômios intervalares
 $\Delta(s)$ – Família completa de polinômios intervalares
 $P(s)$ – Família de polinômios intervalares
 $B(s)$ – Família B de polinômios intervalares

$A(s)$ – Família A de polinômios intervalares

$K(s)$ – Polinômios de Kharitonov

$L(j\omega)$ – Função de transferência da planta com controlador em malha aberta no plano complexo

$G(j\omega)$ – Função de transferência da planta em malha aberta no plano complexo

$G_c(j\omega)$ – Função de transferência da planta em malha aberta no plano complexo

Ψ_m – Margem de fase

ω_{gc} – Margem de cruzamento de ganho

t_r – Tempo de subida

K – Matriz de Kharitonov no algoritmo

$GE_{(j\omega)}$ – Resposta em frequência extremal

b – Limites superior e inferior dos coeficientes intervalares do numerador da função de transferência incerta no algoritmo

a – Limites superior e inferior dos coeficientes intervalares do denominador da função de transferência incerta no algoritmo

w – Valor de frequência angular para o cálculo extremal da planta incerta no algoritmo

W – Vetor de frequências da planta incerta no algoritmo

λ – Vetor de Kharitonov para o cálculo das somas convexas para encontrar os pontos do poliedro

nd – Polinômios do denominador do controlador no algoritmo

nc – Polinômios do numerador no algoritmo

L – Função de transferência $G(s)$ no algoritmo

T – Função de transferência de malha fechada no algoritmo

S – Função de transferência Sensibilidade no algoritmo

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução	1
1.2. Estado da Arte	3
1.3. Objetivos	3
1.3.1. Objetivo Geral	3
1.3.2. Objetivo Específico	3
1.4. Motivações e Justificativas	4
1.5. Divisão do Trabalho.....	5
Capítulo 2 – Modelagem do Sistema de Fornos de Lingotes de Alumínio	6
2.1. Introdução	6
2.2. Problemas de Corrente e Tensão em Cadinhos de Alumínio.....	7
2.3. Modelagem do Sistema	12
2.4. Distorção Harmônica na Rede.....	13
2.5. Modelagem da Ponte Retificadora.....	15
2.6. Conclusões do Capítulo.....	21
Capítulo 3 – Desenvolvimento de Controladores por metodologias Robusta Paramétrica e Cancelamento de Pólos	22
3.1-Introdução	22
3.2. Análise da Robustez sob Incertezas Paramétricas	23
3.2.1. Teorema de Kharitonov	23
3.3. Projeto de Controlador por Cancelamento de Pólos.....	29
3.4. Projeto de Controle Robusto.....	34
3.5. Algoritmos Desenvolvidos para o cálculo de controladores	40
3.6. Conclusão	45
Capítulo 4 – Resultados de Simulação Obtidos na Planta	46
4.1. Introdução	46
4.2. Descrição da Planta do Projeto.....	46
4.3. Análise do Circuito	50
4.4. Testes com o Filtro Passivo Projetado e os Controladores no lado CA.....	56
4.5. Conclusão.....	61
5. Conclusão	62

5.2. Propostas para Trabalhos Futuros	64
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	66
APÊNDICE	69
A. Rotina do <i>hugo_mestrado</i>	69
B. Rotina do <i>Bode_Extremal</i>	71
C. Rotina do <i>freqresp_extremal</i>	74
D. Rotina do <i>get_kharitonov</i>	77
E. Rotina do <i>nyquist_extremal</i>	79
F. Funções de Transferências das Admitâncias dos Harmônicos.....	80

Capítulo 1 – Introdução

Os sistemas industriais têm sido amplamente abordados na literatura devido a necessidade cada vez maior de se aumentar a eficiência dos seus serviços e melhorar a tecnologia do sistema produtivo, tornando a Indústria 4.0 um ambiente cada vez mais propício ao desenvolvimento de tecnologias mais robustas, que visem a redução das perdas na produção e a automatização dos processos (Barra, 2016), a fim de evitar que faltas ou falhas prejudiquem ou parem a produção.

Desta forma, a necessidade de desenvolver estratégias de controle cada vez mais eficientes e robustas, aplicam-se na evolução da indústria, pois buscam obter controladores mais confiáveis, mesmo sob condições de incertezas paramétricas nas plantas industriais. A transmissão de energia a fim de proporcionar a operação nos sistemas industriais é propiciada frequentemente por uma transmissão de alta tensão em corrente contínua (HVDC). Os primeiros 25 anos de transmissão HVDC foram baseados em válvulas de arcos de mercúrio (Sood, 2004), fato este que continuou até metade da década de 70. Após esta fase, a transmissão foi substituída por conversores de linha comutados, utilizando-se válvulas a tiristores.

São diversos os problemas industriais que podem surgir através dos distúrbios não-lineares que ocorrem nas correntes e tensões quando estão sob condições de falta, dentre elas a perda da estabilidade transitória, a queima de equipamentos, acidentes com os operadores e perda da produção. Desta forma, a presente dissertação visa propor uma solução para que a planta possa trabalhar com um controlador mais confiável, podendo ser aplicada no ambiente industrial para reduzir esses tipos de avarias e tornar a operação mais segura.

O comportamento não-linear em plantas de alta tensão torna a sintonização eficaz de controladores um desafio devido à variação nos seus pontos operacionais. Em (Dias, 2013) foi realizado um estudo de controle de pressão em fornos de lingotes de alumínio com o objetivo de reduzir o consumo de energia elétrica. Em (HYDRO, 2018) é apresentado um relatório sobre o faturamento econômico e a operação durante o ano de 2017.

Neste relatório é mostrado que a empresa Hydro S.A. apresentou uma queda de produção de lingotes de alumínio primário de 0,6 % em relação a 2016, mesmo à empresa tendo investido em mais fornos, o motivo disto está relacionado à perda de retificadores por curto-circuito em paralelo à carga neste período. Essa falta é transitória e interna, localizada na entrada da cuba

na planta, logo, a falta considerada nesta dissertação representa esta situação. Falhas do tipo permanente não serão consideradas nas simulações, as quais espera-se uma atuação eficaz do sistema de proteção sobre elas.

Através do desenvolvimento de controladores robustos (Bhattacharyya, 2017) com os polinômios de Kharitonov (Kharitonov, 1978) são desenvolvidas duas diferentes sintonias de controladores PI (Rocha et al., 2017) nas formas clássica por cancelamento de pólos e robusta (Aström, et al. 1995 e Ogata, 1998). Com o objetivo de validar as respostas apresentadas pelo sistema de alta tensão em fornos de lingotes de alumínio representado em (Sood, 2004) são feitas análises comparativas ao longo da presente dissertação entre os controladores projetados e o desenvolvido em (Sood, 2004), este sistema é utilizado para o desenvolvimento desta dissertação.

Além disso, são realizadas análises do ângulo de disparo α do sistema e das tensões de linha V_{abc} e I_{abc} do lado CA, onde é verificado o que ocorre com a ação do filtro passivo (Barra et al., 2017) desenvolvido para mitigar os harmônicos de maior energia que são o de 5ª e 7ª ordem neste sistema e o que está acontecendo com ambas durante a aplicação da falta do tipo curto-circuito. A análise da ressonância e de curtos-circuitos assimétricos não serão considerados nesta dissertação, apesar de serem importantes análises em sistemas elétricos de potência devido ao lado CA do circuito ser uma versão simplificada do circuito completo.

Para atingir estas metas é desenvolvido um algoritmo interativo em Matlab visando automatizar o cálculo do controlador robusto desenvolvido pelo operador da fábrica, onde o mesmo pode definir seus controladores através da margem de fase e de ganho desejado, de acordo com os valores intervalares obtidos a partir da linearização do sistema. O controle da corrente faz com que se mantenha uma operação segura e confiável, reduzindo a ocorrência de perdas econômicas, acidentes ou paradas na produção. O modelo da planta industrial é implementado em Simulink.

Dessa forma, destaca-se a necessidade do estudo e monitoramento dos sistemas de fornos de lingotes de alumínio por serem plantas industriais de grande importância econômica, de modo a detectar possíveis ocorrências de faltas no sistema elétrico, ainda em um estágio incipiente, para que sejam realizadas as manutenções preventivas em tempo hábil, evitando a ocorrência de falhas destrutivas.

Para a realização de tais estudos, é necessário o conhecimento do comportamento físico da planta, no caso a ação do retificador, de modo a obter um modelo matemático capaz de prever o comportamento deste dispositivo sob diversas condições operacionais. Para isso, foi realizada a linearização em torno do ponto de operação e utilizadas as técnicas de modelagem de controle por cancelamento de pólos e de controlador robusto paramétrico do tipo intervalar.

1.2. Estado da Arte

Hoje em dia, diversas aplicações de controle robusto em sistemas elétricos de potência vêm sendo abordadas na literatura acadêmica, sobretudo em microrredes. Em (Bevrani, et al. 2016) são desenvolvidas técnicas de controle robusto H_∞ em sistemas ilhados de microrredes. Em (Sadabadi, et al. 2018) é realizado um estudo de controle robusto de tensão em microrredes CC.

Em (Fathi et al. 2018) é realizada uma metodologia de controle robusto H_∞ em geradores síncronos. Em (Sood, 2004) são estudadas técnicas de controle PI clássicas para recuperar faltas em sistemas de alta tensão durante o pós-falta em redes elétricas industriais. Em (Grman et al., 2004) é feito um estudo utilizando funções de transferências extremas para o desenvolvimento de controladores robustos. Em (Ho, et al. 1995) é realizado um estudo de sintonias de controladores PID baseados em margem de fase e margem de ganho.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é desenvolver estratégias de controle aplicadas a um retificador para recuperação da corrente I_d após a ocorrência de faltas do tipo curto-circuito e tornar a operação da planta mais segura, reduzindo o risco de avarias e perdas no sistema elétrico.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Analisar o comportamento da corrente do retificador sob condições de faltas.
- Controlar a corrente do retificador de modo a recuperar a falta e rapidamente retornar ao seu ponto de operação

- Analisar os comportamentos das tensões V_{abc} e correntes I_{abc} sob as condições de falta.
- Analisar o comportamento do ângulo α no retificador.
- Propor uma solução mais robusta e confiável de modo a obter uma operação mais segura no ambiente industrial, mesmo sob condições de variações nos pontos operacionais.

1.4. Motivações e Justificativas

O autor do trabalho busca uma alternativa para a solução de um problema relevante e que afeta as indústrias que trabalham na produção de alumínio. A presente dissertação busca propor soluções de desenvolvimento de controladores para a redução de perdas na produção devido a faltas do tipo curto-circuito no ambiente industrial.

Estas faltas podem surgir devido às variações não-lineares que os fenômenos transitórios na rede podem ter, dentre elas as descargas espaciais que afetam a qualidade da distribuição de energia elétrica nas indústrias, a queda de árvores na rede elétrica HVDC ou operação inadequada de equipamentos por parte dos operadores. Tais fenômenos podem gerar faltas no sistema industrial de forma a afetar a qualidade da produção. Além disso, é proposto um programa para o cálculo de controladores mais eficientes, de modo que estes atuem mesmo diante da variação das condições operacionais.

Essa estratégia tem o objetivo de recuperar a corrente I_d após à falta aplicada na saída do retificador de modo a obter um controlador capaz de recuperar a avaria rapidamente dentro do intervalo de 0,5 s determinado como caso ideal para a recuperação da falta pelo ONS.

Além disso, a necessidade cada vez maior de automatizar os sistemas industriais na evolução da Indústria 4.0 para a obtenção de soluções mais rápidas, eficientes e seguras na operação do tratamento industrial de alumínio, motiva o presente trabalho a apresentar uma proposta de desenvolvimento de algoritmos visando a construção de um programa em Matlab com o objetivo de automatizar a escolha dos controladores robustos, permitindo-se calculá-los com margens de ganho e de fase definidas pelo usuário.

Devido haver poucas soluções do tipo no ambiente industrial, sobretudo com controladores robustos aplicados em retificadores trifásicos em sistemas de alta tensão, esta dissertação se torna um desafio no sentido em que propõem inovações que aumentem a

eficiência da produção e facilitem a operação dos controladores de maneira mais simplificada, a fim de obter uma operação mais segura, mesmo sob condições de variações no ponto operacional, as quais podem ocorrer por faltas do tipo curto-circuito por exemplo, dentre outras.

As características provocadas pelas incertezas paramétricas em sistemas de alta tensão é algo que vem sendo estudado na literatura de forma profunda, tal como em (Lessa, 2013). Nesse contexto, estratégias de controle robusto, adaptativo, robusta-adaptativa e fuzzy têm sido estudadas como alternativa para esses sistemas de potência. As técnicas de Kharitonov vêm ganhando a atenção da academia desde o fim da década de 70, pois propõe um teorema de estabilidade. Em (Bhattacharyya, 2009) é demonstrada a aplicabilidade das técnicas para funções de transferências com incertezas paramétricas.

As contribuições que os controladores robustos e digitais clássicos têm apresentado na literatura são vastas, como a aplicação em VANTs (Pandey et al., 2016), em sistemas de potência (Nogueira, 2012) e nos processos de amortecimento de oscilações eletromecânicas industriais (Barra, 2016).

Os controladores desenvolvidos aqui satisfazem as necessidades industriais de controle no retificador proposto no modelo Cigrée Benchmark (Sood, 2004), sendo que o controlador robusto garante a estabilidade proposta pelo teorema de Kharitonov.

1.5. Divisão do Trabalho

Neste capítulo é apresentada uma visão geral a respeito do assunto, que continuará a ser descrita nos próximos capítulos, sendo que no capítulo 2 é realizado uma abordagem sobre a modelagem da planta industrial Cigrée Benchmark, similar à planta de um forno de lingotes de alumínio. Neste caso são apresentados os detalhes a respeito da modelagem do sistema de alta tensão. O capítulo 3 trata das técnicas de controle que são apresentadas nesta dissertação, dos métodos utilizados de cancelamento de pólos e robusto paramétrico do tipo intervalar, além das melhorias propostas e do programa desenvolvido. O capítulo 4 apresenta a análise dos resultados obtidos na planta industrial, mostrando os benefícios que podem ser observados sob a condição de curto-circuito nas tensões e correntes durante a operação dos fornos a partir do desenvolvimento dos controladores. O capítulo 5 apresenta a conclusão e por fim as propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2 – Modelagem do Sistema de Fornos de Lingotes de Alumínio

2.1. Introdução

O processo de produção de alumínio necessita de um adequado ajuste nas tensões e correntes dos fornos dos lingotes de alumínio, pois trabalha com altas pressões e temperaturas elevadas. A produção de alumínio consiste na extração da bauxita, a qual em seu estado bruto, necessita que sejam retiradas as impurezas no processo produtivo. A bauxita chegando na fábrica é moída e misturada com soda cáustica para a produção de uma pasta. Em (Guinalz, 2007) é mostrado que esta pasta posteriormente é misturada novamente com soda cáustica resultando em uma solução a qual é submetida aos processos de filtragem e sedimentação até que as impurezas sejam retiradas.

A partir da limpeza, pode-se extrair a alumina, onde através do processo de redução eletrolítica da alumina pode-se produzir o alumínio primário, utilizando fornos revestidos de carbono, processo denominado de Hall-Héroult. Este processo é realizado a partir de duas áreas específicas: formação do anodo e fundição. Na formação do anodo, o objetivo principal é produzir um forno de anodos pré-cozidos, enquanto que no processo de fundição, o alumínio é retirado da cuba (processo eletrolítico) em estado líquido e mantido nesse estado térmico em um forno, até ser derramado em máquinas de lingote e resfriado para obtenção do lingote de alumínio, também conhecido como lingote T (HYDRO, 2018). A Figura 2.1 ilustra o forno para a fundição de lingotes de alumínio.

As ligas de alumínio possuem um formato longo e secção constante, sendo produzidas por uma série de processos industriais, dentre eles a laminagem, extrusão, estampagem e forjamento. Os processos são conceituados como:

- A laminagem é um processo que se baseia na alteração da forma do produto por deformação da massa, que consiste no material metálico passar por dois cilindros, os quais rodam em sentido oposto entre si com a mesma velocidade e possuem uma distância inferior à espessura do material que será deformado.
- A extrusão é o processo de conformação mecânica, responsável por atribuir determinadas formas à estrutura metálica.

Fig. 2.1 – Forno para a fundição de lingotes de alumínio.



Fonte: DJ Fornos Industriais.

- A estampagem é o processo de conformação das chapas metálicas, normalmente realizada a frio sendo responsável por atribuir uma nova forma plana ou oca nas chapas.
- O forjamento é o processo no qual se adquire uma estrutura por martelamento ou aplicações gradativas de pressão, sendo normalmente uma operação realizada a quente.

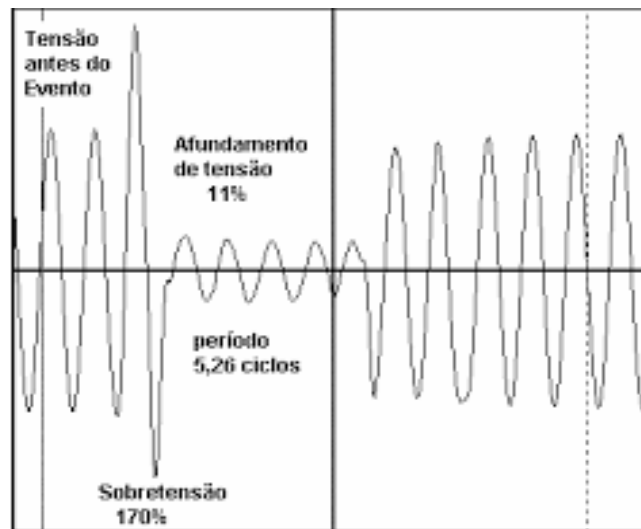
2.2 Problemas de corrente e tensão em Cadinhos de Alumínio

São diversos os problemas que podem afetar a produção de alumínio, ocasionados por faltas ou falhas na distribuição de energia elétrica e que resultam na parada da produção e em perdas econômicas para as empresas. Os sistemas elétricos de potência apresentam não-linearidades e são submetidas a diversos fenômenos transitórios, dentre eles sobretensão, afundamento de tensão e sobrecorrente, fazendo-se necessário um controle eficiente, a fim de se reduzir as perdas. A Figura 2.2 ilustra um exemplo de como esses problemas de sobretensão e afundamento de tensão influenciam na dinâmica da rede elétrica.

A sobretensão em redes elétricas pode ocorrer quando uma falta eleva o valor nominal da tensão no sistema. Descargas elétricas provocadas por raios, processos de comutação e tensões parasitas podem ser possíveis causas de sobretensão. Os afundamentos de tensão podem

ocorrer tanto como de origem interna quanto externa em relação a planta industrial. Um dos fatores externos responsáveis pelo afundamento pode ser, por exemplo, um curto circuito fase-terra na distribuição da concessionária de energia elétrica, enquanto que as razões internas podem ser resultantes da partida de grandes motores que consomem muita energia reativa da rede.

Fig. 2.2 – Problemas causados em redes elétricas devido a afundamento de tensão e sobretensão.



Fonte: (Valle et al. 2003)

De acordo com (HYDRO, 2018), o faturamento da empresa no ano de 2017 foi reduzido devido as sucessivas faltas que ocorreram na corrente dos fornos, tendo a corrente sofrido uma redução em 2 kA no mês de Fevereiro nas linha 2 e 4 da empresa. Um novo problema ocorreu na linha 4 em função do desligamento de um dos retificadores da subestação entre os meses de Julho a Outubro e por fim durante o mês de Dezembro houve um curto-circuito na geração de energia elétrica da usina hidrelétrica de Tucuruí levando a falha em outros dois retificadores da subestação, com a redução da amperagem nas linhas 3 e 4.

As recomendações sobre os procedimentos de rede que são aplicados pela legislação brasileira seguem o submódulo 2.2 do ONS que determina os requisitos mínimos para as instalações elétricas de redes básicas, enquanto que na rede de distribuição é utilizada a regulamentação da ANEEL, a qual segue o módulo 8, sobre qualidade da energia elétrica do PRODIST. As Tabelas 1 proveniente da ANEEL e 2 originária do IEEE classificam os problemas de qualidade de energia elétrica.

Tabela 1 - Classificação das VTCD, conforme a ANEEL

Classificação	Denominação	Duração do Evento	Amplitude de Tensão (Valor Eficaz) em relação a tensão de referência
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a 3 s	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a 1 ciclo e inferior ou igual a 3 s	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a 1 ciclo e inferior ou igual a 3 s	Superior a 1,1 pu
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a 3 s e inferior ou igual a 1 min	Inferior a 0,1 pu
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a 3 s e inferior ou igual a 1 min	Superior ou igual a 0,1 pu e inferior a 0,9 pu
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a 3 s e inferior ou igual 1 min	Superior a 1,1 pu

Fonte: ANEEL, 2018.

Tabela 2 – Classificação dos fenômenos transitórios, conforme o IEEE – Std 1159

Classificação	Denominação	Duração do Evento	Amplitude de Tensão (Valor Eficaz) em relação a tensão de referência
Variações de curta duração (Short Duration Variations)	Afundamento Instantâneo (Instantaneous sag)	0,5 a 30 ciclos	0,1 a 0,9 pu
	Elevação Instantânea (Instantaneous swell)	0,5 a 30 ciclos	1,1 a 1,8 pu
	Interrupção Momentânea (Momentary Interruption)	0,5 ciclo a 3 s	Menor que 0,1 pu
	Afundamento Momentâneo (Momentary sag)	30 ciclos a 3 s	0,1 a 0,9 pu
	Elevação Momentânea (Momentary swell)	30 ciclos a 3 s	1,1 a 1,4 pu
	Interrupção Temporária (Temporary Interruption)	3 s a 1 min	Menor que 0,1 pu
	Afundamento Temporário (Temporary sag)	3 s a 1 min	0,1 a 0,9 pu
	Elevação Temporária (Temporary swell)	3 s a 1 min	1,1 a 1,2 pu
Variações de Longa Duração (Long Duration Variations)	Interrupção Sustentada (Interruption Sustained)	Menor que 1min	0 pu
	Subtensão (Undervoltage)	Menor que 1min	0,1 a 0,9 pu
	Sobretensão (Overvoltage)	Menor que 1min	1,1 a 1,2 pu

Fonte: IEEE, 2009.

Em sistemas elétricos de grande porte, é comum a situação onde a principal fonte geradora se encontra geograficamente distante da localização das cargas industriais. Atualmente, as tecnologias utilizadas para a transmissão de energia elétrica da fonte remota até a carga industrial são baseadas em: (I) Linhas de Transmissão CA e (II) Linhas de Transmissão CC. As primeiras se caracterizam por serem de custo relativamente menor que a segunda

tecnologia em situações de linhas médias e curtas, uma vez que demandam equipamentos tecnológicos menos sofisticados para a sua operação.

O segundo tipo de tecnologia, baseado em transmissão CC, é uma opção economicamente competitiva para linhas longas e/ou onde existe a necessidade de interconectar sistemas elétricos operando em diferentes faixas de frequências. Nas linhas de transmissão CA, a potência ativa transmitida depende de forma não-linear da diferença angular entre os fasores tensão nas barras das extremidades da referida linha. Em (Kundur, 1994), no comportamento das linhas CA, operando em regime permanente, predomina a reatância indutiva e a dependência do seno da diferença angular dos fasores tensão das extremidades da linha.

Teoricamente, a transferência de potência está limitada a diferenças angulares inferiores a 90° . As linhas CC por sua vez não dependem da reatância da linha, mas somente da resistência elétrica da mesma. A transferência de potência segue direto da lei de Ohm (Kundur, 1994) e depende somente da diferença de potencial entre as extremidades e da resistência da linha. No entanto, a operação de linhas CC é de complexidade mais elevada em comparação com linhas CA por demandarem conversores de eletrônica de potência nas duas extremidades. Dependendo do sentido do fluxo de potência a ser transmitido, esses conversores podem operar ora como retificador ou ora como inversor. Esta característica de operação demanda uma arquitetura de controle automático sofisticado e coordenado em ambos os conversores.

Além dos custos iniciais elevados dos conversores de eletrônica de potência, a operação baseada em tiristores provoca geração de harmônicos, o que demanda investimento em equipamentos de filtragem, elevando ainda mais o custo. Apesar dos problemas econômicos e tecnológicos de custo e geração de harmônicos em transmissão CC, esta modalidade de transmissão vem se tornando cada vez mais importante devido ao grande avanço que vem ocorrendo nas tecnologias de fabricação de tiristores, tecnologia de controle de conversores, eletrônica digital e comunicação via fibra ótica.

Os problemas relacionados à qualidade da energia elétrica também podem levar ao disparo dos ângulos dos tiristores do processo fora do momento adequado, comprometendo a produção e os equipamentos para a obtenção do alumínio. O modelo utilizado na presente dissertação segue o proposto em Cigreé Benchmark, cujo sistema é alimentado pela rede elétrica, por uma fonte trifásica de 345 kV e o objetivo principal é controlar as tensões e correntes de maneira mais rápida possível em situações de curto-circuito, a fim de reduzir as perdas de produção e conseqüentemente econômicas.

Destaca-se ainda que a robustez na sintonia dos controladores de retificadores se torna essencial, pois apesar de controladores projetados por técnicas clássicas muitas das vezes apresentarem boa performance, mas como há não-linearidades no sistema aqui tratado, torna-se necessária a sintonia dos controladores robustos intervalares, uma vez que estes são projetados para serem eficientes perante as incertezas paramétricas.

2.3 Modelagem do Sistema

A ação dos tiristores apresenta grande importância para a manutenção da estabilidade transitória dos conversores estáticos. Em aplicações de sistemas de alta tensão, tal como no caso estudado, os controladores de oscilações de tensão (VCO) em conjunto com a malha de captura de fase (PLL) são utilizados para gerar os pulsos no retificador que satisfaçam a estabilidade transitória, podendo tornar-se uma solução, mesmo em redes elétricas fracas CA.

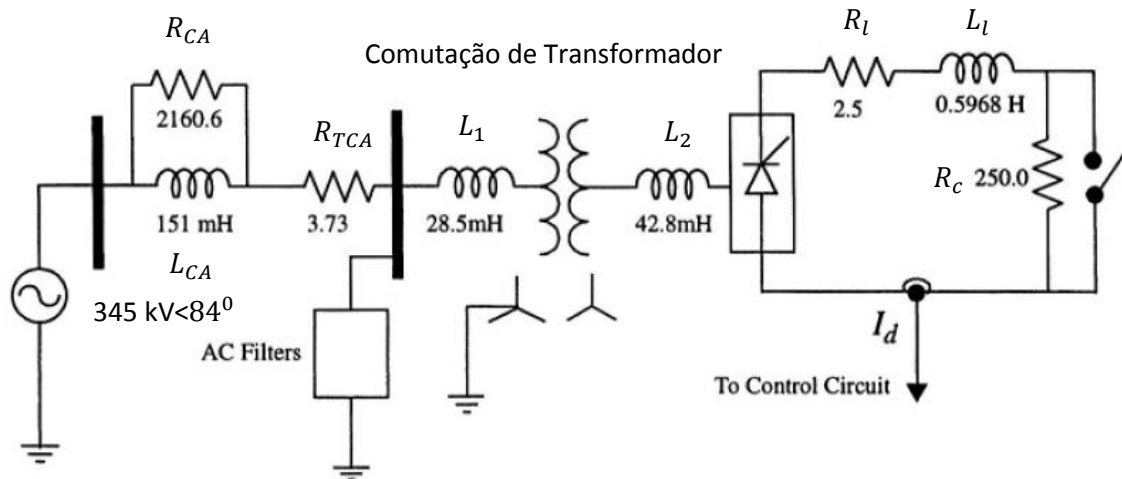
As primeiras aplicações de conversores em sistemas elétricos de potência foram nos sistemas de alta tensão (HVDC), os quais apresentaram forte dependência das fontes de corrente alternada. A partir da década de 60, as interconexões em sistemas de redes fracas CA (Nunes, 2003) foram necessárias devido aos sérios problemas de distorção harmônica. Para a solução deste problema, o elemento chave foi controlar as Unidades de Disparo de Tiristores (GFUs) dos retificadores trifásicos.

A perda de estabilidade transitória no retificador pode ser ocasionada por curto-circuitos em paralelo a carga do sistema, podendo uma falta durar 100 ms ou mais em um sistema de frequência operando a 60 Hz. Nessas condições, poderá ocorrer um bloqueio de proteção na geração dos pulsos de disparos dos tiristores produzidos nas GFUs, o que, por sua vez pode provocar o funcionamento inadequado do retificador. O emprego de um controlador automático adequadamente sintonizado pode contribuir para a rápida restauração nos níveis de tensão e corrente, reduzindo riscos de instabilidade ou parada não programada.

A Figura 2.3, ilustra a planta do sistema de cadinho de alumínio do Cigré Benchmark. O sistema CA opera em 345 kV e possui uma razão de curto-circuito (SCR) de 2,5 pu e um ângulo de fase de 84° . O sistema CC opera suprindo uma potência de $P_d = 1000$ MW, a uma tensão contínua $V_d = 500$ kV, e corrente $I_d = 1000$ A, a uma carga CC de resistência $R_c = 250 \Omega$. Os dados do transformador são 2x598 MVA, impedância de 18 %, razão de espiras de

0,612 e o nível de saturação do núcleo do transformador é de 1,2 pu. O reator possui uma resistência de $R_l = 2,5 \Omega$ e indutância $L_l = 596,8 \text{ mH}$.

Fig. 2.3 – Esquema elétrico da planta de cadinho de alumínio.



Fonte: Sood, 2004.

2.4 Distorção Harmônica na Rede

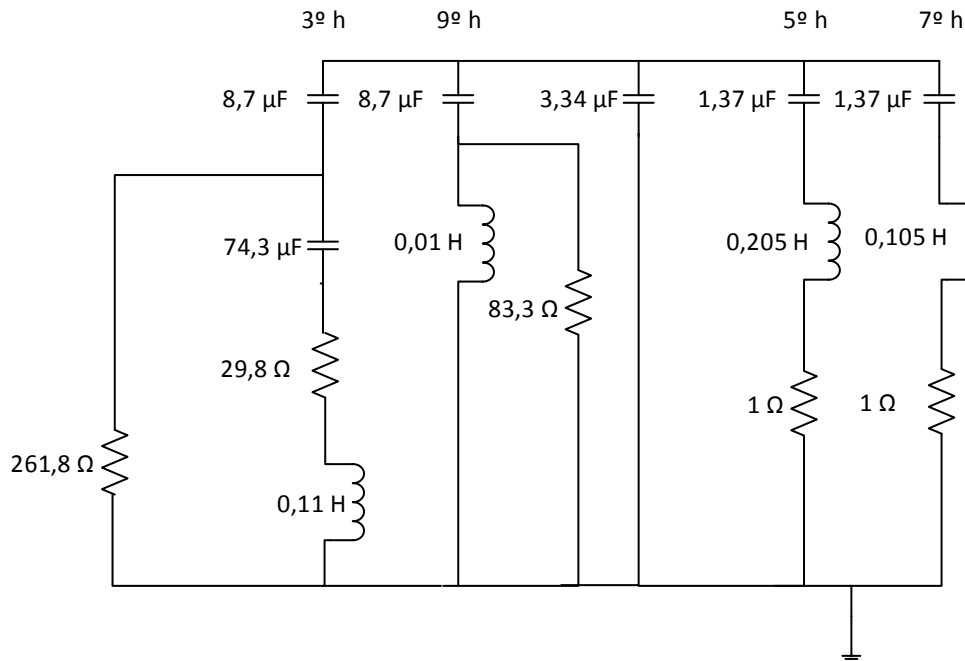
A influência das cargas não lineares nos sistemas de alta tensão, provocam a presença de distorções harmônicas nas tensões e correntes devido às variações irregulares que ocorrem na rede, tanto por cargas indutivas, quanto capacitivas. No sistema em estudo neste trabalho, essas distorções ocorrem no lado CA, tornando-se necessária a implementação de filtros para o modelo de forno de lingotes de alumínio.

Em um sistema de redes fracas em corrente alternada é comum a ocorrência de distorções harmônicas (Nunes, 2003), porém em sistemas de alta tensão o objetivo principal é prover uma saída limpa para favorecer a sincronização proposta na sintonia de tensões e correntes durante a operação da produção. As harmônicas que costumam aparecer na comutação de tensões são as harmônicas características (5^a, 7^a, 11^a, 13^a, etc.), ressaltando-se que, quanto menor a ordem da harmônica, maior a sua intensidade espectral, tornando necessário o emprego de filtros ativos e/ou passivos para a mitigação dos harmônicos de maior influência.

A Figura 2.4 ilustra o esquema do filtro passivo utilizado para este sistema, desenvolvido com base em testes preliminares, observa-se que os harmônicos de 5^a e 7^a ordem são os

harmônicos de maior energia para este caso. O filtro passivo projetado é uma adaptação do utilizado em (Sood, 2004), considerando uma aplicação utilizando uma frequência de 60 Hz.

Fig. 2.4 – Filtro Passivo modelado para o sistema.

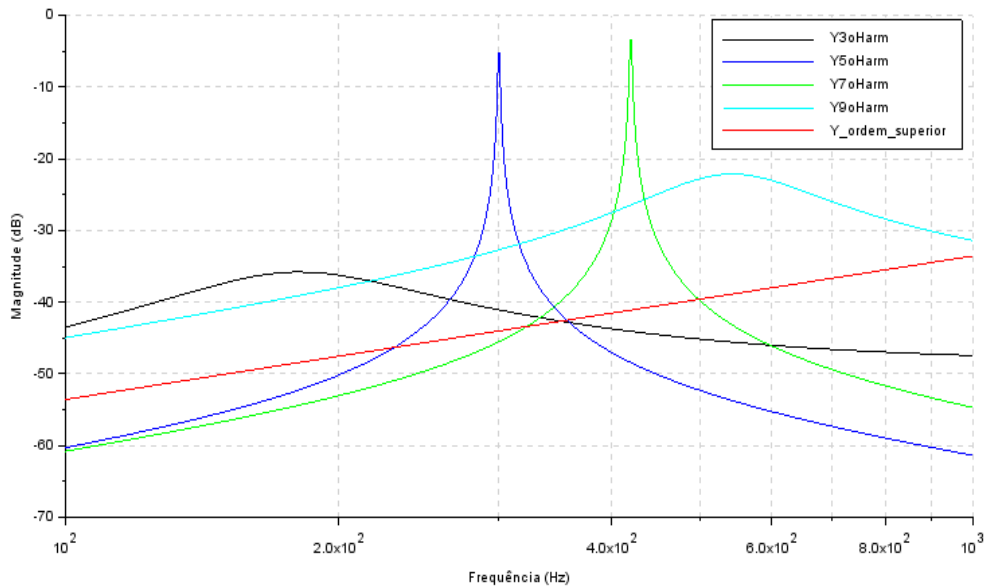


Fonte: Autor

Na presente dissertação, aplica-se uma série de testes de distorção harmônica, a fim de verificar o comportamento adequado das tensões V_{abc} e das correntes I_{abc} no sistema, estas análises referem-se aos casos com e sem o filtro passivo, que é desenvolvido conforme a Figura 2.4, os resultados são descritos no Capítulo 4 da presente dissertação.

Na Figura 2.5 é apresentado o diagrama da magnitude da admitância de cada ramo do filtro de harmônicos. Esses ramos são projetados para filtrar respectivamente, os harmônicos de 3^a, 5^a, 7^a e 9^a ordens presentes na corrente. Um ramo composto de um capacitor de $3,34 \mu\text{F}$ é utilizado para filtragem de harmônicos superior a 9^a ordem. Conforme pode ser observado, os picos das admitâncias ocorrem nos valores das frequências de harmônicos em que se deseja filtrar, a saber: 180 Hz (3^o harmônico), 300 Hz (5^o harmônico), 420 Hz (7^o harmônico) e 540 Hz (9^o harmônico). As respectivas funções de transferências para cada ramo do filtro de harmônicos são apresentadas no Apêndice, Tabela 8.

Figura 2.5 – Ordem das harmônicas do filtro passivo projetado.



Fonte: Autor.

2.5 Modelagem da Ponte Retificadora

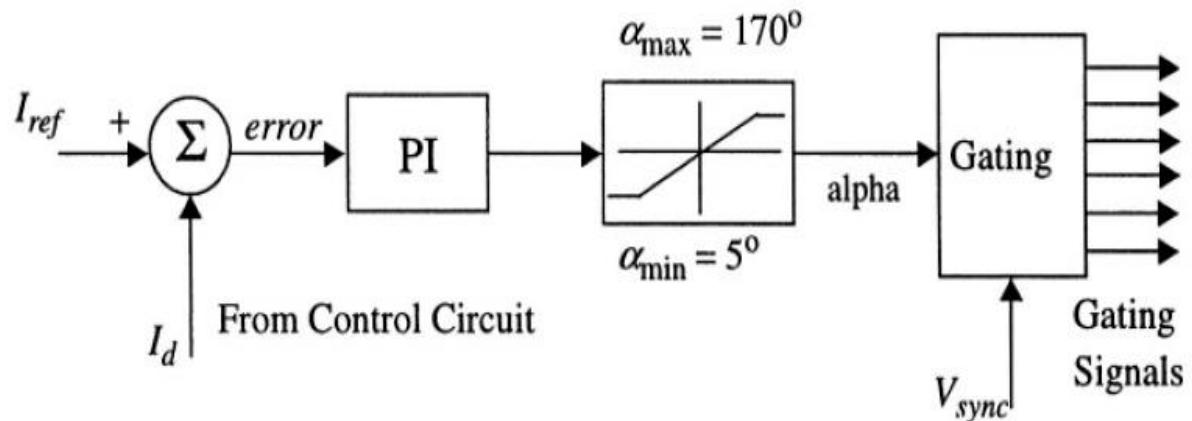
Os avanços das tecnologias em sistemas elétricos de potência tornaram os sistemas cada vez mais complexos. As cargas foram se distanciando da geração, tornando-se necessário o desenvolvimento de um controle automático de tensão ou corrente com o objetivo de reduzir a presença de perturbações nos sistemas de alta tensão, provocadas por diversos problemas, dentre eles o curto-circuito. Uma rápida resposta do sistema a ocorrência de faltas torna-se obrigatória para que exista um menor risco de perda da estabilidade.

A meta a ser atingida com a evolução da eletrônica de potência é reduzir o tempo de resposta dos reguladores PID, sobretudo em casos de ocorrência do curto-circuito. Tal inovação foi possível a partir da década de 60 com a construção de retificadores que podem ser controlados a partir do ângulo de disparo dos tiristores na ponte retificadora. No sistema estudado, para o ajuste do controlador do retificador, torna-se necessária a linearização da planta em torno de um ponto de operação. A Figura 2.6 apresenta a malha de controle no caso estudado.

Com esta configuração, pode-se aproveitar mais as potências ativas e reativas transmitidas pela linha, além de propiciar a redução no número de interrupções que resultem

em parada na produção, resultando desta forma, em uma qualidade maior no serviço de atendimento à indústria. Com o advento das pontes retificadoras controladas, grandes vantagens econômicas vieram para as empresas, devido ao reduzido tempo de resposta destas pontes, baixo custo, alta robustez e facilidade de realizar a manutenção nos equipamentos.

Fig. 2.6 – Dinâmica do controlador PI do sistema de cadinho.



Fonte: Sood, 2004.

O controlador PI relaciona o erro resultante entre a corrente I_d do circuito e a corrente de referência I_{ref} desejada no lado de corrente contínua (CC). O erro responsável pela realimentação do controlador PI é limitado entre um α_{min} de 5° e um α_{max} de 170° , esses valores de máximos e mínimos estão relacionados à corrente de manutenção nos tiristores e para assegurar que o conversor opere sempre como retificador, evitando que o mesmo opere acidentalmente como inversor em caso de faltas no sistema.

A linearização para o cálculo se baseia na equação 2.1, conforme (Kundur, 1994) e segue a teoria das pontes retificadoras controladas. O método mostra que para um retificador a tiristor de 6 pulsos tem-se a seguinte equação:

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{E_{LL}} = 1,35E_{LL} \quad (2.1)$$

Onde E_{LL} é a tensão eficaz entre as fases do transformador. Com o incremento do ângulo de disparo α e a queda de tensão provocada pelas correntes entre os tiristores, a tensão aplicada no enrolamento de campo segue a equação 2.2:

$$V_d = V_{d0} \cos(\alpha) \quad (2.2)$$

A linearização utilizada para o controle de corrente e tensão nos fornos de lingotes de alumínio leva em consideração a região de ponto de operação em torno da carga R_c , conforme é apresentada na Figura 2.3, logo a linearização segue conforme a equação 2.3 levando em consideração a lei de Kirchoff das tensões, onde:

$$V_d = R_l I_d + L \frac{dI_d}{dt} + R_c I_d \quad (2.3)$$

Em que R_l é a resistência da linha, I_d a corrente em torno da carga CC, L_l é a indutância da linha e R_c é a resistência da carga do lado CC. A linearização a partir do ponto de operação se segue nas equações (2.4-2.15), considerando os desvios em torno da corrente I_d e da tensão V_d .

$$\Delta V_d = R_l \Delta I_d + S L_l \Delta I_d + R_c \Delta I_d \quad (2.4)$$

Colocando-se em evidência o desvio ΔI_d tem-se:

$$\Delta V_d = [(R_l + R_c) + S L_l] \Delta I_d \quad (2.5)$$

Logo o desvio ΔI_d resultará em:

$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_d}{(R_l + R_c) + S L_l} \quad (2.6)$$

Utilizando-se da equação (2.2) tem-se que:

$$\Delta V_d = V_{d0} \Delta[\cos(\alpha)] \quad (2.7)$$

Onde α é o ângulo de disparo do tiristor.

$$\Delta[\cos(\alpha)]_{\alpha_0} = \left. \frac{\partial[\cos(\alpha)]}{\partial \alpha} \right|_{\alpha_0} \Delta \alpha \quad (2.8)$$

E α_0 é o ângulo de disparo inicial do tiristor.

$$\left. \frac{\partial[\cos(\alpha)]}{\partial \alpha} \right|_{\alpha_0} = -\text{sen}(\alpha^0) \quad (2.9)$$

Então:

$$\Delta V_d = -V_{d0} \text{sen}(\alpha^0) \Delta \alpha \quad (2.10)$$

$$\Delta I_d = \frac{[-V_{d0} \text{sen}(\alpha^0)] \Delta \alpha}{(R_l + R_c) + S L_l} \quad (2.11)$$

$$\Delta I_d = \frac{\left(\frac{-V_{d0} \text{sen}(\alpha^0)}{R_l + R_c}\right) \Delta \alpha}{1 + \frac{S L_l}{R_l + R_c}} \quad (2.12)$$

Pelo desvio ΔI_d é possível perceber que se trata de uma função de transferência de primeira ordem na forma:

$$\frac{\Delta I_d}{\Delta \alpha} = \frac{G_0}{1 + \tau_0 S} \quad (2.13)$$

Portanto a linearização proporcionará um ganho G_0 e uma constante de tempo τ_0 que podem ser escritas conforme as equações (2.14) e (2.15):

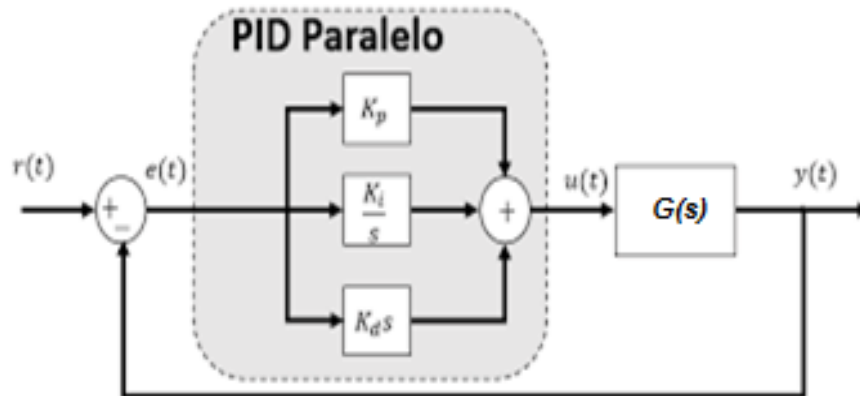
$$G_0 = \frac{V_{d0} \text{sen}(\alpha^0)}{R_l + R_c} \quad (2.14)$$

$$\tau_0 = \frac{L_l}{R_l + R_c} \quad (2.15)$$

A partir da linearização, são calculados o modelo do controlador robusto paramétrico do tipo intervalar e de um controlador por cancelamento de polos clássico. O controlador consistirá em um formato PID paralelo, conforme a Figura 2.7. O controlador leva em consideração a resposta da corrente I_d e das tensões de linha V_{abc} , elementos esses utilizados como variáveis de entrada do controlador e isso produz um ângulo de disparo α . Os limites estabelecidos entre o α_{\min} e α_{\max} são determinantes e fundamentais para o sistema, pois impede que a corrente I_d alcance um resultado excessivo de sobreexcitação causando o aquecimento dos equipamentos.

A utilização da técnica de cancelamento de pólos e zeros é um método bastante eficaz e utilizado no ambiente industrial devido ao cancelamento dos pólos dominantes da planta em malha fechada, onde são cancelados $s + \frac{K_I}{K_p}$ e $s + \frac{1}{\tau_0}$, como verificado nas equações 2.18 à 2.20, utilizadas com o objetivo de projetar um controlador que responda com mais eficiência à condição de falta.

Fig. 2.7 – Formato de PID paralelo.



Fonte: Autor.

A equação 2.16 ilustra a fórmula do controlador PID paralelo utilizado para o controle do disparo dos tiristores, onde K_D é o ganho derivativo, K_p o ganho proporcional e K_i o ganho integral da planta:

$$G_c(s) = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (2.16)$$

Para a implementação do controlador clássico fez-se uso da técnica de resposta ao degrau, onde pode-se aproximar o modelo da planta com um comportamento de uma planta de 1ª ordem, conforme visto na equação 2.17:

$$G(s) = \frac{G_0}{\tau_0 s + 1} \quad (2.17)$$

Pela técnica de cancelamento de pólos e considerando como desligada a parte derivativa do PID, tem-se um controlador PI na forma, como a seguir:

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (2.18)$$

$$G_c(s) = K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \quad (2.19)$$

A partir deste ponto, pode-se realizar o cancelamento de pólos, conforme demonstra a equação 2.20:

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{s + \frac{K_I}{K_p}}{s} \right) \left(\frac{\frac{G_0}{\tau_0}}{s + \frac{1}{\tau_0}} \right)}{1 + K_p \left(\frac{s + \frac{K_I}{K_p}}{s} \right) \left(\frac{\frac{G_0}{\tau_0}}{s + \frac{1}{\tau_0}} \right)} \quad (2.20)$$

Da equação 2.20, obtém-se:

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right) \frac{1}{s}}{1 + K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right) \frac{1}{s}} \quad (2.21)$$

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right)}{s + K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right)} \quad (2.22)$$

$$H(s) = \frac{1}{\frac{\tau_0}{K_p G_0} s + 1} \quad (2.23)$$

Com base nas equações do controlador por cancelamento de pólos em malha fechada, o ganho proporcional K_p e o integral K_I são encontrados conforme as fórmulas das equações 2.24, 2.25 e 2.26:

$$\tau_{mf} = \frac{\tau_0}{K_p G_0} \quad (2.24)$$

$$K_p = \frac{\tau_0}{G_0 \tau_{mf}} \quad (2.25)$$

$$K_I = \frac{K_p}{\tau_0} \quad (2.26)$$

2.6 Conclusões do Capítulo

Este capítulo fez uma análise do sistema estudado na presente dissertação que corresponde a uma planta de cadinho de alumínio. Foram descritos os testes de distorção harmônica adotados e os problemas que são ocasionados devido a ocorrência de faltas no sistema, além do projeto dos controladores a partir da técnica de cancelamento de pólos e da linearização do sistema. Foi detalhado o funcionamento do filtro passivo de harmônicos, bem como o funcionamento do sistema de teste, foram calculadas as admitâncias do filtro para a filtragem das harmônicas de 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordem. O filtro de harmônicos está sintonizado com ênfase no 5º e 7º harmônico, que costumam a ser dominantes neste tipo de aplicação. (Sood, 2004). O próximo capítulo vai tratar com mais detalhes a respeito da metodologia de controle robusta implementada no presente trabalho.

Capítulo 3 – Desenvolvimento de Controladores por metodologias Robusta Paramétrica e Cancelamento de Pólos

3.1 - Introdução

A necessidade que os sistemas elétricos de potência possuem em relação aos controladores que atuem com ação mais rápida e eficaz, melhorando o desempenho e mitigando as faltas decorrentes de problemas de estabilidade transitória, faz com que métodos alternativos, como os de controle robusto sejam uma solução viável para tal fato. A robustez de um sistema elétrico é definida como a habilidade que este possui de operar entre faixas largas de mudanças ocasionadas pelas não-linearidades da planta.

Os mais diversos desafios na engenharia de controle são apresentados desde o século XIX, com base neste pensamento. Pesquisadores vem desenvolvendo métodos para melhorar a margem de robustez dos controladores, como pode-se verificar no critério de Nyquist (Nyquist, 1932) e na margem de ganho e margem de fase (Bode, 1945). As estratégias de controle desenvolvidas foram implementadas, a partir de aproximações lineares feitas em sistemas dinâmicos não-lineares.

Na presente dissertação, a planta estudada pode sofrer com variações não-lineares devido aos transitórios na rede elétrica, o que pode resultar em variações no ponto de operação da rede, podendo provocar a abertura e fechamento das chaves dos tiristores em momentos inapropriados para a operação destas, conseqüentemente resultando em prejuízos na produção e nos equipamentos industriais.

A fim de minimizar tais transtornos citados anteriormente e garantir robustez na operação, os projetos dos controladores desenvolvidos com metodologia robusta tornam-se essenciais. Um exemplo de aplicação bem relevante na indústria é a teoria de Controlador Robusto Paramétrico (CRP) que vem chamando a atenção da comunidade acadêmica desde a década de 80, após o incremento do teorema proposto por Kharitonov em 1978 (Kharitonov, 1978).

O teorema de Kharitonov é uma ferramenta utilizada quando os parâmetros físicos do sistema não são conhecidos de forma precisa, Kharitonov estabeleceu que a estabilidade de um sistema pode ser determinada através de equações desenvolvidas por ele, que estabelecem uma relação de polinômios intervalares. Esse fato ganhou bastante atenção acadêmica a partir do

trabalho implementado por Bhattacharyya que descobriu como utilizar estes polinômios para a aplicações em funções de transferência.

Em diversos casos, os modelos matemáticos de sistemas apresentam erros que costumam ser desconsiderados, dependendo do tipo de aplicação. Entretanto, para manter uma estabilidade e desempenho seguro, a melhor solução é o desenvolvimento de uma estratégia de controle que respondesse bem nas situações de variações no ponto operacional. A teoria de controle clássica trabalha a partir de modelo matemático capaz de prever a planta, porém desconsiderando outras funções de transferências que seriam relacionadas às incertezas paramétricas desta planta.

A partir deste conceito, existe a necessidade do sistema real alcançar um desempenho que garanta a estabilidade de todas as funções de transferências relacionadas às incertezas paramétricas da planta, sendo as plantas classificadas como estruturadas (incertezas paramétricas) e não estruturadas (incertezas não paramétricas).

Neste capítulo é detalhado o procedimento de controle robusto adotado na presente dissertação sendo apresentado como são calculadas as variações que são adotadas pelo projetista do sistema de controle.

3.2 – Análise de Robustez sob Incertezas Paramétricas

A análise de robustez através de incertezas paramétricas pode ser realizada utilizando-se para tanto o teorema de Kharitonov, que apresenta como se obter uma família de polinômios intervalares tornando esta uma condição simples e eficiente para a obtenção de uma condição de estabilidade robusta. A implementação da técnica de Kharitonov em PIDs e PIs tem sido um procedimento para o sistema estudado nos últimos 20 anos, que vem gerando resultados satisfatórios.

3.2.1 – Teorema de Kharitonov

Os sistemas dinâmicos que possuem um intervalo relacionado às incertezas paramétricas apresentam $X(s)$ polinômios de grau n com coeficientes reais, conforme ilustrado na equação 3.1, a seguir.

$$\delta(s) = \delta_0 + \delta_1 s + \delta_2 s^2 + \delta_3 s^3 + \delta_4 s^4 + \dots + \delta_n s^n \quad (3.1)$$

Tais coeficientes possuem uma faixa larga de variáveis, que podem ser representadas como a seguir:

$$\delta_0 \in [x_0, y_0], \delta_1 \in [x_1, y_1], \dots, \delta_n \in [x_n, y_n] \quad (3.2)$$

Com isso, obtém-se:

$$\underline{\delta} := [\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_n] \quad (3.3)$$

É importante ressaltar a diferença entre os conceitos de estabilidade e estabilidade robusta para o propósito do presente trabalho:

- Estabilidade Robusta: Um sistema é robustamente estável, se e somente se para uma certa família de polinômios $P(s)$ todo $\alpha \in R$. Isto significa que todas as raízes de $P(s)$ estão localizadas de forma restrita no semi-plano esquerdo do plano complexo.
- Estabilidade: Um sistema é estável se um polinômio fixo $P(s)$ apresenta todas as suas raízes estritamente localizadas no semi-plano esquerdo do plano complexo.

Os sistemas com incertezas paramétricas normalmente possuem duas famílias de polinômios $A(s)$ e $B(s)$, conforme ilustra a equação 3.4:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{i=0}^m [b_i^-, b_i^+] s^i}{\sum_{i=0}^n [a_i^-, a_i^+] s^i} \quad (3.4)$$

A identificação do polinômio $\delta(s)$ e seu coeficiente $\underline{\delta}$, conforme ilustram as equações 3.1 e 3.3 respectivamente, estão relacionadas na equação 3.5:

$$\Delta = \{\underline{\delta}: \underline{\delta} \in R^{n+1}, x_i \leq \delta_i \leq y_i, i = 0, 1, \dots, n\} \quad (3.5)$$

Nestes sistemas pode-se assumir que o grau é invariante na família dos polinômios, e portanto $0 \notin [x_n, y_n]$. A equação 3.5 representa uma família de polinômios com incertezas intervalares nos coeficientes. Denomina-se $\delta(s)$ a um elemento particular dessa família, enquanto que $\Delta(s)$ é utilizado para designar a família completa.

Definição 1 (Bhattacharyya, 2017): O teorema de Kharitonov se baseia no fato de que todos os polinômios $X(s)$ apresentam estabilidade robusta se somente se os quatro polinômios extremos da equação 3.6 apresentarem estabilidade robusta.

$$\begin{aligned}
K^1(s) &= x_0 + x_1s + y_2s^2 + y_3s^3 + x_4s^4 + \dots, \\
K^2(s) &= x_0 + y_1s + y_2s^2 + x_3s^3 + x_4s^4 + \dots, \\
K^3(s) &= y_0 + x_1s + x_2s^2 + y_3s^3 + y_4s^4 + \dots, \\
K^4(s) &= y_0 + y_1s + x_2s^2 + x_3s^3 + y_4s^4 + \dots,
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Definição 2 (Bhattacharyya, 2017): Para descobrir os vértices resultantes das plantas, que formam um poliedro, é necessário realizar a combinação de cada um dos quatro polinômios de Kharitonov do numerador ($K_N^1(s), K_N^2(s), K_N^3(s), K_N^4(s)$) com cada um dos quatro polinômios do denominador ($K_D^1(s), K_D^2(s), K_D^3(s), K_D^4(s)$), obtendo-se desta forma as seguintes 16 plantas vértices de Kharitonov, como a seguir:

$$\frac{K_N^1(s)}{K_D^1(s)}, \frac{K_N^2(s)}{K_D^1(s)}, \frac{K_N^3(s)}{K_D^1(s)}, \frac{K_N^4(s)}{K_D^1(s)}$$

$$\frac{K_N^1(s)}{K_D^2(s)}, \frac{K_N^2(s)}{K_D^2(s)}, \frac{K_N^3(s)}{K_D^2(s)}, \frac{K_N^4(s)}{K_D^2(s)}$$

(3.7)

$$\frac{K_N^1(s)}{K_D^3(s)}, \frac{K_N^2(s)}{K_D^3(s)}, \frac{K_N^3(s)}{K_D^3(s)}, \frac{K_N^4(s)}{K_D^3(s)}$$

$$\frac{K_N^1(s)}{K_D^4(s)}, \frac{K_N^2(s)}{K_D^4(s)}, \frac{K_N^3(s)}{K_D^4(s)}, \frac{K_N^4(s)}{K_D^4(s)}$$

Definição 3 (Bhattacharyya, 2017): Os segmentos de Kharitonov do numerador são obtidos a partir das seguintes relações convexas:

$$[K_N^1(s), K_N^2(s)] = \{\lambda K_N^1(s) + (1 - \lambda)K_N^2(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\}$$

$$[K_N^1(s), K_N^3(s)] = \{\lambda K_N^1(s) + (1 - \lambda)K_N^3(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\} \tag{3.8}$$

$$[K_N^2(s), K_N^4(s)] = \{\lambda K_N^2(s) + (1 - \lambda)K_N^4(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\}$$

$$[K_N^3(s), K_N^4(s)] = \{\lambda K_N^3(s) + (1 - \lambda)K_N^4(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\}$$

Definição 4 (Bhattacharyya, 2017): Os segmentos de Kharitonov do denominador são obtidos a partir das seguintes relações convexas:

$$\begin{aligned}
[K_D^1(s), K_D^2(s)] &= \{\lambda K_D^1(s) + (1 - \lambda)K_D^2(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\} \\
[K_D^1(s), K_D^3(s)] &= \{\lambda K_D^1(s) + (1 - \lambda)K_D^3(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\} \\
[K_D^2(s), K_D^4(s)] &= \{\lambda K_D^2(s) + (1 - \lambda)K_D^4(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\} \\
[K_D^3(s), K_D^4(s)] &= \{\lambda K_D^3(s) + (1 - \lambda)K_D^4(s), \text{ tal que } \lambda \in [0,1]\}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Definição 5 (Bhattacharyya, 2017): As arestas “retas” do conjunto extremal de Kharitonov (Dezesseis arestas) são obtidas combinando-se cada um dos quatro segmentos de Kharitonov do numerador com cada um dos quatro polinômios de Kharitonov do denominador:

$$\begin{aligned}
G_1(\lambda, s) &= \frac{[K_N^1(s)K_N^2(s)]}{K_D^1(s)}, G_2(\lambda, s) = \frac{[K_N^1(s)K_N^3(s)]}{K_D^1(s)}, \\
G_3(\lambda, s) &= \frac{[K_N^2(s)K_N^4(s)]}{K_D^1(s)}, G_4(\lambda, s) = \frac{[K_N^3(s)K_N^4(s)]}{K_D^1(s)}, \\
G_5(\lambda, s) &= \frac{[K_N^1(s)K_N^2(s)]}{K_D^2(s)}, G_6(\lambda, s) = \frac{[K_N^1(s)K_N^3(s)]}{K_D^2(s)}, \\
G_7(\lambda, s) &= \frac{[K_N^2(s)K_N^4(s)]}{K_D^2(s)}, G_8(\lambda, s) = \frac{[K_N^3(s)K_N^4(s)]}{K_D^2(s)}, \\
G_9(\lambda, s) &= \frac{[K_N^1(s)K_N^2(s)]}{K_D^3(s)}, G_{10}(\lambda, s) = \frac{[K_N^1(s)K_N^3(s)]}{K_D^3(s)}, \\
G_{11}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^2(s)K_N^4(s)]}{K_D^3(s)}, G_{12}(\lambda, s) = \frac{[K_N^3(s)K_N^4(s)]}{K_D^3(s)}, \\
G_{13}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^1(s)K_N^2(s)]}{K_D^4(s)}, G_{14}(\lambda, s) = \frac{[K_N^1(s)K_N^3(s)]}{K_D^4(s)}, \\
G_{15}(\lambda, s) &= \frac{[K_N^2(s)K_N^4(s)]}{K_D^4(s)}, G_{16}(\lambda, s) = \frac{[K_N^3(s)K_N^4(s)]}{K_D^4(s)},
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Definição 6 (Bhattacharyya, 2017): As arestas “curvas” do conjunto extremal de Kharitonov (Dezesseis arestas) são obtidas combinando-se cada um dos quatro segmentos de Kharitonov do numerador com cada um dos quatro segmentos de Kharitonov do denominador:

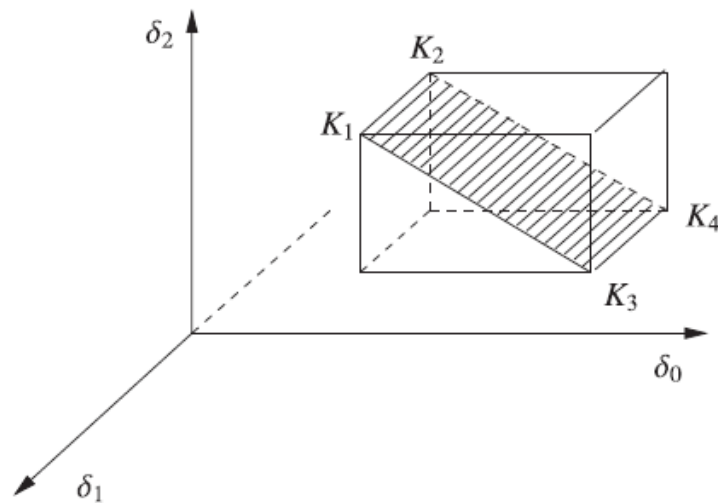
$$\begin{aligned}
G_{17}(\lambda, s) &= \frac{K_N^1(s)}{[K_D^1(s)K_D^2(s)]}, G_{18}(\lambda, s) = \frac{K_N^2(s)}{[K_D^1(s)K_D^2(s)]}, \\
G_{19}(\lambda, s) &= \frac{K_N^3(s)}{[K_D^1(s)K_D^2(s)]}, G_{20}(\lambda, s) = \frac{K_N^4(s)}{[K_D^1(s)K_D^2(s)]}, \\
G_{21}(\lambda, s) &= \frac{K_N^1(s)}{[K_D^1(s)K_D^3(s)]}, G_{22}(\lambda, s) = \frac{K_N^2(s)}{[K_D^1(s)K_D^3(s)]}, \\
G_{23}(\lambda, s) &= \frac{K_N^3(s)}{[K_D^1(s)K_D^3(s)]}, G_{24}(\lambda, s) = \frac{K_N^4(s)}{[K_D^1(s)K_D^3(s)]},
\end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
G_{25}(\lambda, s) &= \frac{K_N^1(s)}{[K_D^2(s)K_D^4(s)]}, G_{26}(\lambda, s) = \frac{K_N^2(s)}{[K_D^2(s)K_D^4(s)]}, \\
G_{27}(\lambda, s) &= \frac{K_N^3(s)}{[K_D^2(s)K_D^4(s)]}, G_{28}(\lambda, s) = \frac{K_N^4(s)}{[K_D^2(s)K_D^4(s)]}, \\
G_{29}(\lambda, s) &= \frac{K_N^1(s)}{K_D^3(s)K_D^4(s)}, G_{30}(\lambda, s) = \frac{K_N^2(s)}{K_D^3(s)K_D^4(s)}, \\
G_{31}(\lambda, s) &= \frac{K_N^3(s)}{K_D^3(s)K_D^4(s)}, G_{32}(\lambda, s) = \frac{K_N^4(s)}{K_D^3(s)K_D^4(s)},
\end{aligned}$$

Observação: As dezesseis arestas “retas” (equação 3.10), juntamente com as dezesseis arestas “curvas” (equação 3.11) formam um conjunto que consiste em um poliedro no espaço de funções de transferências denominado de conjunto extremal. Esse conjunto contém a família $G(s)$.

A Figura 3.1 ilustra os segmentos de Kharitonov. O teorema de Kharitonov apresenta uma peculiaridade interessante, a qual demonstra que na região de estabilidade robusta o coeficiente espacial é não convexo e o teste número quatro torna-se independente de n .

Figura 3.1 – Segmentos de Arestas de Kharitonov.



Fonte: Bhattacharyya, 2017.

Como demonstrado no capítulo 2 da presente dissertação, o sistema de cadinho de alumínio apresenta não-linearidades quanto aos fenômenos transitórios em que é submetido as suas tensões e correntes, a partir disso, o teorema proposto de Kharitonov torna-se de grande utilidade devido às incertezas paramétricas envolvidas na planta e desta forma proporciona um método mais confiável de sintonia de controladores.

As incertezas associadas às tolerâncias das componentes, bem como uma ampla faixa de variação da resistência de carga podem ser adequadamente capturadas na forma de incertezas nos coeficientes da função de transferência da planta para o sistema industrial de processo de alumínio.

No capítulo 2 também foi demonstrado nas equações 2.1 a 2.25, os projetos de linearização da planta em torno do ponto de operação, cujo o objetivo é estabelecer o controle da corrente I_d no processo. As equações 2.14 e 2.15 estabelecem que a planta é aproximada por um sistema de 1ª ordem dependente do ângulo α^0 , assim tem-se:

$$V_d^0 = V_{d0} \cos \alpha^0 \quad (3.12)$$

Como o sistema opera na alta tensão em 345 kV, pode-se concluir que para fins de cálculo da equação 2.1, tem-se para o lado primário do transformador de configuração estrela Y, o valor a seguir:

$$E_{LL}^{(1)} = 345 \text{ kV} \quad (3.13)$$

No lado secundário do transformador tem-se a razão de espiras como 0,612, com isso o transformador do tipo elevador possui a seguinte relação:

$$E_{LL}^{(2)} = \frac{345}{0,612} \quad (3.14)$$

$$E_{LL}^{(2)} = 563,73 \text{ kV} \quad (3.15)$$

Desta forma, para o cálculo de V_{d0} tem-se $E_{LL}^{(2)}$:

$$V_{d0} = 1,35E_{LL}^{(2)} \quad (3.16)$$

$$V_{d0} = 1,35 * 563,73 \quad (3.17)$$

$$V_{d0} = 761,036 \text{ kV} \quad (3.18)$$

Para calcular o valor do ângulo α^0 , foi fornecido que $V_d^0 = 500 \text{ kV}$ (Sood, 2004), então:

$$\cos(\alpha^0) = \frac{V_d^0}{V_{d0}} \quad (3.19)$$

$$\cos(\alpha^0) = \frac{500}{761,036} \quad (3.20)$$

$$\cos(\alpha^0) = 0,657 \quad (3.21)$$

Por fim, o ângulo α^0 será:

$$\alpha^0 = \cos^{-1}(0,657) = 0,854 \text{ rad} \quad (3.22)$$

$$\alpha^0 = 48,93^\circ \quad (3.23)$$

3.3 Projeto de Controlador por Cancelamento de Pólos

No capítulo 2 foi apresentado o cálculo do controlador por cancelamento de pólos. O modelo da planta é assumido como uma função de transferência de 1ª ordem, a qual é obtida por meio de testes de identificação utilizando a técnica de resposta ao degrau (Aguirre, 2007 e Coelho et al, 2015). Para este fim, aplica-se uma variação degrau na referência de comando para o ângulo de disparo dos tiristores do retificador, registrando-se a resposta de saída da corrente CC na carga. Com isso, o seguinte modelo é obtido para representar a planta:

$$G(s) = \frac{G_0}{\tau_0 s + 1} \quad (3.24)$$

Onde os valores obtidos para os parâmetros da planta a partir da estratégia de identificação são $G_0 = -8,5$ e $\tau_0 = 0,0074$ s. O valor negativo para o ganho G_0 é explicado pela característica de que a tensão CC de saída do retificador depende do cosseno do ângulo de disparo, sendo portanto, uma função decrescente no 1º quadrante. Uma função decrescente tem ganho incremental negativo. Em regime permanente, as características da tensão e da corrente são proporcionais. Para este projeto, observando-se que a constante de tempo em malha aberta é de $\tau_0 = 0,0074$ s é portanto definido pelo projetista uma constante de tempo de malha fechada $\tau_{mf} = 0,05$ s com o objetivo de se obter uma resposta mais rápida em malha fechada. O PI por cancelamento de pólos é calculado da seguinte forma:

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.25)$$

$$G_c(s) = K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \quad (3.26)$$

Onde para que o zero cancele o pólo dominante, é realizado o seguinte equacionamento:

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \left(\frac{\frac{G_0}{\tau_0}}{s + \frac{1}{\tau_0}} \right)}{1 + K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \left(\frac{\frac{G_0}{\tau_0}}{s + \frac{1}{\tau_0}} \right)} \quad (3.27)$$

Da equação 3.27, obtém-se:

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right) \frac{1}{s}}{1 + K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right) \frac{1}{s}} \quad (3.28)$$

$$H(s) = \frac{K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right)}{s + K_p \left(\frac{G_0}{\tau_0} \right)} \quad (3.29)$$

$$H(s) = \frac{1}{\frac{\tau_0}{K_p G_0} s + 1} \quad (3.30)$$

Onde K_p é obtido a partir de:

$$\tau_{mf} = \frac{\tau_0}{K_p G_0} \quad (3.31)$$

$$K_p = \frac{\tau_0}{G_0 \tau_{mf}} \quad (3.32)$$

$$K_p = \frac{0,0074}{-8,5 * 0,05} \quad (3.33)$$

$$K_p = -0,0174 \quad (3.34)$$

Para o cálculo de K_i é realizada a seguinte consideração:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{\tau_0} \quad (3.35)$$

Logo:

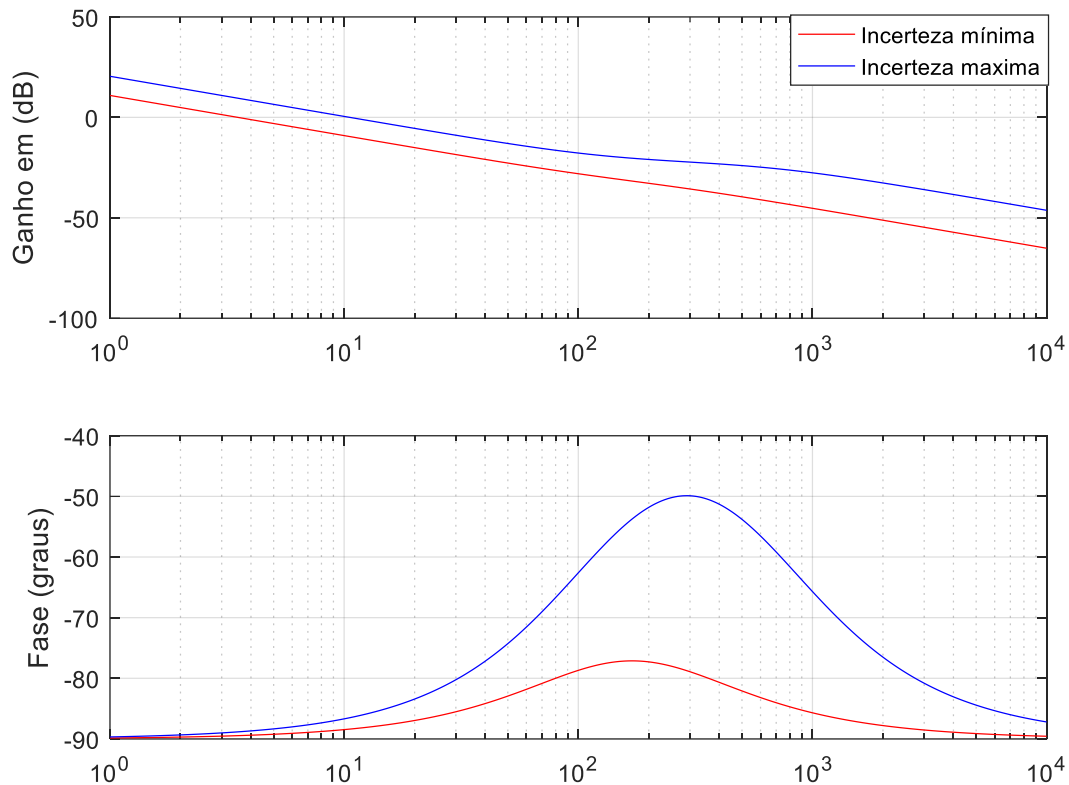
$$K_i = \frac{K_p}{\tau_0} \quad (3.36)$$

$$K_i = -2,3529 \quad (3.37)$$

Após realizar o cálculo dos ganhos K_p e K_i do controlador por cancelamento de pólos, o operador da fábrica responsável pelo tratamento dos lingotes de alumínio poderá inserir os ganhos para o teste de estabilidade no algoritmo desenvolvido. Para este caso de controlador PI projetado, a Figura 3.2 ilustra o comportamento das margens de estabilidade do controlador, considerando as incertezas paramétricas da planta obtidos através do algoritmo *bode_extremal* do programa.

Pode-se observar que no ponto em que o gráfico de ganho cruza 0 dB na linha azul, resulta em uma margem de fase de 92° observando a linha vermelha do gráfico da fase para este controlador projetado. Enquanto que a margem de ganho é infinita, pois o controlador passa em aproximadamente 90° de margem de fase.

Figura 3.2 – Diagrama de Bode do controlador PI por cancelamento de pólos.



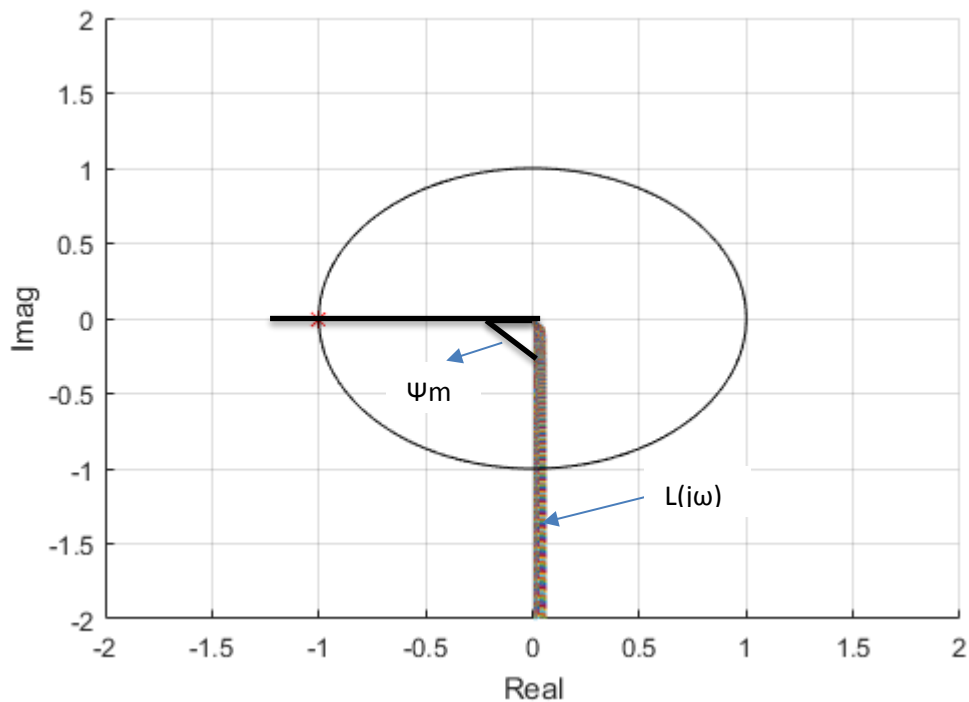
Fonte: Autor.

A Figura 3.3 ilustra, por meio do diagrama de Nyquist, o comportamento do sistema de controle projetado considerando às incertezas paramétricas da planta. O diagrama de Nyquist corresponde ao gráfico polar da resposta em frequência da função de transferência de malha aberta, nominalmente $L(j\omega) = G(j\omega)G_c(j\omega)$, onde $G(j\omega)$ e $G_c(j\omega)$ são respectivamente, as funções de transferência da planta e do controlador PI projetado. Esta curva de $L(j\omega)$ é representada, na Figura 3.3, pela linha mais grossa que acompanha a parte inferior do eixo imaginário.

De fato, esta linha mais grossa constitui-se de um conjunto de *templates* de incertezas, para 1000 pontos de frequência logarithmicamente espaçados na faixa de 1 a 10^4 rad/s. Esses *templates* estão associados às incertezas paramétricas da planta, formando o conjunto extremal com os segmentos de Kharitonov explicado na secção 3.2.1. Por definição, no diagrama de Nyquist a margem de fase é o ângulo formado entre a curva de $L(j\omega)$ com o eixo real negativo, no ponto onde $L(j\omega)$ cruza o círculo unitário (correspondendo à frequência de cruzamento de ganho).

Pode-se observar que a margem de fase (Ψ_m), mesmo levando em conta às incertezas, é da ordem de 90° , considerada como uma excelente margem de fase. Além disso, observa-se que a curva de $L(j\omega)$ tende a convergir para a origem do plano complexo, o que assegura margem de ganho infinita. Pode-se perceber que apesar de ter sido calculado como um controlador por cancelamento de pólos, este sistema apresenta elevada robustez, verificada por uma ampla margem de fase próxima dos 90° . Esse Diagrama de Nyquist foi plotado a partir do algoritmo *nyquist_extremal* desenvolvido na presente dissertação.

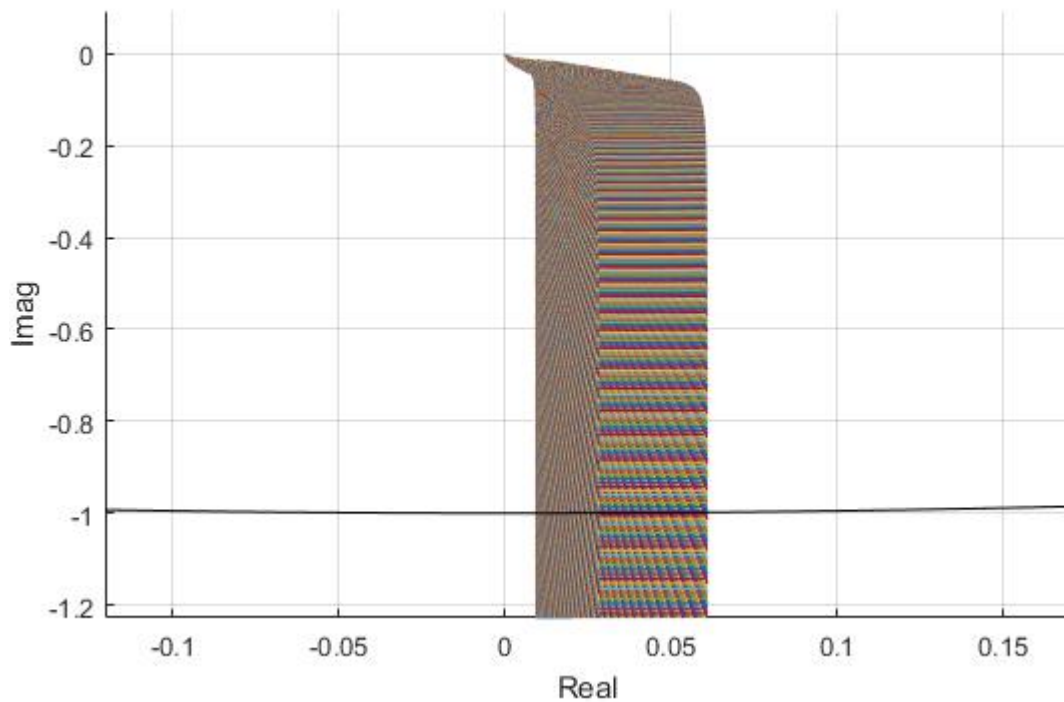
Figura 3.3 – Diagrama de Nyquist do PI por cancelamento de pólos.



Fonte: Autor.

A Figura 3.4 ilustra os segmentos de Kharitonov que foram obtidos no diagrama de Nyquist. Pode-se perceber a formação de um poliedro, conforme mencionado neste capítulo, que percorre às incertezas paramétricas da planta convergindo para a origem do plano complexo, estando na margem entre 0,01 e 0,05 no eixo real, além de percorrer o eixo imaginário negativo. Isto significa uma excelente margem de robustez perante às incertezas paramétricas analisadas no projeto.

Fig. 3.4 – Segmentos do poliedro de Kharitonov para o PI por cancelamento de pólos.



Fonte: Autor.

3.4 Projeto de Controle Robusto

Para o projeto do controlador robusto foi considerada uma incerteza paramétrica em torno de 50 % no valor de resistência de carga R_c , este foi um valor empiricamente escolhido para ilustrar este teste. Em situações reais, o projetista deve usar o conhecimento a priori disponível sobre a possível faixa de variação da resistência de carga R_c durante a operação, uma informação normalmente disponível pelos operadores da planta. A partir disso, pode-se obter o intervalo real para o cálculo do controlador robusto pelo método de Kharitonov, como visto no tópico 3.2. É necessário estabelecer intervalos reais para a planta $G(s)$, na qual pode-se calcular os valores de G_0 e τ_0 . Na equação 2.17 é demonstrado que a planta do sistema de cadinho de alumínio obedece uma aproximação de 1ª ordem (Sood, 2004).

Para realizar o cálculo, parte-se da equação 3.4, relacionada com as equações 2.14, 2.15 e 2.17. Nas equações 2.14 e 2.15 pode-se perceber que o ganho depende do ângulo de disparo α , da tensão V_{d0} e das resistências R_l e R_c , como ilustrou a Figura 2.3. Primeiramente, calcula-se os intervalos da carga R_c , conforme descreve as equações 3.38 à 3.40 a partir de uma relação

cujo o objetivo é estabelecer os valores máximos e mínimos de erro para que então trabalhe-se em torno desse ponto de operação de resistência de carga $R_c = 250 \Omega$. Portanto, para trabalhar em torno de 50 % do ponto de operação da carga, tem-se que:

$$R_c \in [R_c^N - 0,5R_c^N; R_c^N + 0,5R_c^N] \quad (3.38)$$

$$R_c \in [250 - 125; 250 + 125] \quad (3.39)$$

$$R_c \in [125; 375] \Omega \quad (3.40)$$

Dessa forma, é proposto que para trabalhar em torno de uma incerteza paramétrica de 50 % na resistência de carga R_c , o valor mínimo de resistência atribuído para o projeto seria 125Ω e o máximo 375Ω . A partir disso, calcula-se o máximo entre a resistência R_l da linha e a resistência de carga R_c , onde por essa relação tem-se:

$$R_l + R_c \in [2,5 + 125; 2,5 + 375] \quad (3.41)$$

$$R_l + R_c \in [127,5; 377,5] \quad (3.42)$$

Para o cálculo dos máximos e mínimos de G_0 , obtêm-se:

$$\frac{1}{(R_l + R_c)} = \left[\frac{1}{377,5}; \frac{1}{127,5} \right] \quad (3.43)$$

$$\frac{1}{(R_l + R_c)} = [0,0026; 0,0072] \quad (3.44)$$

$$G_0 = \frac{V_{do} \text{sen}(\alpha^0)}{R_l + R_c} \quad (3.45)$$

$$G_0 = -573,7559 * [0,0026; 0,0072] \quad (3.46)$$

$$G_0 = [-4,4752; -1,4918] \quad (3.47)$$

Para o cálculo dos máximos e mínimos de τ_0 , obtêm-se:

$$\tau_0 = \frac{L_d}{R_l + R_c} \quad (3.48)$$

$$\tau_0 = 0,5968 * [0,0025; 0,0072] \quad (3.49)$$

$$\tau_0 = [0,0016; 0,0047] s \quad (3.50)$$

No cálculo para o controlador PI robusto torna-se necessário que o projetista estabeleça alguns objetivos a serem alcançados. Para efeito de comparação com o controlador clássico, as especificações de projeto são similares, portanto fez-se uso de uma margem de fase de 90° e um tempo de subida de 0,05 s por ser o mesmo tempo utilizado na constante de tempo de malha fechada do controlador por cancelamento de pólos.

Através de uma relação empírica entre a margem de cruzamento de ganho (ω_{gc}) e o tempo de subida, obtém-se:

$$\omega_{gc} t_r = 0,9 \quad (3.51)$$

E desta forma,

$$\omega_{gc} = \frac{0,9}{t_r} \quad (3.52)$$

$$\omega_{gc} = 18 \text{ rad/s} \quad (3.53)$$

Em (Fung et al., 1998) demonstra-se que é necessário calcular duas condições específicas para o desenvolvimento do controlador robusto que correspondem as condições de módulo e de fase, as quais podem ser obtidas da seguinte forma:

$$K_p^2 + \frac{K_i^2}{\omega_{gc}^2} = \frac{1}{|G(j\omega_{gc})|_{max}} \quad (\text{condição de módulo}) \quad (3.54)$$

$$\frac{K_i}{K_p \omega_{gc}} = tg(ang(G(j\omega_{gc}))_{min} + \pi - \varphi_m) \quad (\text{condição de fase}) \quad (3.55)$$

Seguindo a equação 3.54 e 3.55, para os cálculos do módulo e ângulo de $G(j\omega_{gc})$, sendo $\omega_{gc} = 18 \text{ rad/s}$, tem-se que $G(j18)$:

$$|G(j18)|_{max} = 4,472 \quad (3.56)$$

$$ang(G(j18))_{min} = -4,858^\circ \quad (3.57)$$

$$ang(G(j18))_{min} = -0,0848 \text{ rad} \quad (3.58)$$

Para a condição de fase tem-se que:

$$\frac{K_i}{K_p \omega_{gc}} = tg(1,486) \quad (3.59)$$

Assim, a relação $\frac{K_i}{K_p}$ será dada por:

$$\frac{K_i}{K_p} = \omega_{gc} \operatorname{tg}(1,486) \quad (3.60)$$

$$\frac{K_i}{K_p} = 18 * \operatorname{tg}(1,486) \quad (3.61)$$

Logo:

$$\frac{K_i}{K_p} = 211,76 \quad (3.62)$$

Desta forma, a relação de K_i em função de K_p será:

$$K_i = 211,76K_p \quad (3.63)$$

Substituindo K_i na equação 3.53, tem-se:

$$K_p^2 + \frac{(211,73K_p)^2}{\omega_{gc}^2} = \frac{1}{|G(j\omega_{gc})|_{max}^2} \quad (3.64)$$

$$K_p^2 \left(1 + \left(\frac{211,73}{18} \right)^2 \right) = \frac{1}{4,472^2} \quad (3.65)$$

$$139,4078K_p^2 = 0,05 \quad (3.66)$$

$$K_p^2 = \frac{0,05}{139,4078} \quad (3.67)$$

$$K_p^2 = 3,5868 * 10^{-4} \quad (3.68)$$

$$K_p = \sqrt{3,5868 * 10^{-4}} \quad (3.69)$$

Com isso, o resultado do ganho K_p do controlador é:

$$K_p = 0,0189 \quad (3.70)$$

O ganho K_i do controlador é determinado pela equação 3.62 e desta forma obtém-se:

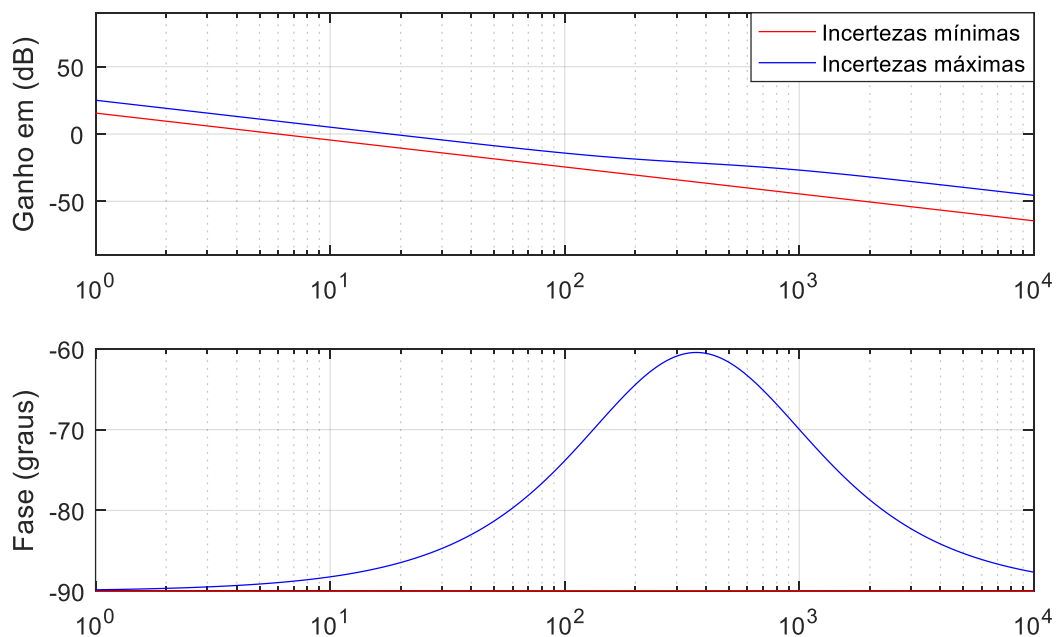
$$K_i = 211,76 * 0,0189 \quad (3.71)$$

$$K_i = 4,0105 \text{ s} \quad (3.72)$$

A partir dos dados calculados dos ganhos K_p e K_i do projeto do controlador robusto, utiliza-se uma ferramenta computacional para testar um algoritmo desenvolvido em ambiente Matlab no decorrer desta dissertação, cujo o objetivo é verificar a margem de estabilidade do controlador projetado através da análise dos diagramas de Bode e do digrama de Nyquist. Tal programa utiliza-se das ferramentas das equações de Kharitonov para realizar o projeto de resposta em frequência, Bode, Nyquist extremal e para verificar a estabilidade do controlador projetado.

A Figura 3.5 ilustra o diagrama de Bode do projeto do controlador PI robusto plotado a partir do algoritmo *bode_extremal*, onde a linha azul se refere ao máximo das incertezas e a linha vermelha ao mínimo das incertezas paramétricas calculadas. Percebe-se que onde ganho cruza em 0 dB, o controlador segue a margem de fase desejada no projeto que é de 90° , conforme a linha vermelha no gráfico da fase.

Figura 3.5 – Diagrama de Bode do controlador PI robusto.



Fonte: Autor.

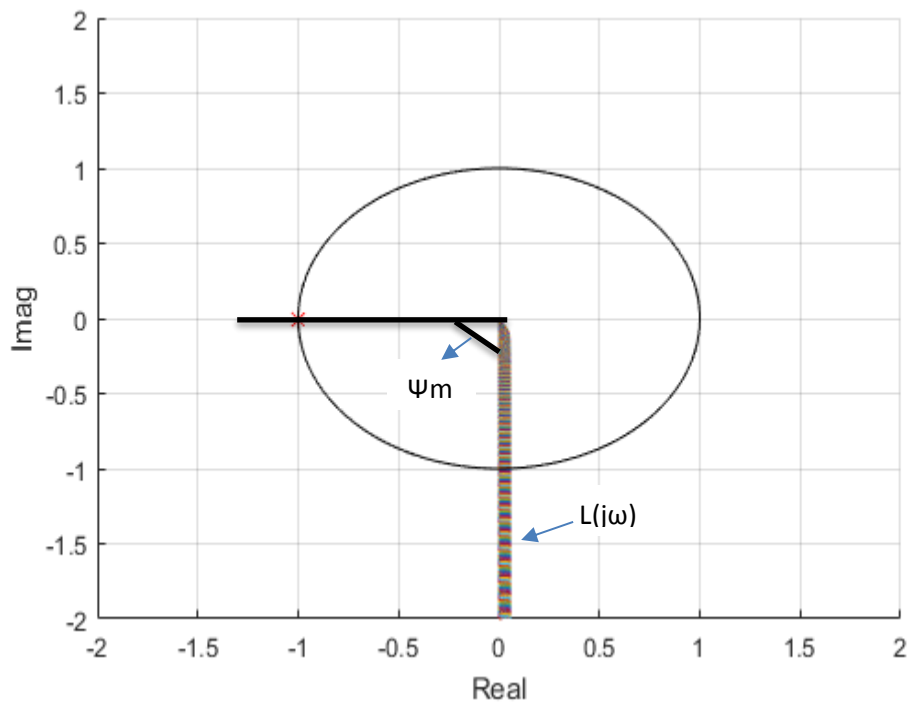
A Figura 3.6 ilustra o diagrama de Nyquist correspondente, plotado a partir do algoritmo *nyquist_extremal*. De forma similar a análise do diagrama de Nyquist por cancelamento de pólos, o comportamento do sistema de controle projetado corresponde a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta, nominalmente $L(j\omega) = G(j\omega)G_c(j\omega)$, onde $G(j\omega)$

e $G_c(j\omega)$ são respectivamente as funções de transferência da planta e do controlador PI robusto projetado. A curva $L(j\omega)$ é representada na Figura 3.6 pela linha mais grossa que acompanha a parte inferior do eixo imaginário.

Esta linha mais grossa constitui-se de um conjunto de *templates* de incertezas, para 1000 pontos de frequência logaritmicamente espaçados na faixa de 1 a 10^4 rad/s. Esses *templates* estão associados às incertezas paramétricas da planta, formando o conjunto extremal com os segmentos de Kharitonov explicado na secção 3.2.1.

Pode-se observar que a margem de fase (Ψ_m) obtida, mesmo tendo em conta às incertezas é de 90° , sendo portanto, considerado como uma excelente margem de fase. Além disso, observa-se que a curva de $L(j\omega)$ tende a convergir para a origem do plano complexo, o que assegura margem de ganho infinita. Pode-se perceber que este controlador robusto apresenta uma elevada margem de estabilidade próxima dos 90° .

Figura 3.6 – Diagrama de Nyquist do PI robusto.

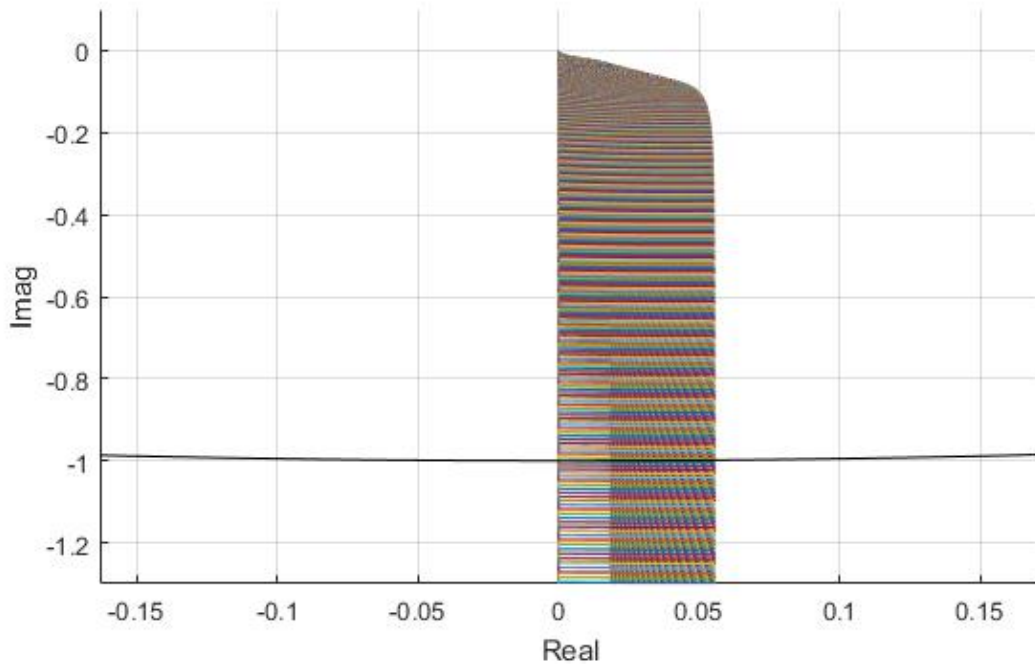


Fonte: Autor.

A Figura 3.7 ilustra os segmentos de Kharitonov, obtidos a partir da análise do diagrama de Nyquist para o controlador PI robusto. Pode-se perceber que os segmentos estão convergindo para a origem do plano complexo, porém apresentando uma leve variação comparado ao PI por cancelamento de pólos projetado para o sistema, estando o poliedro na faixa de 0 a 0,05 no eixo

real. Isto significa que o controlador robusto está abrangendo mais incertezas paramétricas, comparado ao controlador por cancelamento de pólos.

Figura 3.7 – Segmentos do poliedro de Kharitonov para o PI robusto.



Fonte: Autor.

3.5 Algoritmos Desenvolvidos para o Cálculo dos Controladores

São desenvolvidos no decorrer deste capítulo os algoritmos *get_kharitonov*, *bode_extremal*, *freqresp_extremal*, *nyquist_extremal* e *hugo_mestrado* em ambiente Matlab formando um programa para verificar o nível de estabilidade do controlador desenvolvido, perante às incertezas paramétricas da planta. Todos esses algoritmos são interconectados com o objetivo de calcular a robustez de qualquer tipo de controlador que possa ser projetado, servindo como uma plataforma que facilita o desenvolvimento de controladores robustos pelo usuário, uma vez que o mesmo pode inserir às incertezas da planta a partir da linearização da planta e de seus respectivos controladores calculados, podendo servir como uma alternativa mais confiável e robusta em relação ao projeto de controladores por tentativa e erro.

O algoritmo *get_kharitonov* é uma ferramenta desenvolvida para a obtenção dos quatro polinômios de Kharitonov, dado um polinômio intervalar. A função utiliza como parâmetros de entrada os valores dos limites superior e inferior dos coeficientes intervalares para a faixa de incertezas que se deseja projetar. O algoritmo retorna como saída os polinômios de Kharitonov,

colocando-os em uma matriz denominada de K. Primeiramente, o algoritmo obtém o grau do polinômio $P(s)$ e logo em seguida, inicializa a matriz K para armazenar os coeficientes dos quatro polinômios de Kharitonov (ver no Apêndice, Tabela 6).

Após o armazenamento dos polinômios de Kharitonov, o algoritmo *freqresp_extremal* calcula a resposta em frequência extremal $GE_{(j\omega)}$ para a planta incerta, utilizando os polinômios $\frac{B(s)}{A(s)}$, como ilustrada na equação 3.4. Para cada faixa de frequências ω , a resposta sai na forma de um poliedro com 32 arestas projetado sobre o plano complexo. Os parâmetros de entrada do algoritmo são b, a e w no programa.

O parâmetro b é uma matriz de valores contendo os limites superiores e inferiores dos coeficientes intervalares do polinômio do numerador da planta incerta. O parâmetro a é uma matriz que contém os valores dos limites superiores e inferiores dos coeficientes intervalares do denominador da planta incerta. E por fim, o parâmetro w é o valor de frequência angular em (rad/s) onde será calculada a resposta extremal da planta incerta.

A saída deste algoritmo resulta em uma matriz complexa que contém a resposta extrema GE para um vetor de frequência ω com n_ω pontos, onde cada poliedro possui 32 arestas com 21 pontos calculados para cada aresta. Primeiramente, o algoritmo armazena o grau do polinômio $B(s)$ do numerador, logo em seguida armazena o grau do polinômio $A(s)$ do denominador. Com isso, estabelece o imaginário complexo $j = \sqrt{-1}$ para o uso nos cálculos e define o número de pontos de frequência.

A partir disso, inicializa o cálculo de um vetor λ que será utilizado nas somas convexas para o cálculo dos pontos das arestas (21 pontos em cada aresta) e desta forma determina a matriz GE para guardar os valores complexos da resposta. A partir disso, o programa realiza um laço *for* onde se determina a frequência atual para se obter o conjunto de coeficientes dos 4 polinômios de Kharitonov para os polinômios intervalares do numerador e do denominador da planta.

Com isso, as funções *get_kharitonov(b)* e *get_kharitonov(a)* retornam uma matriz Knum e Kden com 4 linhas, sendo que a i-ésima linha contém os coeficientes do i-ésimo polinômio de Kharitonov dos polinômios intervalares do numerador e denominador da planta, respectivamente. Logo em seguida, é calculado o correspondente valor complexo de cada um dos 8 polinômios de Kharitonov na frequência atual.

Ao passo disso, o algoritmo determina os vetores para armazenar as combinações convexas dos valores dos polinômios de Kharitonov do numerador e do denominador da planta intervalar para a frequência atual. Em seguida, é calculado os valores das combinações convexas dos polinômios de Kharitonov do numerador e do denominador. E por fim, o algoritmo calcula as 32 arestas da resposta extremal na frequência atual (Bhattacharyya, 2017). (ver Apêndice, Tabela 5).

O algoritmo *bode_extremal* verifica as margens de ganho e de fase da planta com incertezas junto com o controlador projetado em malha aberta. O algoritmo desenvolvido possui como valores de entrada os vetores com os coeficientes dos polinômios do denominador e do numerador do controlador (n_d e n_c), as matrizes com os valores dos limites inferior e superior dos coeficientes intervalares da planta, o vetor com os valores dos pontos de frequência onde serão feitos os cálculos (W) e a especificação da função de transferência desejada (*tipo_funcao*), podendo ser as funções do tipo L, T ou S que representam as funções de transferências $G(s)$, $T(s)$ e $S(s)$ no programa.

A função de transferência L, que é o caso da planta de cadinho de alumínio é a função em malha aberta, que tem como saída o sinal de saída da planta. A partir de funções L pode-se ter o conhecimento da resposta de malha fechada a partir da malha aberta. A função de transferência T é a função de malha fechada que tem como entrada o sinal de referência e tem como saída o sinal de saída da planta. Além disso, o algoritmo também pode executar a função de transferência do tipo S que é a função de transferência Sensibilidade, cuja entrada é a perturbação e a saída é a saída da planta.

Para funções do tipo S, o bode sai na forma $L(s) = G_c(s)G(s)$ (Bode, 1945), para funções do tipo T, o bode sai na forma $T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)}$ e para funções do tipo S, o bode saíra na forma $S(s) = \frac{1}{1+L(s)}$. Com a matriz GE determinada pelo algoritmo *freqresp_extremal*, calcula-se o vetor com a resposta em frequência do controlador, logo em seguida, utilizando um laço *for* calcula-se o valor complexo dos polinômios do numerador e do denominador do controlador calculado para $s = j\omega$, determinando desta forma o valor complexo do controlador. Ao passo disto, calcula-se a resposta extremal da função de transferência de *loop* para os casos L, T ou S (ver Apêndice, Tabela 4).

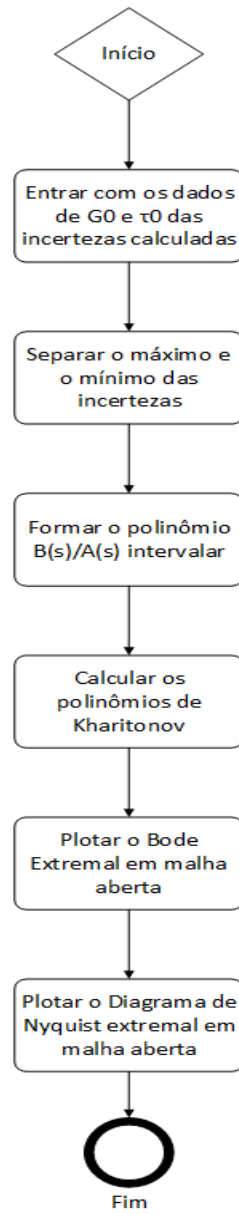
O algoritmo *nyquist_extremal* analisa o comportamento do controlador e da planta em malha aberta, desenhando o poliedro de Kharitonov, apresentando para o usuário onde o

controlador está passando e as incertezas paramétricas que ele está rastreando. O algoritmo utiliza o GE obtido pelo algoritmo *freqresp_extremal* para calcular o vetor com a resposta em frequência do controlador. O algoritmo calcula o valor complexo do polinômio do numerador e do denominador do controlador calculado para $s = j\omega$ e desta forma determina o controlador no plano complexo. Em seguida, calcula a resposta extremal da função de transferência de *loop* e por fim plota o digrama de Nyquist extremal e o círculo unitário. A Figura 3.8 ilustra o fluxograma do algoritmo projetado (ver Apêndice, Tabela 7).

O algoritmo *hugo_mestrado* é uma plataforma que utiliza os algoritmos desenvolvidos citados anteriormente em um programa onde o projetista insere a faixa de incertezas paramétricas calculadas por ele e os respectivos parâmetros de K_p e K_i dos controladores projetados e com isso plota-se os respectivos diagramas de Bode e de Nyquist considerando o controlador e às incertezas paramétricas da planta. Por fim, o projetista poderá identificar a margem de robustez do respectivo controlador projetado (ver Apêndice, Tabela 3).

Os algoritmos desenvolvidos são conectados da seguinte forma, primeiramente o algoritmo *get_kharitonov* calcula os polinômios de Kharitonov e transmite esses dados para o algoritmo *freqresp_extremal*, este algoritmo é responsável por realizar o cálculo da resposta em frequência extremal para a planta incerta da forma $GE_{(j\omega)}$. Após obter esses dados, o algoritmo envia os dados para os algoritmos *bode_extremal* e *nyquist_extremal* para a análise das margens de fase e de ganho do controlador perante as incertezas paramétricas. Por fim, o algoritmo *hugo_mestrado* é a plataforma em que o usuário, que pode ser o operador da fábrica insere os ganhos de seu controlador e da planta para realizar a análise de Bode e Nyquist perante às incertezas paramétricas. O algoritmo *hugo_mestrado* é projetado para interconectar e chamar os outros algoritmos desenvolvidos na dissertação, a partir dele, pode-se gerar os gráficos de *bode_extremal* e *nyquist_extremal*.

Figura 3.8 – Fluxograma do algoritmo projetado.



Fonte: Autor.

3.6 Conclusão

Neste capítulo, foram desenvolvidas abordagens relacionadas com os projetos de PI de sintonia robusta e de cancelamento de pólos. Foram descritas as teorias utilizadas para a implementação do algoritmo que avalia a estabilidade robusta de controladores projetados dentro de uma margem de incertezas paramétricas. Os cálculos dos controladores projetados apresentaram resultados satisfatórios, como verificados em seus diagramas de Bode e Nyquist. No capítulo 4, serão abordados os resultados dos controladores projetados.

Capítulo 4 – Resultados de Simulação Obtidos na Planta

4.1 – Introdução

Este capítulo tem o objetivo de apresentar os testes realizados em ambiente Simulink da planta de cadinho de alumínio e avaliar a resposta das tensões e correntes sob a condição de falta. O autor também apresenta os resultados dos testes, procurando validá-los com os resultados obtidos em (Sood, 2004).

Os testes realizados também fazem a análise da dinâmica do comportamento dos dois controladores projetados, o PI por cancelamento de pólos e o PI robusto, além do filtro passivo com o objetivo de compará-los, verificar o efeito que os dois provocam na rede elétrica e qual estrutura tem melhor desempenho perante às incertezas paramétricas e o ângulo de disparo do controlador.

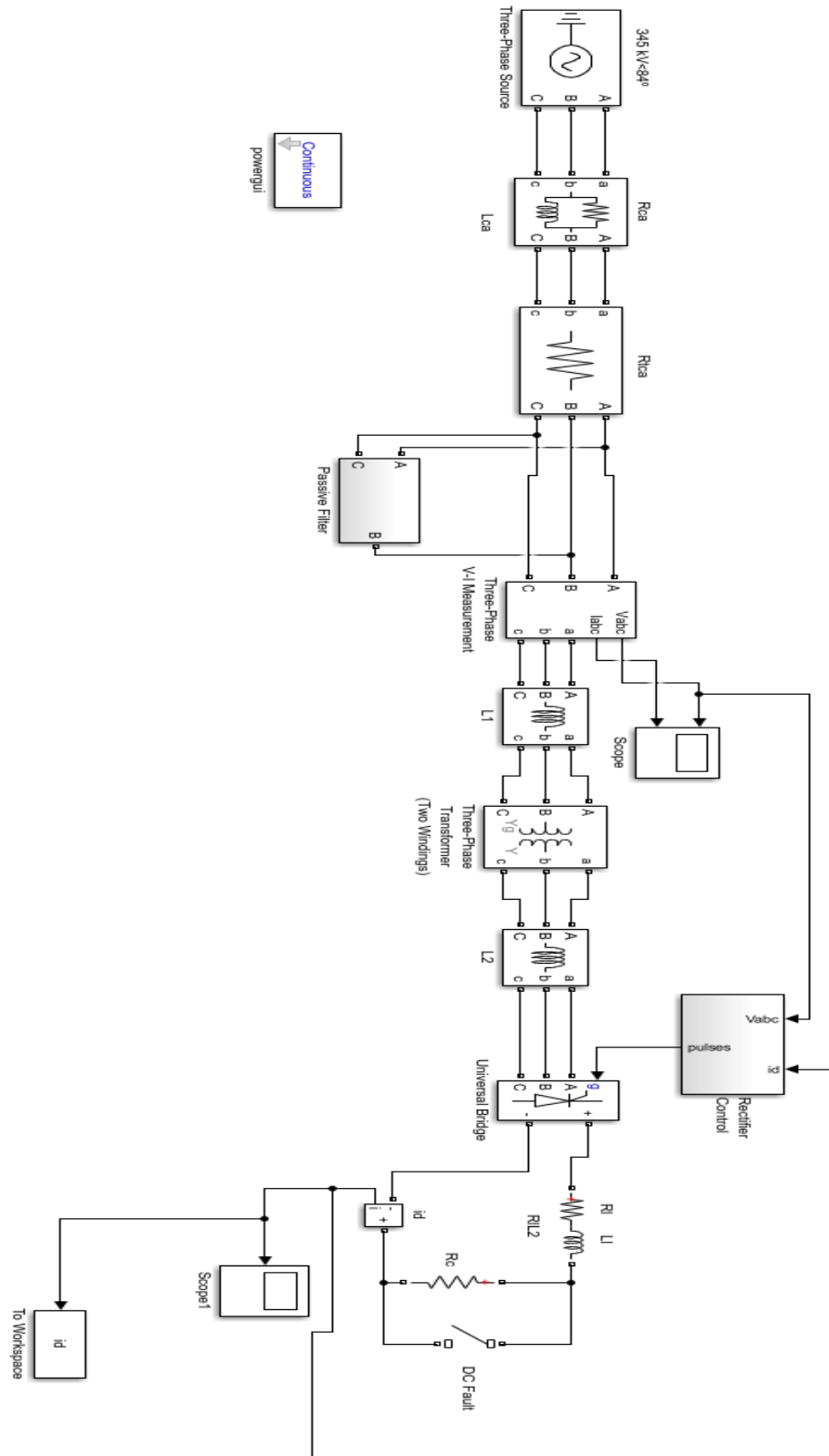
As simulações realizadas são consideradas de grande importância em um ambiente industrial, pois demonstram a eficácia dos controladores para regulação do ângulo de disparo de retificadores no pós-falta e visam a ser uma alternativa mais confiável de desenvolvimento de controladores, facilitando a vida do operador, uma vez que o mesmo poderá verificar no algoritmo desenvolvido o nível de estabilidade do controlador.

Este tipo de análise torna-se uma alternativa para mitigar os problemas decorrentes da má qualidade da energia provenientes de faltas ou falhas em processos industriais, dentre elas sobretensões, afundamentos de tensão ou sobrecorrente, pois se os níveis de tensão e corrente não tiverem sido corretamente regulados, estes provocarão a queima dos equipamentos e paradas no processo produtivo, ocasionando em perdas e custos adicionais para a indústria. Adicionalmente a isso, análises são feitas as análises que o curto causa nas tensões V_{abc} e correntes I_{abc} no lado CA da planta.

4.2 – Descrição da Planta do Projeto

A planta de cadinho de alumínio é modelada no Matlab/Simulink conforme ilustrado na Figura 4.1. A resistência de carga do processo R_c simula a ação da corrente e da tensão no cadinho de alumínio. A eficácia no controle da corrente I_d demonstra que a ação dos controladores é bem robusta para o caso estudado.

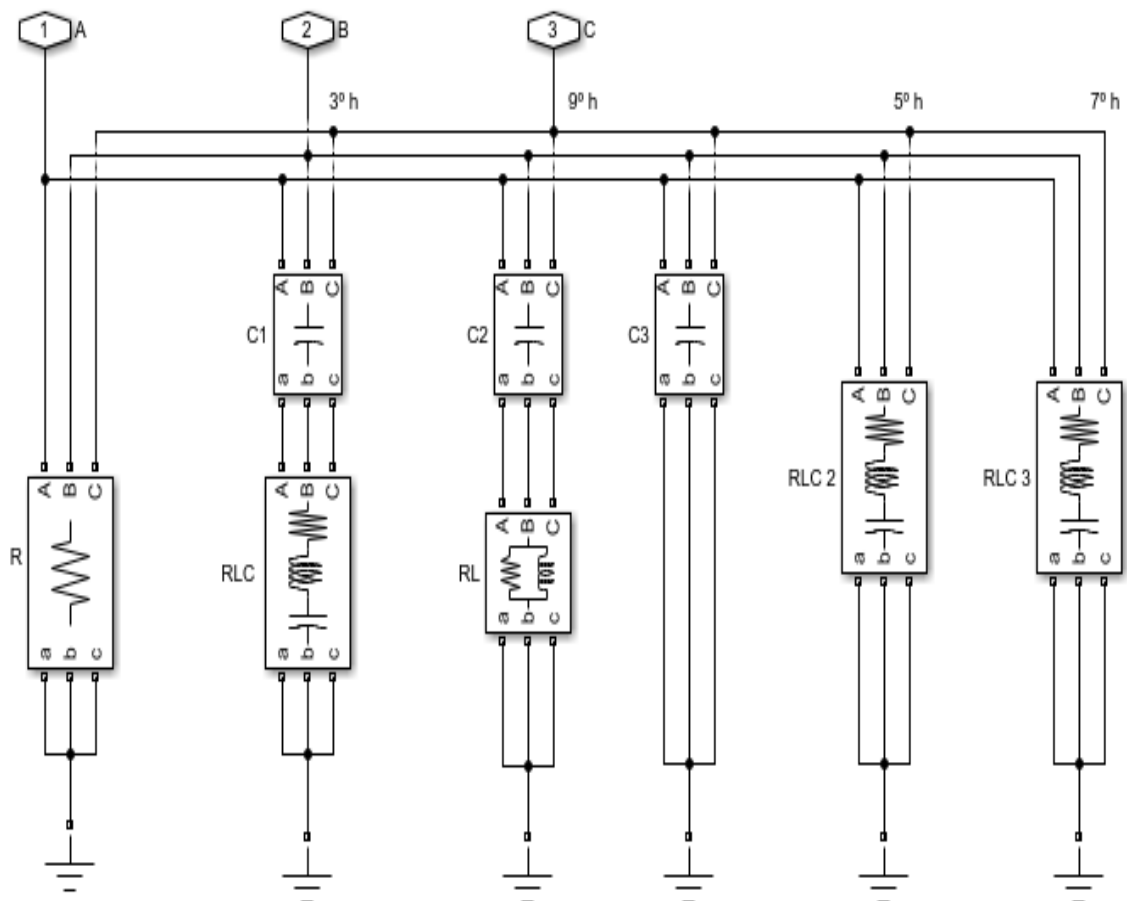
Figura 4.1 – Sistema de Cadinho de Alumínio modelado no Matlab/Simulink.



Fonte: Autor.

A planta de cadinho de alumínio é um sistema alimentado por 345 kV da rede elétrica, apresentando um ângulo de fase de 84° em relação a uma referência síncrona arbitrariamente escolhida definida pelo modelo Cigré Benchmark em (Sood, 2004) e uma frequência de 60 Hz. Essa fonte alimenta um conjunto de resistência e indutância em paralelo, onde $R_{CA} = 2160,6 \Omega$ e $L_{CA} = 151 * 10^{-3}H$. Esse sistema está acoplado com uma resistência trifásica $R_{TCA} = 3,73 \Omega$, que passa por um filtro passivo, o qual possui o objetivo de mitigar os harmônicos de ordem superiores de maior energia, tais como os de 5ª e 7ª ordem. A Figura 4.2 ilustra o filtro passivo utilizado no projeto. Os parâmetros do filtro estão descritos na Figura 2.4 no Capítulo 2 da presente dissertação.

Fig. 4.2 – Filtro Passivo implementado no Projeto em ambiente Simulink.



Fonte: Autor.

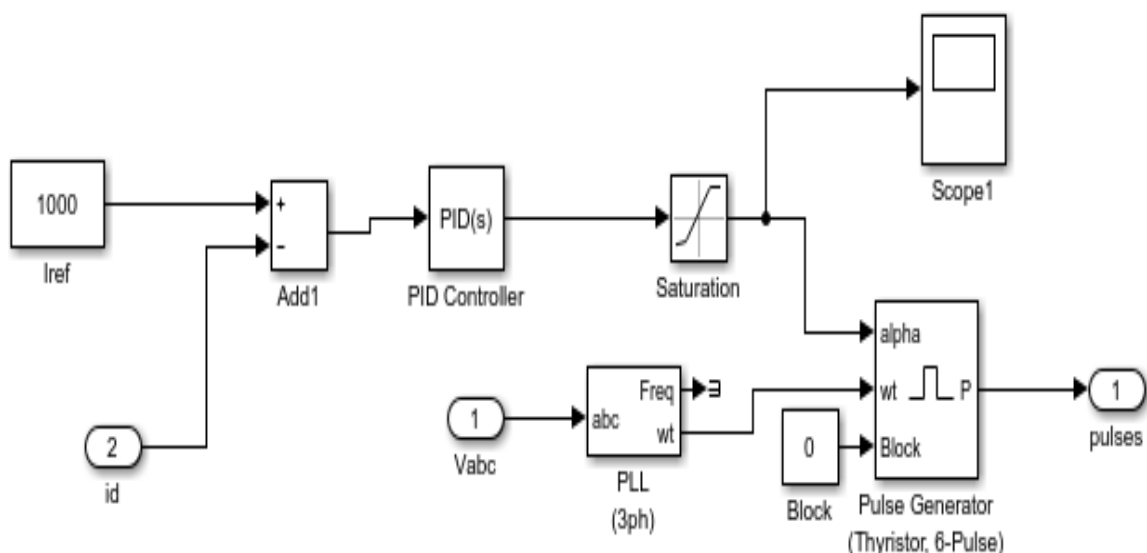
Após a filtragem passiva, condição necessária para estabelecer a redução de harmônicos na rede elétrica, a alimentação passa por uma indutância $L_1 = 28,5 * 10^{-3}H$ antes de entrar no

primário do transformador, conforme as equações 3.13 à 3.15. A tensão é elevada de 345 kV para 563,73 kV no secundário do transformador.

Ainda no secundário do transformador, os terminais trifásicos se conectam com outra indutância L_2 , onde $L_2 = 42,8 * 10^{-3} H$ e dessa forma tem-se alimentação nos terminais do retificador dos fornos de lingotes de alumínio. Os retificadores, por sua vez, são controlados pelos ângulos de disparo dos tiristores, os quais são responsáveis pela mitigação e controle da tensão V_d e corrente I_d nos fornos. A Figura 4.3 ilustra a configuração do controlador com a planta.

A estratégia de controle desenvolvido se baseou no sistema industrial descrito em (Sood, 2004). Utilizou-se como referência para o sistema uma corrente I_d na base de 1000 A, onde na presente dissertação é analisado em pu. O controlador recebe a corrente I_d do sistema e realiza o processo de realimentação, este encontra-se no formato PID (Aström et al., 1995), funcionando como um PI em paralelo, com a parte derivativa desligada. A partir deste ponto, as diferentes estratégias de controle foram analisadas e por fim como o ângulo de disparo α necessita estar entre um limite mínimo de 5° e um máximo de 170° , como descrito no Capítulo 2 para efetuar a saturação no sistema.

Figura 4.3 – Estratégia de controle para o ângulo de disparo nos retificadores.



Fonte: Autor.

Para o processo de realimentação do controle do retificador trifásico a tiristor, também necessita-se das tensões V_{abc} no sentido de se estabelecer a fase wt do ângulo de disparo,

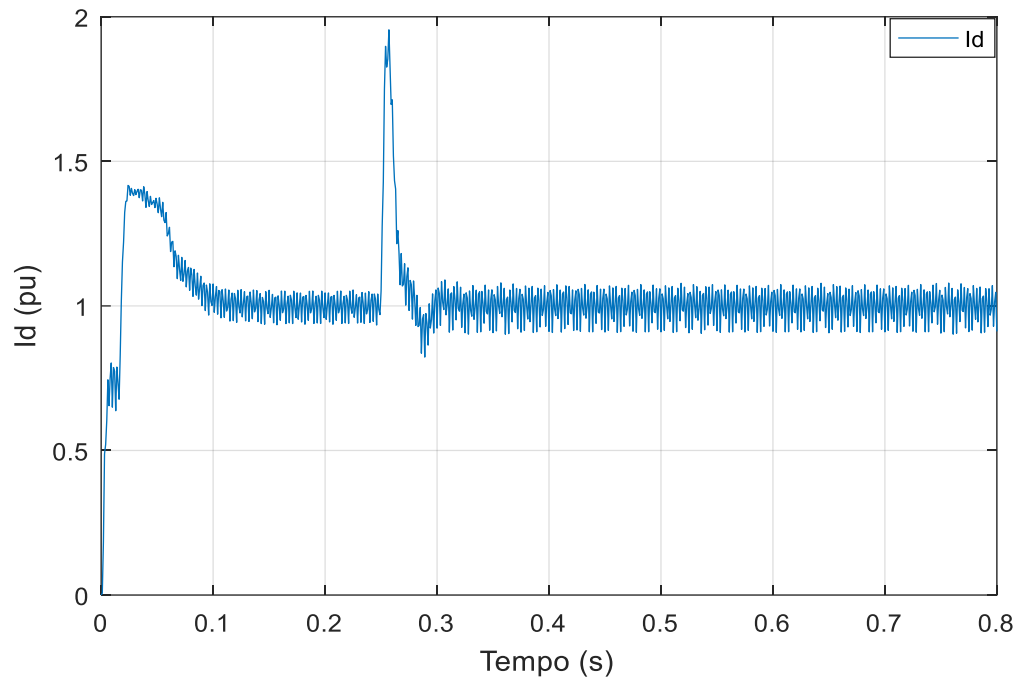
portanto as tensões V_{abc} entram em uma malha de captura de fase (PLL), a qual alimenta a fase ωt do tiristor, gerando desta forma os pulsos no retificador. Por fim, com os pulsos do retificador e a tensão CA da rede, a carga do sistema que é modelada pelo resistor R_c passa por um conjunto de resistência e indutância denominado de $R_l L_l$ na Figura 4.1, onde a resistência corresponde a $R_l = 2,5 \Omega$ e a indutância tem o valor de $0,5968 \text{ H}$. O resistor de carga possui uma resistência $R_c = 250 \Omega$. A falta aplicada é do tipo curto-circuito e está em paralelo a carga R_c . Nos tópicos 4.3 e 4.4 são ilustrados os resultados obtidos a partir das análises dos controladores projetados.

4.3 Análise do Circuito

Neste tópico são abordados os resultados obtidos nos testes com falta e a resposta dos controladores robusto e por cancelamento de pólos perante a condição de falta do tipo curto-circuito aplicada. Primeiramente, na Figura 4.4 é ilustrada a corrente I_d utilizando o controlador projetado pela técnica de controle robusto paramétrico intervalar baseado no teorema de Kharitonov em referência à falta aplicada após $0,25 \text{ s}$ (Isermann, 2006) de simulação. O desempenho do controlador é previsto de acordo com os diagramas de Bode e de Nyquist, ilustrados no Capítulo 3.

Na Figura 4.4 pode-se observar que o controlador segue a partir de $0,1 \text{ s}$, a referência de 1 pu , entretanto sofre a falta do tipo curto-circuito em $0,25 \text{ s}$. Essa falta tem duração de $0,01 \text{ s}$, levando o sistema a apresentar uma sobrecorrente no valor de $1,9 \text{ pu}$ de pico, porém com a ação rápida do controlador paramétrico intervalar obtém-se uma elevada robustez na resposta, com o sistema retornando à referência em $0,05 \text{ s}$ no pós-falta, conforme ilustrado. O resultado apresenta uma resposta melhor que a projetada em (Sood, 2004) e que a do controlador projetado por cancelamento de pólos. As ilustrações seguintes 4.5 à 4.7 servem para constatar essas análises.

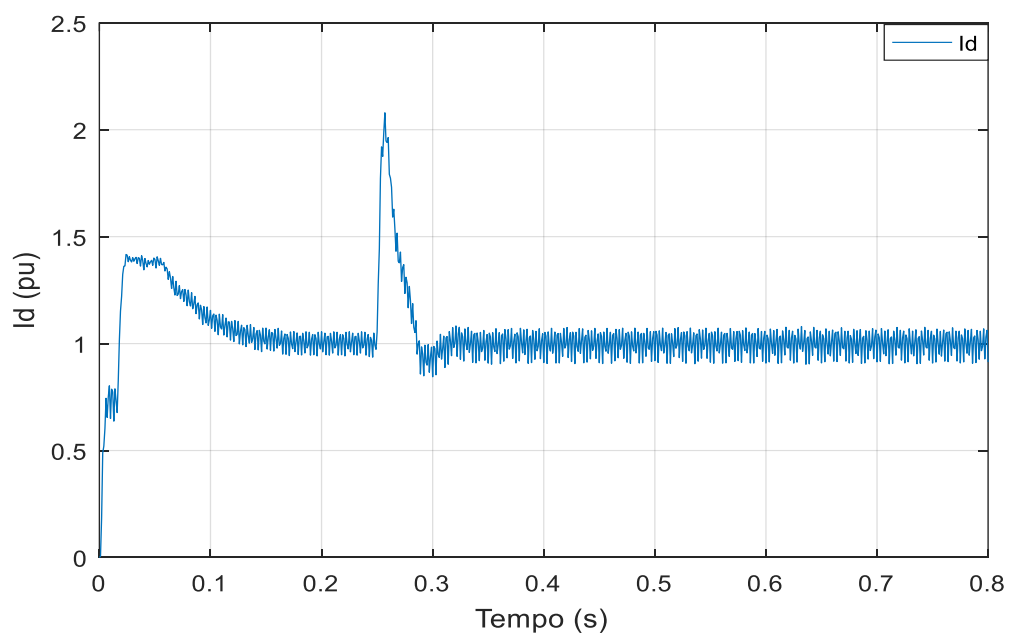
Figura 4.4 – Ação do Controlador PI Robusto Intervalar.



Fonte: Autor

A Figura 4.5 busca fazer a análise de desempenho do controlador projetado pela técnica de cancelamento de pólos, cujo desempenho de estabilidade robusta do projeto foi estimado perante os diagramas de Nyquist e Bode, ambos ilustrados no Capítulo 3.

Figura 4.5 – Ação do Controlador PI por Cancelamento de Pólos.



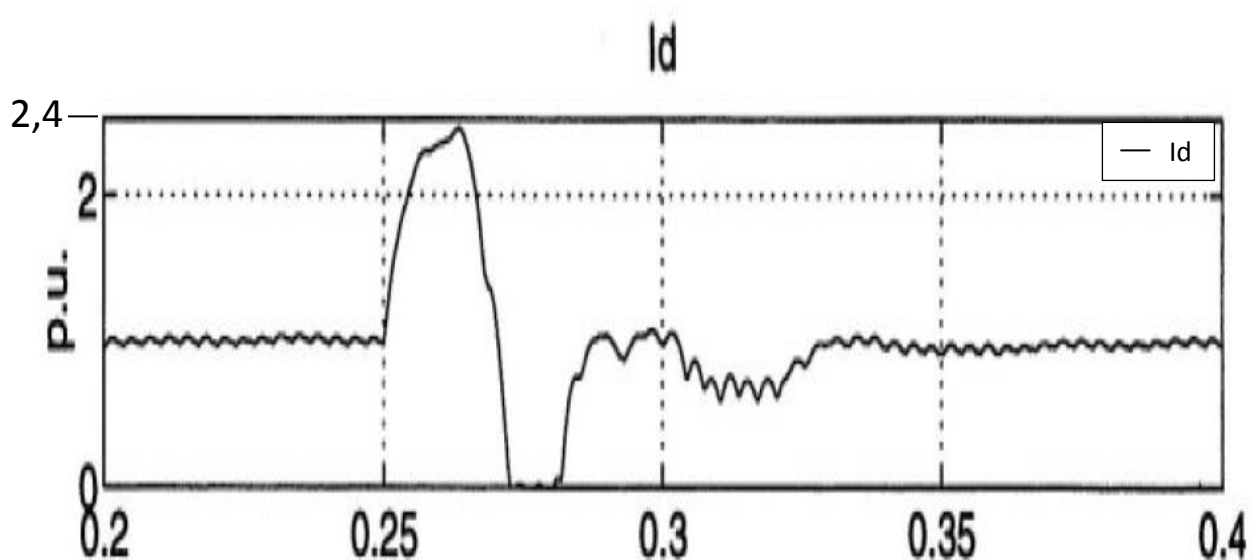
Fonte: Autor.

Observando a Figura 4.5 perceber-se que o controlador segue, a partir de 0,15 s, a referência de 1 pu, entretanto quando sofre a falta em 0,25 s do tipo curto-circuito (mesma situação dos testes anteriores), essa falta com duração de 0,01 s, leva o sistema a apresentar uma sobrecorrente indo para 2,1 pu de pico. Com a ação rápida do controlador por cancelamento de pólos, o sistema retorna à referência em 0,06 s, conforme ilustrado. O resultado apresenta uma resposta melhor que a projetada em (Sood, 2004), porém inferior ao controlador robusto paramétrico projetado.

A Figura 4.6 ilustra o controlador da referência (Sood, 2004) que utiliza a mesma planta da dissertação. As comparações com relação aos controladores projetados, demonstram a eficiência que o PI por cancelamento de pólos e o PI robusto apresentam para a planta de lingotes de alumínio.

Na Figura 4.6, pode-se observar que o controlador projetado no livro demora mais tempo para retornar à referência, aproximadamente 0,1 s e a falta provoca mais oscilações do que em relação ao projeto robusto ou desenvolvido por cancelamento de pólos. Isto significa que os controladores projetados na dissertação, tanto o PI robusto quanto o PI por cancelamento de pólos são mais eficientes que o controlador projetado em (Sood, 2004).

Figura 4.6 – Controlador PI da referência (Sood, 2004).



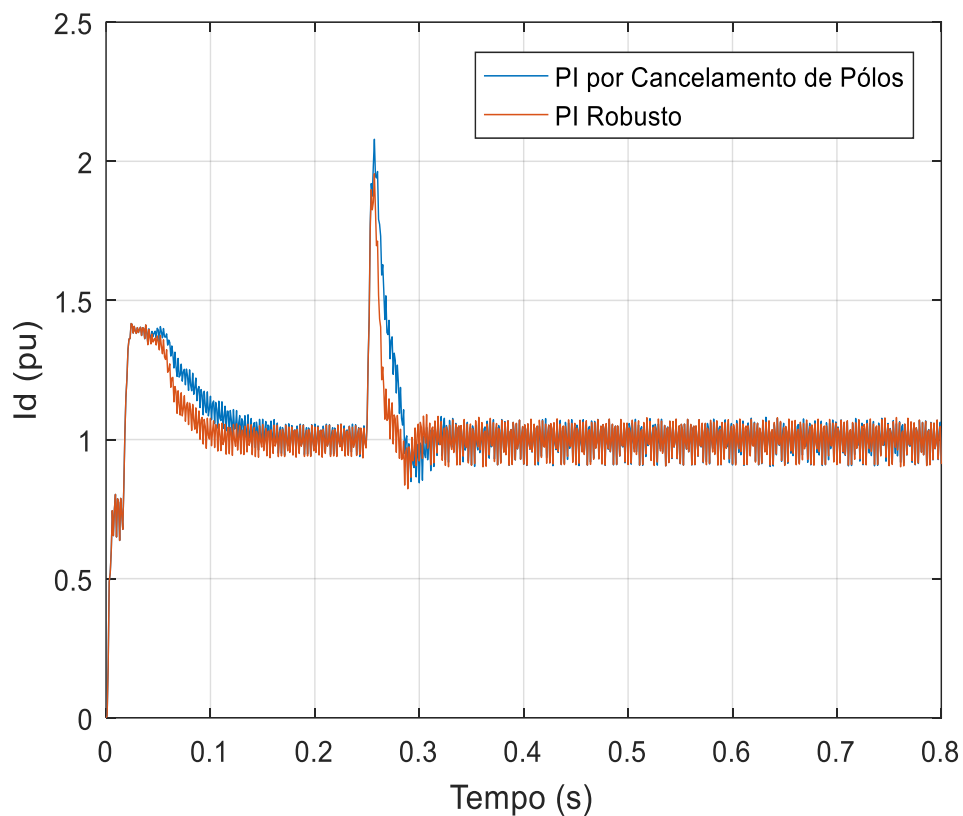
Fonte: Sood, 2004.

Os controladores PI robusto e PI por cancelamento de pólos são mais rápidos e estáveis. Outra questão que pode ser considerada consiste em que o controlador robusto além de

apresentar alta velocidade de resposta, é menos severo à rede elétrica, pois o pico da falta alcança o máximo 1,9 pu, enquanto que no controlador por cancelamento de pólos o pico da falta é de 2,1 pu e o projetado em (Sood, 2004) apresenta uma resposta de pico de 2,4 pu.

Percebe-se que além do controlador descrito em (Sood, 2004) ser um pouco mais lento do que os propostos na dissertação, este apresenta mais oscilações de resposta à falta, fato que pode ser danoso ao sistema industrial. A Figura 4.7 compara a situação entre os controladores PI robusto e PI por cancelamento de pólos projetados.

Figura 4.7 – Controladores PI Robusto e PI por cancelamento de Pólos.



Fonte: Autor

Na Figura 4.7 pode-se observar a comparação entre a atuação do PI por cancelamento de pólos (linha azul) (Landau, 1990) e o PI robusto (linha vermelha). Destaca-se que no início da curva antes da falta, o controlador robusto faz com que o sistema alcance a referência de forma mais rápida que o controlador por cancelamento de pólos, além de como mencionado previamente, apresenta resposta à falta um pouco mais rápida, o que ocasiona menos danos ao sistema elétrico.

Outras análises podem ser realizadas, dentre estas em relação ao ângulo de disparo α por este ser a variável de *set point* do sistema para o controle da corrente I_d . As Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 ilustram o comportamento do ângulo de disparo para os diferentes controladores projetados (WEG, 2006). Espera-se que o ângulo de disparo desejado seja aproximadamente o mesmo encontrado pelas equações 3.19-3.23, provenientes do Capítulo 3.

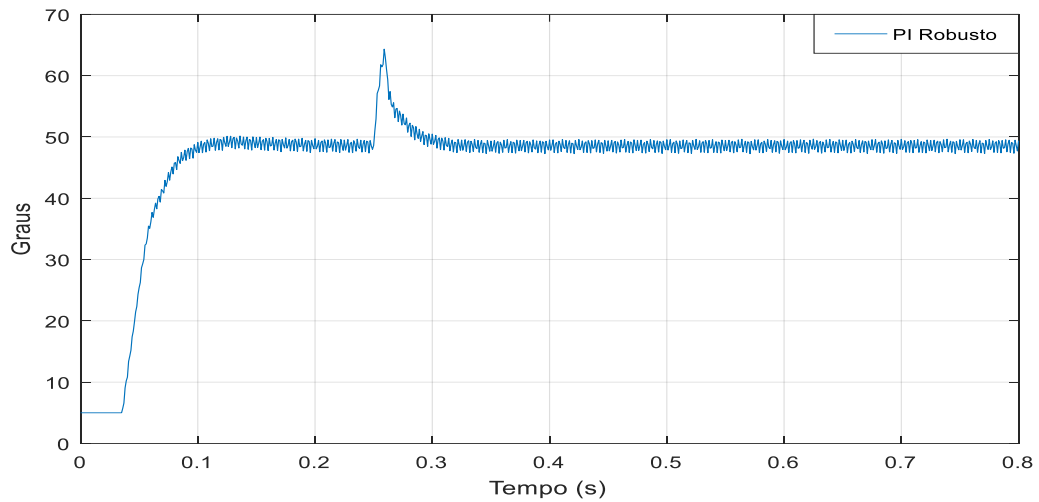
Para investigar a capacidade dos controladores projetados em restituir o valor do ângulo de disparo ao seu valor pré-falta foi simulado a resposta do esforço de controle que no caso é o ângulo de disparo para os casos com os controladores projetados na presente dissertação (PI robusto intervalar e PI por cancelamento de pólos). A falta aplicada ocasiona uma redução de 50 % do valor de carga nominal. Os resultados dos testes são ilustrados nas Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 respectivamente.

A Figura 4.8 ilustra o ângulo de disparo do controlador PI robusto proposto nesta dissertação. Na imagem, observa-se que o ajuste baseado no ângulo de disparo inicial fica em uma faixa de 50° , neste caso calculado pela equação 3.23, obtém-se $\alpha = 48,93^\circ$, convergindo para este valor calculado a partir de 0,1 s, período no qual segue a referência, o que implica em que o modelo está validado em relação aos resultados em (Sood, 2004).

No intervalo de tempo de 0 a 0,25 s, a carga do sistema é constante e vale 250Ω , no intervalo de tempo de aplicação da falta que corresponde ao intervalo de 0,25 a 0,26 s é inserido em paralelo com o resistor de carga, um resistor de carga de mesmo valor fazendo com que a resistência de carga equivalente reduza para 125Ω durante este intervalo.

Após a aplicação da falta em 0,25 s, o controlador é desligado pela lógica de proteção que atua durante a falta, ativado novamente durante o pós-falta e a carga retorna ao seu valor nominal de 250Ω , retornando ao ângulo de disparo $\alpha = 48,93^\circ$ em 0,05 s após a aplicação da falta e leva o controlador a um pico de ângulo de disparo de 64° . As Figuras 4.4, 4.5 e 4.7 comprovam a eficácia dos controladores projetados e a melhora de desempenho comparada à Figura 4.6. A análise do ângulo de disparo α torna-se essencial, pois demonstra o esforço de controle que o sistema está submetido, necessitando portanto a sua adequação perante as condições projetadas.

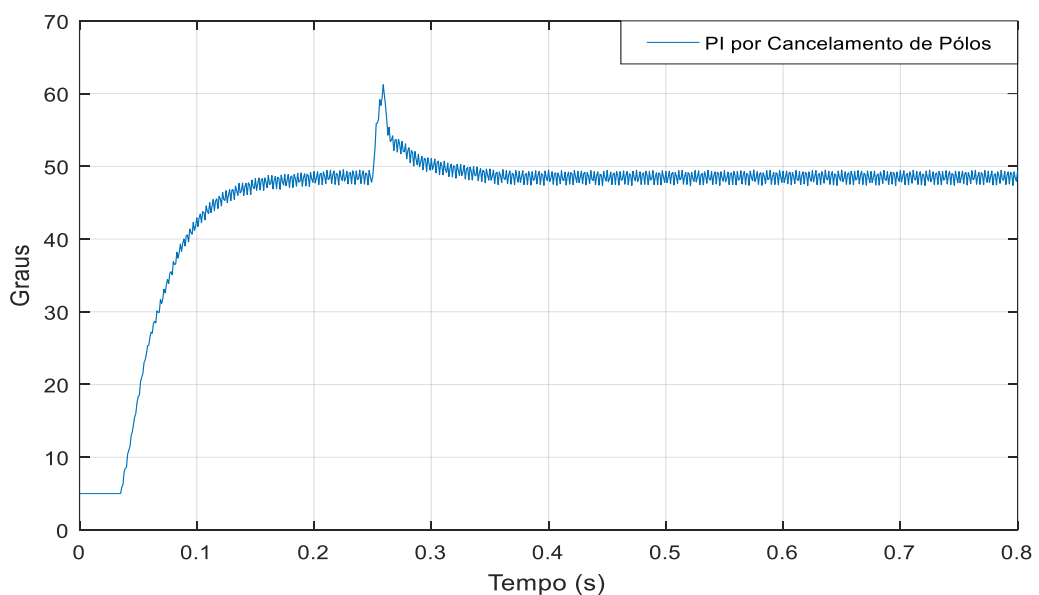
Figura 4.8 – Ângulo de disparo do PI robusto.



Fonte: Autor.

A Figura 4.9 ilustra o comportamento do ângulo de disparo para o controlador por cancelamento de pólos. Pode-se perceber que existem leves mudanças em relação ao comportamento do ângulo de disparo no controlador PI robusto. Entre essas mudanças está a diferença entre o tempo de acomodação do ângulo de disparo, onde pode-se perceber que ele alcança o valor de α em 0,06 s após a falta e a falta leva o controlador a um pico de 61° de ângulo de disparo até a proteção eliminar a falta, além disso, a velocidade de resposta do controlador PI projetado é um pouco mais lenta, retornando a $\alpha = 48,93^\circ$ conforme calculado.

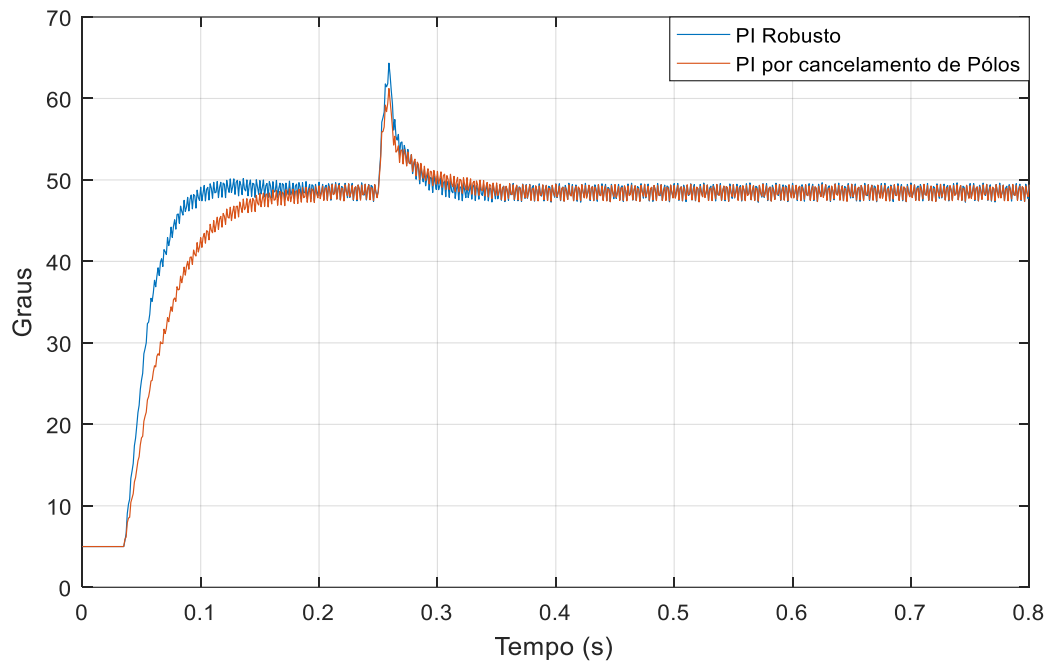
Figura 4.9 – Ângulo de disparo do PI por cancelamento de pólos.



Fonte: Autor.

A Figura 4.10 ilustra para efeitos de comparação o comportamento dos ângulos de disparo apresentados. Em vermelho o PI robusto e em azul o PI por cancelamento de pólos. As diferenças descritas podem assim ser melhor visualizadas. As Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 ilustram que a atuação do controlador foi efetiva em regular a saída do sistema ao seu valor pré-falta, o que correspondentemente faz com que o ângulo de disparo retorne ao valor pré-falta após o transitório pós-falta.

Figura 4.10 – Comparação entre os ângulos de disparo.



Fonte: Autor.

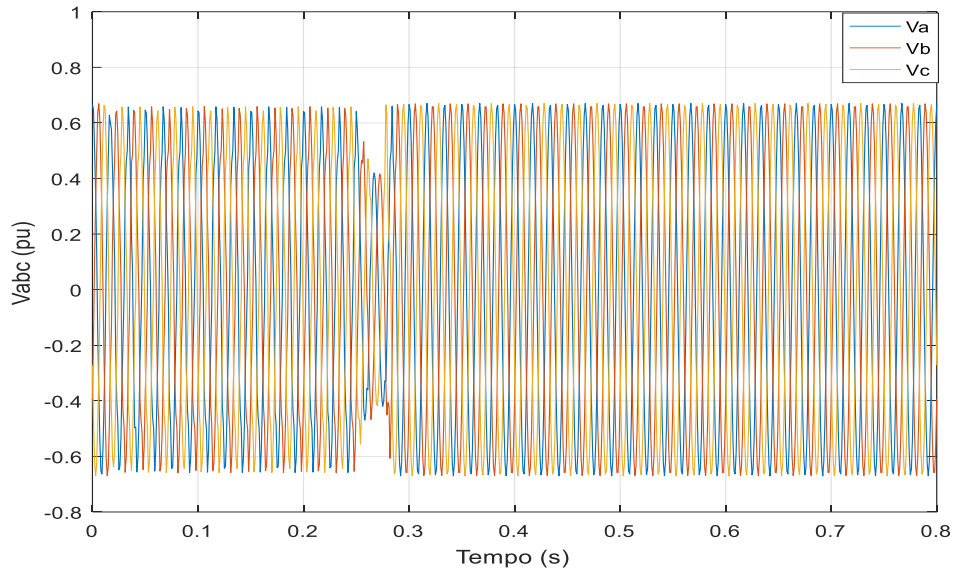
4.4 Testes com o Filtro Passivo Projetado e os Controladores

Os testes efetuados no lado CA do circuito da planta de cadinho de alumínio foram efetuados a fim de se fazer uma análise a respeito de como a falta aplicada no lado CC da planta influencia no lado CA, com base nisso, as Figuras 4.11 a 4.16 ilustram os testes efetuados com e sem a filtragem passiva atuando em conjunto com os controladores projetados PI por cancelamento de pólos e PI robusto intervalar.

A Figura 4.11 ilustra que sem a filtragem passiva, a rede elétrica transmite 0,65 pu entre as tensões V_{abc} . O curto-circuito em 0,25 s resulta na ocorrência de um afundamento de tensão que leva o sistema a operar em torno de 0,4 pu e retorna a 0,65 pu com a ação do controlador

robusto projetado. O filtro passivo é projetado para atuar no regime permanente, alterações na estabilidade transitória não foram consideradas no projeto do mesmo.

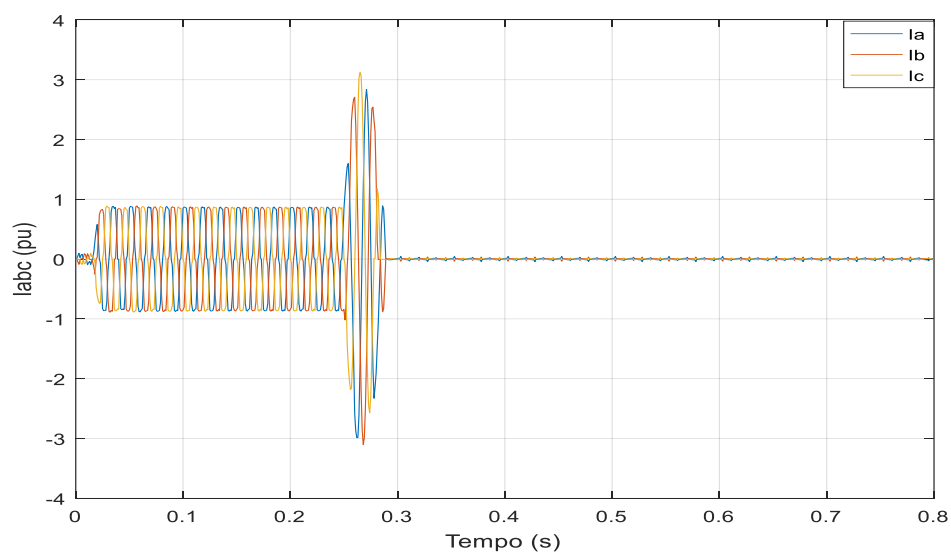
Fig. 4.11 – Resposta da Tensão V_{abc} sem o filtro passivo projetado.



Fonte: Autor.

A Figura 4.12 ilustra o comportamento das correntes I_{abc} , as quais são de aproximadamente 1 pu antes da falta em 0,25 s. Após a aplicação da falta, pode-se perceber que as correntes I_{abc} são afetadas pela sobrecorrente, ultrapassando 3 pu de pico de corrente e entrando em curto-circuito, reduzindo para 0 pu a partir de próximo de 0,3 s.

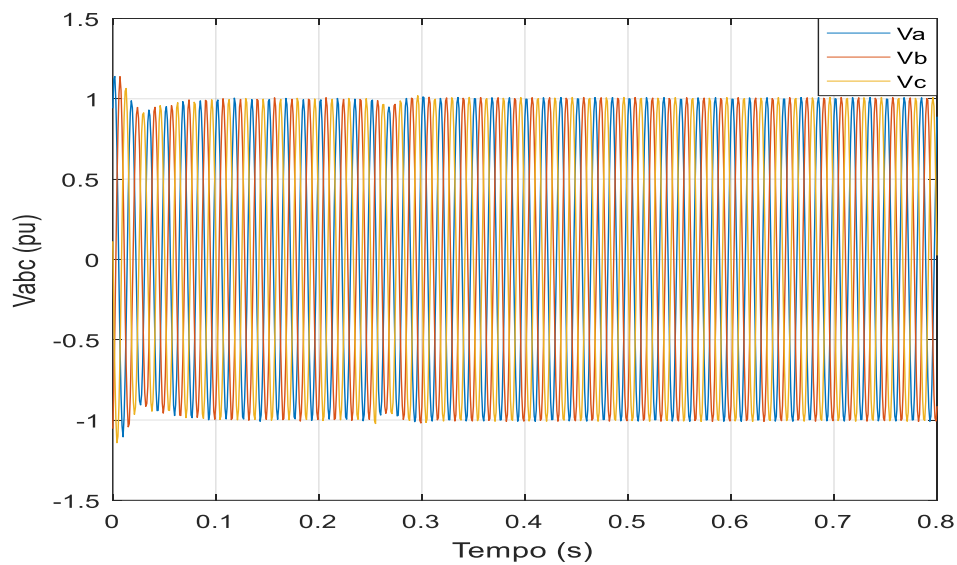
Fig. 4.12 – Resposta da Corrente I_{abc} sem o filtro passivo projetado.



Fonte: Autor.

Na situação em que ocorre a introdução do filtro passivo e controlador robusto paramétrico do tipo intervalar, pode-se perceber que as tensões V_{abc} seguem a referência de 1 pu, além do sistema apresentar um menor afundamento de tensão em relação ao caso sem a filtragem passiva. Com a filtragem dos harmônicos de 5ª e 7ª ordem, o afundamento de tensão vai para aproximadamente 0,9 pu, retornando em 0,03 s ao valor de referência de 1 pu, conforme ilustra a Figura 4.13.

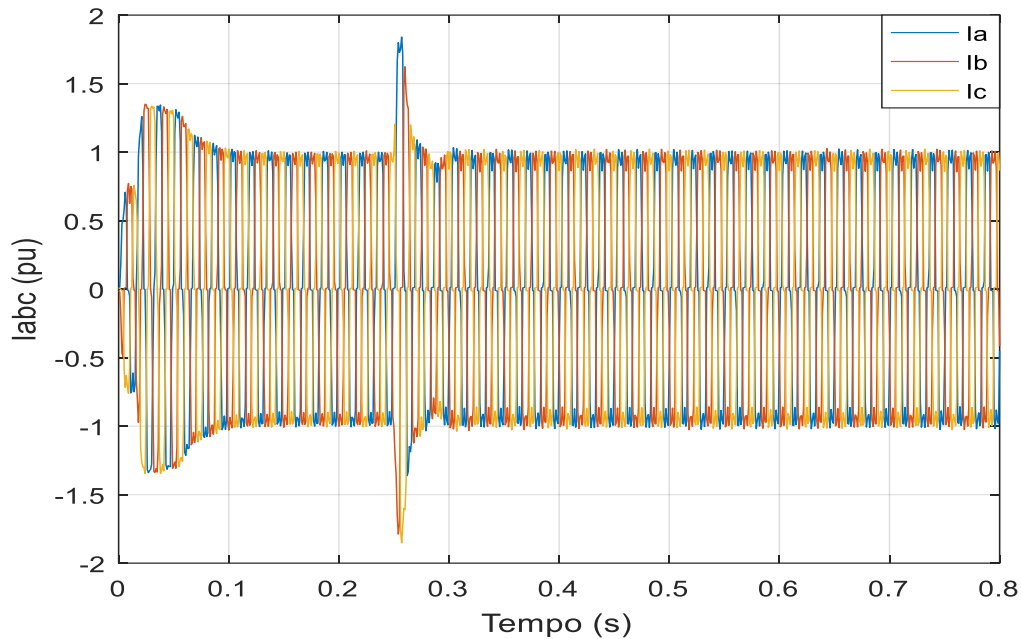
Fig. 4.13 – Reposta da tensão V_{abc} com filtragem passiva e controlador robusto.



Fonte: Autor.

A Figura 4.14 ilustra o caso das correntes I_{abc} com a presença do filtro passivo projetado e controlador robusto paramétrico do tipo intervalar. Pode-se perceber que as correntes I_{abc} apresentam oscilações leves na entrada da rede e após esse fato, seguem a referência de 1 pu até antes da aplicação da falta em 0,25 s. A falta provoca uma sobrecorrente que vai para próximo a 2 pu, porém com a ação do controlador robusto projetado, essa falta é recuperada em 0,05 s, retornando para a referência de 1 pu.

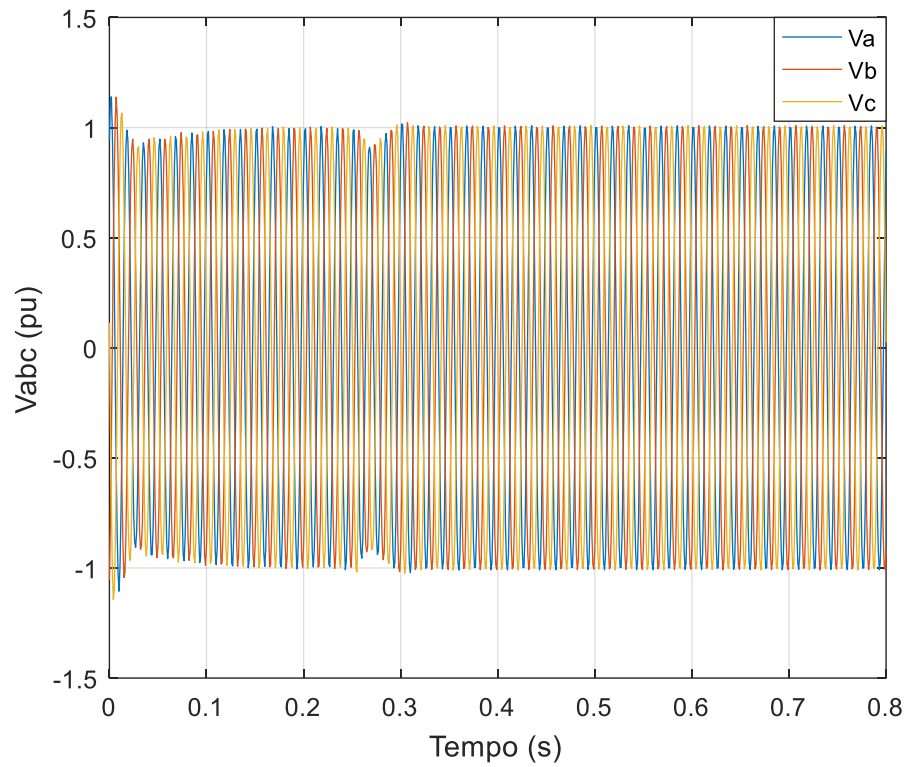
Fig. 4.14 – Resposta da corrente I_{abc} com filtro passivo e a ação do controlador robusto.



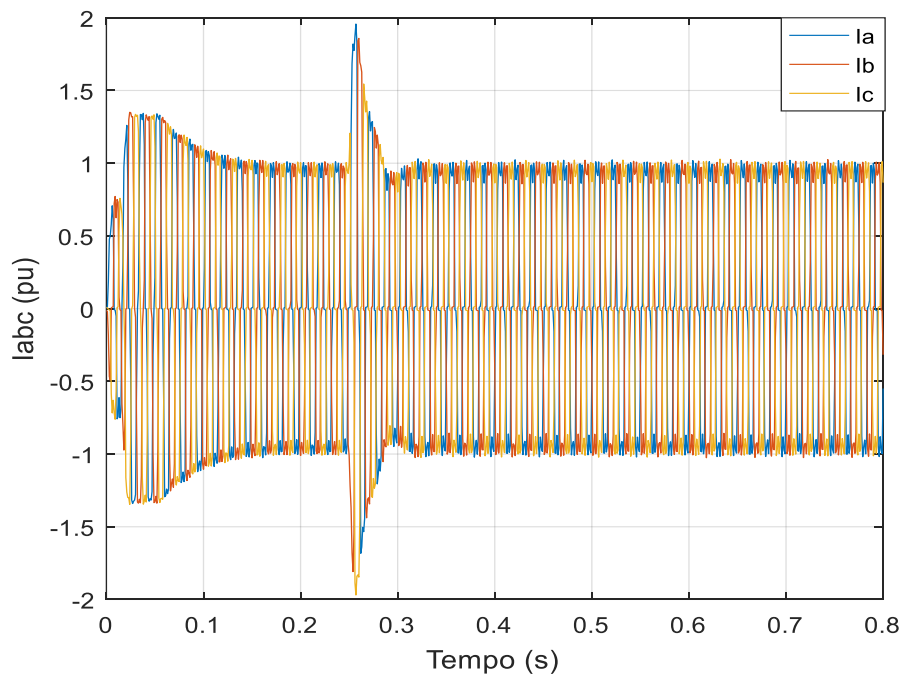
Fonte: Autor.

Na Figura 4.15 com o incremento do filtro passivo junto com o PI projetado por cancelamento de pólos, percebe-se que as tensões V_{abc} seguem a referência de 1 pu, com um afundamento de tensão um pouco maior em relação ao caso com filtragem passiva e controlador robusto. O afundamento de tensão vai para 0,8 pu aproximadamente, retornando em 0,04 s ao valor de referência de 1 pu, conforme ilustra a figura 4.15.

A Figura 4.16 ilustra o caso das correntes I_{abc} com a presença do filtro passivo projetado e com controlador PI por cancelamento de pólos. Pode-se perceber que as correntes I_{abc} apresentam oscilações leves na entrada da rede elétrica e após esse fato, seguem a referência de 1 pu até antes da aplicação da falta em 0,25 s. A falta provoca uma sobrecorrente que ultrapassa 2 pu de pico, porém com a ação do controlador robusto projetado, essa falta é recuperada em 0,06 s retornando à referência de 1 pu.

Fig. 4.15 – Reposta da tensão V_{abc} com filtragem passiva e controlador PI por cancelamento de pólos.

Fonte: Autor.

Fig. 4.16 – Reposta da tensão I_{abc} com filtragem passiva e controlador PI por cancelamento de pólos.

Fonte: Autor.

4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os testes relativos aos controladores detalhados no Capítulo 3 e ao filtro passivo desenvolvido no Capítulo 2. Foi possível observar que os controladores desenvolvidos, baseados nos métodos propostos, assim como o filtro passivo apresentaram elevado desempenho, sobretudo o controlador robusto paramétrico intervalar, uma vez que a metodologia robusta traz a oportunidade de projetar-se controladores com respostas mais rápidas e que ocasionem menos danos à rede elétrica e no sistema industrial, proporcionando a possibilidade do operador realizar uma operação segura e confiável sem a necessidade de projetar controladores via tentativa e erro. Por fim, os ângulos de disparos do retificador a tiristores se apresentaram bem regulados e dentro dos parâmetros calculados.

5 – Conclusão

Esta dissertação apresentou análises e simulações de uma planta dinâmica de fornos de lingotes de alumínio. O objetivo do trabalho foi apresentar alternativas que possam ser úteis e viáveis para a implementação tanto no meio acadêmico quanto no industrial e que o projeto de controladores se torna essencial para manter a estabilidade transitória no pós-falta de sistemas elétricos de potência. Este trabalho visa a ser uma alternativa robusta e confiável para reduzir avarias devido às faltas do tipo curto-circuito nos retificadores trifásicos das cubas do processo de alumínio. O trabalho primeiramente faz uma análise a respeito do estado da arte das redes de alta tensão que alimentam esses tipos de sistemas. No início da dissertação destacou-se que os sistemas elétricos de potência têm evoluído bastante na parte eletrônica dos anos 60 até os dias atuais.

O Capítulo 2 procurou fazer a análise do modelo da planta, a qual foi modelada em ambiente Matlab/Simulink, seguindo os parâmetros presentes em (Sood, 2004). No mesmo capítulo foi possível observar a modelagem da planta, a teoria sobre os projetos de controladores (Bazanella et al., 2005), os métodos convencionais de cancelamento de pólos. Foi também apresentado o projeto do controle robusto intervalar como uma alternativa nova para a utilização em ambiente industrial. Além disso, foram realizados testes de distorções harmônicas para provar a necessidade não somente de controladores, mas também de elementos de eletrônica de potência, responsáveis pela filtragem dos harmônicos e melhoria da qualidade de energia.

Os controladores desenvolvidos apresentam uma estabilidade rápida, sendo que o controlador projetado por cancelamento de pólos apresenta 0,06 s de reposta após a aplicação da falta de tipo curto-circuito no retificador, conseguindo retornar a corrente I_d do lado CC da carga rapidamente a referência de 1 pu, apresentando resultados melhores em relação ao controlador projetado em (Sood, 2004). Por outro lado, o controlador robusto intervalar além de apresentar uma maior velocidade na resposta, possui uma margem de robustez maior, devido ao fato de ser projetado para uma faixa maior de valores intervalares, calculados a partir das não-linearidades que os indutores e o resistores provocam no sistema de alta tensão.

Ainda sobre o capítulo 2, pode-se observar os problemas elétricos envolvidos na planta de cadinho de alumínio. O autor procurou visar os principais problemas decorrentes dos fenômenos transitórios que ocorrem nas redes elétricas, dentre estes, pode-se destacar a

ocorrência de faltas do tipo curto-circuito, por serem problemas que podem afetar na produção industrial, resultando multas, perdas, além de possíveis impactos ambientais.

O Capítulo 3 procurou tratar e analisar a estabilidade dos controladores, pois muitas vezes os projetos de controladores são realizados por tentativa e erro. A presente dissertação visa demonstrar uma alternativa para que o operador possa calcular o controlador, conhecendo antecipadamente a margem de estabilidade do mesmo. Neste sentido, a vantagem do projeto de controladores paramétricos robustos do tipo intervalar está na possibilidade de propiciar que estes atuem dentro de uma margem de incertezas de ganhos e constante de tempo da planta, dessa forma apresentando melhor desempenho perante as incertezas paramétricas da planta.

Consequentemente, esses tipos de projetos garantem que em problemas, tais como na ocorrência de faltas ou de não linearidades da planta elétrica, o controlador robusto acabe não saindo com facilidade do seu ponto de operação, conseguindo rapidamente estabilizar o sistema, fato que muitas vezes pode não ocorrer em controladores que são projetados por tentativa e erro ou mesmo via métodos clássicos. Neste sentido, o autor procurou desenvolver em ambiente Matlab alguns algoritmos que funcionam em paralelo e servem como base para a efetiva estabilidade dos controladores. O algoritmo toma como base o teorema de Kharitonov, uma metodologia de controle robusta bastante apreciada desde o seu surgimento no final dos anos 80 pela área acadêmica.

A metodologia consiste em gerar quatro equações de Kharitonov que garantem a margem de estabilidade robusta. Ao mesmo tempo a análise de Kharitonov e a utilização da metodologia de Bhattacharyya, a qual serve para o uso do teorema em aplicações de funções de transferências, foram desenvolvidos para trabalhar-se de forma paralela os algoritmos *get_kharitonov*, *bode_extremal*, *freqresp_extremal*, *nyquist_extremal* e *hugo_mestrado*.

Os algoritmos desenvolvidos servem como base para estabelecer se a margem de ganho do sistema está dentro do especificado no diagrama de Bode e por onde o controlador passa pelo diagrama de Nyquist. Os controladores com elevada estabilidade robusta, como os projetados neste trabalho passam pela margem de fase especificada varrendo toda a região de incertezas paramétricas do sistema.

A metodologia de controle robusta seguiu o método de (Fung et al. 1998) para o cálculo de controladores PI robusto, além disso, foi realizada a análise em diagrama de Bode e de Nyquist a respeito do controlador por cancelamento de pólos proposto. O projeto seguiu como

base a linearização da planta em torno da carga R_c para o controle da corrente I_d do retificador trifásico a tiristor.

No capítulo 4 foram realizados os testes de simulação na planta de cadinho de alumínio e realizada as análises da corrente I_d do retificador sob a condição de uma falta aplicada em 0,25 s, observando-se o desempenho do ângulo de disparo dos tiristores, sendo realizada a comparação entre o desempenho do PI por cancelamento de pólos, PI robusto e do projetado em (Sood, 2004).

Os resultados demonstraram que os PIs projetados na dissertação apresentaram elevada robustez perante a condição de falta e melhor desempenho do que da referência utilizada para fins de validação do modelo. Além disso foram feitas análises com e sem filtro e com os controladores para verificar a recuperação das tensões V_{abc} e I_{abc} no lado CA da planta.

Os PIs apresentados na dissertação foram analisados no Capítulo 3 nos diagramas de Bode e de Nyquist. Ambos previam boa resposta para uma margem de fase de aproximadamente 90° e na simulação ambos demonstraram coerência em torno do projeto desenvolvido, resultando nas respostas previamente calculadas e conseguindo melhorar o desempenho do sistema.

Por fim, os sistemas de fornos de lingotes de alumínio foram abordados na presente dissertação por serem plantas importantes para o ambiente industrial. O Capítulo 2 também procurou, de forma resumida demonstrar que a falha em retificadores elevam os danos econômicos das empresas. Neste contexto, o trabalho visa a ser uma contribuição para o ambiente industrial, assim como, pretende deixar um algoritmo para ser utilizado em qualquer tipo de planta e para calcular qualquer tipo de controlador, esperando assim que seja de grande utilidade para futuros trabalhos na academia.

5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, pode-se propor diversos tipos de temas que podem ser aplicados tanto para a engenharia elétrica, como para a engenharia de controle e automação. A planta é interessante do ponto de vista industrial e acadêmico, podendo servir como uma possível proposta de P&D com indústrias do ramo de alumínio.

Sobre o aspecto acadêmico, pode-se estudar métodos de eletrônica na planta para mitigar os harmônicos e tentar melhorar a qualidade da energia. Na presente dissertação foi utilizado um filtro passivo, o qual pode em um trabalho futuro ser substituído por um híbrido ou ativo, sendo que filtros ativos apesar de serem um pouco mais caros, podem realizar um melhor controle dos harmônicos devido possuírem amplificadores operacionais e capacidade de controle de chaves estáticas.

Do ponto de vista de controle, novas metodologias de controle clássico e moderno podem ser estudados no sistema no sentido de melhorar o comportamento da corrente I_d perante outros tipos de faltas. Também pode ser abordado o controle da tensão V_d nos retificadores do ponto de vista da alta tensão, assim como estudos de estabilidade transitória e testes de curto-circuito. Por fim, pode ser desenvolvido um estudo a respeito de como a tensão e a corrente do retificador afetam diretamente a variação de temperatura dos fornos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGUIRRE**, L. A. – Introdução à Identificação de Sistemas – Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais – Editora UFMG, 3rd Ed. – Belo Horizonte, 2007.
- ANEEL** – Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico – PRODIST, 2018.
- ASTRÖM**, Karl Johan e **HAGGLUND**, Tore – PID Controllers: Theory, Design and Tuning – Library of Congress Cataloging in Publication Data – 2nd Ed., USA, 1995.
- BARRA**, H. M. – Projeto de um compensador Lead-Lag para mitigar oscilações hidráulicas em um sistema de bombeamento de fluídos, com implementação baseada em microcontrolador – TCC, IFPA, 2016.
- BARRA**, H.; **ROCHA**, E. M.; **COSTA**, C. A.; **NUNES**, M. V. A. e **BARRA JUNIOR**, W. – Projeto de Filtros Ativos e Passivos para a melhoria da Qualidade de Energia. In: Conferência Brasileira de Qualidade de Energia Elétrica, XII CBQEE, Curitiba, 2017.
- BAZANELLA**, Alexandre Sanfelice e **JUNIOR**, João Manoel Gomes da Silva – Sistemas de Controle, Princípios e Métodos de Projeto - Editora UFRGS – 1^a Ed. – Porto Alegre RS, 2005.
- BEVRANI**, H.; **FEIZI**, M. R.; **ATAEE**, S. – Robust Frequency Control in an Islanded Microgrid: H_∞ e μ - Synthesis Approaches. IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 7, NO. 2, Pp. 706-717, Março de 2016.
- BHATTACHARYYA**, S. P. - Robust control under parametric uncertainty: An overview and recent results – Revista Elsevier – V. 44, Pp. 45 – 77, Maio, 2017.
- BHATTACHARYYA**, S. P.; **DATTA**, A.; **KEEL**, L. H. – Linear Control Theory, Structure, Robustness and Optimization – Automation and Control Engineering Series – CRC Press, 2009.
- BODE**, H. W. – Network analysis and feedback amplifier design – D. Van Nostrand Publishing Company – New York, 1945.
- COELHO**, A. R.; **COELHO**, L. D. S. – Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares – Editora da UFSC – 2^a Ed. – Florianópolis SC, 2015.
- DIAS**, L.; - Estudo e otimização do processo de fusão da SLM – Dissertação de Mestrado de Engenharia Metalúrgica e de Materiais - Faculdade do Porto, Outubro, 2013.
- FATHI**, A.; **SHAFIEE**, Q.; **BEVRANI**, H. – Robust Frequency Control of Microgrids Using an Extended Virtual Synchronous Generator. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 33, NO. 6, Pp. 6289-6297, Novembro de 2018.

- FUNG, H. W.; WANG, Q. G.; LEE, T. H.** – PI Tuning in Terms of Gain and Phase Margins – Revista Automatica, V. 34, I. 9, Pp. 1145-1149, Setembro de 1998.
- GRMAN, L.; VESELÝ, V.;** – Extremal Transfer Functions in Robust Control System Design. Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, NO. 1-2, Pp. 11-17, 2004.
- GUINALZ, J. P.** – Trabalho, Alienação e Adoecimento na Produção de Alumínio em Barcarena – Dissertação de Mestrado, UFPA, 2007.
- HO, W. K.; HANG, C. C.; CAO, L. S.** – Tuning of PID Controllers Based on Gain and Phase Margin Specifications, Revista Automática, Vol. 31, NO. 3, Pp. 497-502, 1995.
- HYDRO, S. A.;** Relatório da Administração da Hydro do ano de 2017 – Abril, 2018.
- IEEE - 1159** – Recommended Practice for Monitory Eletric Power Quality, 2009.
- ISERMANN, R.** – Fault-Diagnosis Systems, An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance. Lybrary of Congress Cataloging in Publication Data – 1st Ed. – Germany, 2006.
- KHARITONOV, V. L.;** Asymptotyc Stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations – Differntia Uravnen V. 14, I. 11, Pp. 1483-1485 – 1978.
- KUNDUR, P.** – Power System Stability and Control –McGraw-Hill, 1994.
- LANDAU, Ion Doré** – System Identification and control design – Editora Prentice Hall – 1st Ed. – USA, 1990.
- LESSA, M. F. V.** – Metodologias para análises de incertezas paramétricas em conversores de potência – Tese de Doutorado – UFMG, 2013.
- NOGUEIRA, F. G.** – Investigação Experimental de Estratégias de Identificação e Controle LPV Aplicadas ao Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência – Tese de Doutorado – UFPA, 2012.
- NYQUIST, H.** – Regeneration theory – Bell System Technical Journal, V. 11, I. 1, Pp. 126-147, 1932.
- NUNES, M. V. A.** – Avaliação do comportamento de aerogeradores de velocidade fixa e variável integrado a redes elétricas fracas, Tese de Doutorado, UFSC, 2003.
- PANDEY, S. K.; DEY, J. e BANERJEE, S.** – Design and real-time implementation of robust PID controller for twin rotor MIMO system (TRMS) based on Kharitonov’s theorem, In: 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Controls and Energy Systems (ICPEICES), Pp. 1-6, Delhi, 2016.
- OGATA, K.** – Engenharia de Controle Moderno – Editora Prentice-Hall do Brasil, 3rd Ed. – Rio de Janeiro, 1998.

ROCHA, E.; BARRA JUNIOR, W.; BEZERRA, A. C. S. e BARRA, H. M. – Preventing Damage in Hydraulic Pumping Systems by using a Pressure Control Strategy. IEEE Latin America Transactions, V. 15, Pp. 445-453, 2017.

SADABADI, M.; SHAFIEE, Q.; KARIMI, A. – Plug-and-Play Robust Voltage Control of DC Microgrids. IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 9, NO. 6, Pp. 6886-6896, Novembro de 2018.

SOOD, V.; HVDC AND FACT CONTROLLERS, Application of Static Converters in Power Systems – Ed. Kluwer Academic Publishers - 1ª Ed. – New York, USA, 2004.

VALLE, L. A. F.; LOPES, D. A. R.; DE JESUS, E. G. – Afundamento Momentâneo de Tensão: Minimização das Paradas das Unidades de Refino de Petróleo. V Seminário Brasileiro Sobre Qualidade da Energia Elétrica. Aracaju, SE, 2003.

WEG, Equipamentos Elétricos S/A – “Motores Elétricos – Linhas de Produtos – Características – Especificações – Instalações – Manutenções. Jaraguá do Sul, SC, 2006.

APÊNDICE

A. Algoritmo desenvolvido em Matlab para verificar a margem de estabilidade robusta de controladores.

Tabela 3 – Rotina do *hugo_mestrado*.

```

% Calcular coeficientes intervalares

clc
clear; close all

K0=[4.4752 2.9835 1.4918]
Tal=[0.0016 0.0032 0.0047]

bmin=min(K0)
bmax=max(K0)

almin=min(Tal)
almax=max(Tal)

% Mostrar os parâmetros intervalares da função de transferência do tipo

%
%           b
% G(s) =  -----
%           a*s + 1

% Início do programa para cálculo do Controle Robusto

% Entra com as matrizes b e a contendo os dados dos coeficiente da planta
% intervalar G(s):

b=[bmin,bmax]

a=[almin, almax; 1, 1]

W=logspace(0,4,1000);

KI=1 % % Isso significa que o sistema está em malha fechada com o
controlador sendo um ganho unitário

bode_extremal(1,1,b,a,W,'L');

nyquist_extremal(1,1,b,a,W)

```

```

% controlador convencional (projetado por cancelamento de pólos)

Kpc=0.0174; Kic=2.3529;

numPIc=[Kpc Kic];
denPIc=[1 0];

bode_extremal(numPIc,denPIc,b,a,W,'L');

nyquist_extremal(numPIc,denPIc,b,a,W)

% controlador robusto (projetado para tr = 0.05 s (isto significa wgc = 18
% rad/s))

Kpr=0.0189; Kir=4.0105;

numPIr=[Kpr Kir];
denPIr=[1 0];

bode_extremal(numPIr,denPIr,b,a,W,'L');

nyquist_extremal(numPIr,denPIr,b,a,W)

Wc=2751
phi=-85.58

%% Projeto da parte Lead-Lag do Controlador

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
ang_PC = phi-360 % pior caso
phim = 60;
ang_C=-(180-phim)-ang_PC
angr_C=(ang_C*pi)/180

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

alfar=(1-sin(angr_C))/(1+sin(angr_C))
Tr=1/(Wc*sqrt(alfar))
LLr=tf([Tr 1],[alfar*Tr 1])

figure
bode(LLr,W),grid

max_absGjWgc_dB=-0.1169; % variando carga 30% para mais ou para menos
max_absGjWgc=db2mag(max_absGjWgc_dB);
absCjWgc=1/max_absGjWgc;

% calcula o valor do módulo da parte LL na frequencia Wcg:

absLLjWgc=sqrt(((Wc*Tr)^2)+1)/sqrt(((Wc*alfar*Tr)^2)+1);

Kr=absCjWgc/absLLjWgc;

numCr=Kr*[Tr 1];
denCr=[alfar*Tr 1]
bode(numCr,denCr,W)
grid

```



```

bode_extremal(numCr,denCr,b,a,W,'L');
% figure
nyquist_extremal(numCr,denCr,b,a,W)
hold on
x=-cos((pi/180)*phim);y=-sin((pi/180)*phim);plot(x,y,'*r')

```

B. Rotina do *bode-extremal*

Tabela 4 – Rotina do algoritmo *bode_extremal*.

```

% function bode_extremal(nc,dc,b,a,W, tipo_funcao)
%
% Parametros de entrada:
%
% nc e nd: vetores com os coeficientes dos polinômios do
%          numerador e denominador do controlador, em ordem
%          decrescente da potencia de s.
%
% b e a : matrizes com os valores dos limites inferior e superior
%          dos coeficientes intervalares da planta, em ordem decrescente
%          da potencia de s, na forma
%
%          b=[bmmin,bmmax;...;blmin,blmax;b0min,b0max]
%          a=[ammin,ammax;...;almin,almax;a0min,a0max]
%
% W : vetor com os valores pontos de frequencia onde serão
%     feitos os cálculos.
%
% tipo_funcao: especifica a função de transferencia desejada,
%             podendo ser um dos seguintes valores:
%
%             tipo_funcao='L' , retorna o bode de  $L(s)=C(s)*G(s)$ ;
%
%             tipo_funcao='T' , retorna o bode de  $T(s)=L(s)/(1+L(s))$ ;
%
%             tipo_funcao='S' , retorna o bode de  $S(s)=1/(1+L(s))$ ;
%
%
%% inicio da função

GE=freqresp_extremal(b,a,W);

[Nw,Narestas,Npontos_por_aresta]=size(GE);

j=sqrt(-1);

% calcula o vetor com a resposta em frequência do controlador

C=zeros(Nw,1);
for nw=1:Nw;

```

```

s=j*W(nw);

% calcula o valor complexo do polinômio do numerador do
% controlador caculado em s=jw

ncjw=0;
for v=1:length(nc); ncjw = ncjw + nc(v)*s^(length(nc)-v);end;
dcjw=0;

% calcula o valor complexo do polinômio do denominador do
% controlador caculado em s=jw

dcjw=0;
for v=1:length(dc); dcjw = dcjw + dc(v)*s^(length(dc)-v);end;

% valor complexo de C(s)=nc(s)/dc(s) calculado em s=jw

C(nw)=ncjw/dcjw;
end;

% calcula a resposta extremal da função de transferência de loop
% LE=C*GE

LE=zeros(Nw,Narestas,Npontos_por_aresta);
for nw=1:Nw;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            LE(nw,i,m)=C(nw)*GE(nw,i,m);
        end;
    end;
end;

if (tipo_funcao=='L');

absLE=zeros(2,Nw);
for nw=1:Nw;
    absLE(1,nw)=min(min(abs(LE(nw, :, :))));
    absLE(2,nw)=max(max(abs(LE(nw, :, :))));
end;
argLE=zeros(2,Nw);
for nw=1:Nw;
    teta_min=100000;
    teta_max=-100000;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            teta=phase(LE(nw,i,m));
            if(teta<teta_min);teta_min=teta;end;
            if(teta>teta_max);teta_max=teta;end;
        end;
    end
    argLE(1,nw)=teta_min;
    argLE(2,nw)=teta_max;

end;

figure;
subplot(2,1,1);
semilogx(W,mag2db(absLE(1,:)),'r',W,mag2db(absLE(2,:)),'b');grid

```

```

subplot(2,1,2);
semilogx(W, (180/pi)*argLE(1,:), 'r', W, (180/pi)*argLE(2,:), 'b');grid;

end; % fim do if para tipo_funcao='L'.

if (tipo_funcao=='T');

TE=zeros(Nw,Narestas,Npontos_por_aresta);
for nw=1:Nw;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            TE(nw,i,m)=LE(nw,i,m)/(1+LE(nw,i,m));
        end;
    end;
end;

absTE=zeros(2,Nw);
for nw=1:Nw;
    absTE(1,nw)=min(min(abs(TE(nw, :, :))));
    absTE(2,nw)=max(max(abs(TE(nw, :, :))));
end;
argTE=zeros(2,Nw);
for nw=1:Nw;
    teta_min=100000;
    teta_max=-100000;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            teta=phase(TE(nw,i,m));
            if(teta<teta_min);teta_min=teta;end;
            if(teta>teta_max);teta_max=teta;end;
        end;
    end
    argTE(1,nw)=teta_min;
    argTE(2,nw)=teta_max;

end;

figure;
subplot(2,1,1);
semilogx(W, mag2db(absTE(1, :)), 'r', W, mag2db(absTE(2, :)), 'b');grid
subplot(2,1,2);
semilogx(W, (180/pi)*argTE(1, :), 'r', W, (180/pi)*argTE(2, :), 'b');grid;

end; % fim do if para tipo_funcao='T'

if (tipo_funcao=='S');

SE=zeros(Nw,Narestas,Npontos_por_aresta);
for nw=1:Nw;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            SE(nw,i,m)=1/(1+LE(nw,i,m));
        end;
    end;
end;

absSE=zeros(2,Nw);
for nw=1:Nw;

```

```

        absSE(1,nw)=min(min(abs(SE(nw, :, :))));
        absSE(2,nw)=max(max(abs(SE(nw, :, :))));
    end;
    argSE=zeros(2,Nw);
    for nw=1:Nw;
        teta_min=100000;
        teta_max=-100000;
        for i=1:Narestas;
            for m=1:Npontos_por_aresta;
                teta=phase(SE(nw,i,m));
                if(teta<teta_min);teta_min=teta;end;
                if(teta>teta_max);teta_max=teta;end;
            end;
        end
        argSE(1,nw)=teta_min;
        argSE(2,nw)=teta_max;

    end;

    figure;
    subplot(2,1,1);
    semilogx(W,mag2db(absSE(1,:)),'r',W,mag2db(absSE(2,:)),'b');grid
    subplot(2,1,2);
    semilogx(W,(180/pi)*argSE(1,:),'r',W,(180/pi)*argSE(2,:),'b');grid;

end; % fim do if para tipo_funcao='T'
% fim do programa.

```

C. Rotina do *freqresp_extremal*

Tabela 5 – Rotina do algoritmo *freqresp_extremal*.

```

function [GE] = freqresp_extremal(b,a,W)
%
% [GE] = freqresp_extremal(b,a,W)
%
% Finalidade: calcular a resposta em frequência extremal,GE(jw), para
% uma planta incerta
%
%          G(s)= B(s)/A(s)
%
% onde B(s) e A(s) são polinômios intervalares na forma
%
%      B(s) = [bm]*s^m +...+[b1]*s + [b0]
%      e
%      A(s) = [an]*s^n +...+[a2]*s^2 + [a1]*s + [a0]
%
% com:
%
%      [bm]=[bmmin,bmmax],..., [b1]=[b1min,b1max], [b0]=[b0min,b0max]
%      e
%      [an]=[anmax,anmin],..., [a2]=[a2min,a2max], [a1]=[a1min,a1max],
%      [a0]=[a0min,a0max]
%
%

```

```

% Para cada frequencia w, a resposta é na forma de um poliedro de 32
% arestas projetado sobre o plano complexo.
%
% Parametros de entrada:
%
%     b = matrix real(m+1)x 2 contendo os valores dos limites inferior e
%     superior dos coeficiente intervalares do polinômio do numerador
%     da planta incerta;
%
%     a = matrix real (n+1)x 2 contendo os valores dos limites inferior e
%     superior dos coeficiente intervalares do polinômio do numerador
%     da planta incerta;
%
%     w = valor da frequência angular (em rad/s) onde será calculada
%     a resposta extremal da planta incerta.
%
% Parâmetro de saída:
%
%     GE = matriz complexa tridimensional (Nw,32x21) contendo a resposta
%     extrema GE para um vetor de frequência W com Nw pontos. Cada
%     O poliedro tem 32 arestas, com 21 pontos calculados para cada
%     aresta.
%
%% inicio da função

% grau do polinômio B(s) do numerador

[u,v]=size(b);
m_num=u-1;

% grau do polinômio A(s) do numerador

n_den=length(a)-1;

% imaginário complexo, para uso nos cálculos

j=sqrt(-1);

% número de pontos de frequência

Nw=length(W);

% inicializa um vetor lambda, que será utilizado nas somas convexas
% para o cálculo dos pontos das arestas (21 pontos em cada aresta):

lambda=[0:(1/20):1];

% matriz tridimensional GE para guardar os valores complexos da resposta
GE=zeros(Nw,32,length(lambda));

for nw=1:Nw;

    % frequência atual

    s=j*W(nw);

```

```

% obtém o conjunto de coeficientes dos 4 polinômios de Kharitonov
% para os polinômios intervalares do numerador e do denominador da
% planta
% intervalar do numerador n(s) da planta
% (ver pag. 470, fórmula 11.39):

Knum=get_kharitonov(b); % retorna uma matriz Kn com 4 linhas,
% sendo que a i-esima linha contem os
% coeficientes do i-esimo polinômio
% de Kharitonov do polinômio intervalar
% do numerador da planta.

Kden=get_kharitonov(a); % idem, para o polinômio intervalar do
% da planta.

% calcula o correspondente valor complexo de cada um dos 8 polinômios
% de Kharitonov na frequência atual.

Kn=zeros(4,1);
Kd=zeros(4,1);

for i=1:4;
    soma_num=0;
    soma_den=0;
    for k=1:(m_num+1);
        soma_num=soma_num+Knum(i,k)*s^(m_num+1-k);
    end;
    Kn(i)=soma_num;
    for k=1:(n_den+1);
        soma_den=soma_den+Kden(i,k)*s^(n_den+1-k);
    end;
    Kd(i)=soma_den;
end;

% vetores para armazenar as combinações convexas dos valores
% dos polinômios de Kharitonov do numerador e do denominador
% da planta intervalar, na frequência atual

Kd12=zeros(length(lambda),1);
Kd13=zeros(length(lambda),1);
Kd24=zeros(length(lambda),1);
Kd34=zeros(length(lambda),1);

Kn12=zeros(length(lambda),1);
Kn13=zeros(length(lambda),1);
Kn24=zeros(length(lambda),1);
Kn34=zeros(length(lambda),1);

for m=1:length(lambda);

    % calcula os valores das combinações convexas dos polinômios
    % de Kharitonov do numerador e do denominador

    Kd12(m)=lambda(m)*Kd(1)+(1-lambda(m))*Kd(2);
    Kd13(m)=lambda(m)*Kd(1)+(1-lambda(m))*Kd(3);
    Kd24(m)=lambda(m)*Kd(2)+(1-lambda(m))*Kd(4);
    Kd34(m)=lambda(m)*Kd(3)+(1-lambda(m))*Kd(4);

```

```

Kn12(m)=lambda(m)*Kn(1)+(1-lambda(m))*Kn(2);
Kn13(m)=lambda(m)*Kn(1)+(1-lambda(m))*Kn(3);
Kn24(m)=lambda(m)*Kn(2)+(1-lambda(m))*Kn(4);
Kn34(m)=lambda(m)*Kn(3)+(1-lambda(m))*Kn(4);

% calcula as 32 arestas da resposta extremal (ver pag. 559,
% cap. 12, de Bhattacharya et al.), na frequência atual.

GE(nw,1,m)=Kn(1)/Kd12(m);    GE(nw,2,m)=Kn(2)/Kd12(m);
GE(nw,3,m)=Kn(3)/Kd12(m);    GE(nw,4,m)=Kn(4)/Kd12(m);
GE(nw,5,m)=Kn(1)/Kd13(m);    GE(nw,6,m)=Kn(2)/Kd13(m);
GE(nw,7,m)=Kn(3)/Kd13(m);    GE(nw,8,m)=Kn(4)/Kd13(m);
GE(nw,9,m)=Kn(1)/Kd24(m);    GE(nw,10,m)=Kn(2)/Kd24(m);
GE(nw,11,m)=Kn(3)/Kd24(m);   GE(nw,12,m)=Kn(4)/Kd24(m);
GE(nw,13,m)=Kn(1)/Kd34(m);   GE(nw,14,m)=Kn(2)/Kd34(m);
GE(nw,15,m)=Kn(3)/Kd34(m);   GE(nw,16,m)=Kn(4)/Kd34(m);

GE(nw,17,m)=Kn12(m)/Kd(1);   GE(nw,18,m)=Kn12(m)/Kd(2);
GE(nw,19,m)=Kn12(m)/Kd(3);   GE(nw,20,m)=Kn12(m)/Kd(4);
GE(nw,21,m)=Kn13(m)/Kd(1);   GE(nw,22,m)=Kn13(m)/Kd(2);
GE(nw,23,m)=Kn13(m)/Kd(3);   GE(nw,24,m)=Kn13(m)/Kd(4);
GE(nw,25,m)=Kn24(m)/Kd(1);   GE(nw,26,m)=Kn24(m)/Kd(2);
GE(nw,27,m)=Kn24(m)/Kd(3);   GE(nw,28,m)=Kn24(m)/Kd(4);
GE(nw,29,m)=Kn34(m)/Kd(1);   GE(nw,30,m)=Kn34(m)/Kd(2);
GE(nw,31,m)=Kn34(m)/Kd(3);   GE(nw,32,m)=Kn34(m)/Kd(4);

end; % fim do for para lambda.

end; % fim do for para a frequência.

% fim da função.

```

D. Rotina do *get_kharitonov*

Tabela 6 – Rotina para o algoritmo *get_kharitonov*

```

function [K]=get_kharitonov1(p)
%
%
% Esta função obtém os 4 polinômios de Kharitonov para um dado
% polinômio intervalar
%
%   p(s)=[pnmin,pnmax]*s^n +...+[plmin,plmax]*s + [p0min,p0max]
%
% Parâmetros de entrada:
%
%   p = matriz (n+1) x 2 contendo os valores dos limites superior e
%       dos coeficientes intervalares, na forma:
%
%       p=[pnmin,pnmax;...;plmin,plmax;p0min,p0max]
%
% Parâmetro de Saída:

```

```

%
% K = matriz 4x(n+1) cujas linhas são os vetores K1, K2, K3, e K4,
% contendo os coeficientes dos polinômios de Kharitonov, em ordem
% decrescente da potência de 's', na forma:
%
%

% obtém o grau do polinômio p(s)

[u,v]=size(p);
n=u-1;

% inicializa a matriz K para armazenar os coeficientes dos 4 polinômios de
% Kharitonov

K=zeros(4,(n+1));
Kaux=zeros(4,(n+1));

if(n>=1);paux=zeros(n+1,2);end;
if(n==0);paux=zeros(1,2);end;

for i=1:(n+1);
    if (n>=1);
        for j=1:2; paux(i,j)=p(n+2-i,j); end;
    else;
        paux(1,1)=p(1,1);
        paux(1,2)=p(1,2);
    end;
end;

M=[0 0 1 1 0 0 1;
  0 1 1 0 0 1 1;
  1 0 0 1 1 0 0;
  1 1 0 0 1 1 0];

for i=1:4
    for j=1:(n+1);
        if ( M(i,j)==0);Kaux(i,j)=paux(j,1);else;Kaux(i,j)=paux(j,2);end;
    end;
end;

for i=1:4;
    for j=1:(n+1);
        K(i,j)=Kaux(i,n+2-j);
    end;
end;

%%% fim da função.

```


E. Rotina para o algoritmo *nyquist_extremal*

Tabela 7 – Rotina do algoritmo *nyquist_extremal*.

```

function nyquist_extremal(nc,dc,b,a,W)
%% inicio da função

GE=freqresp_extremal(b,a,W);

[Nw,Narestas,Npontos_por_aresta]=size(GE);

j=sqrt(-1);

% calcula o vetor com a resposta em frequência do controlador

C=zeros(Nw,1);
for nw=1:Nw;
    s=j*W(nw);

    % calcula o valor complexo do polinômio do numerador do
    % controlador calculado em s=jw

    ncjw=0;
    for v=1:length(nc); ncjw = ncjw + nc(v)*s^(length(nc)-v);end;
    dcjw=0;

    % calcula o valor complexo do polinômio do denominador
    % controlador calculado em s=jw

    dcjw=0;
    for v=1:length(dc); dcjw = dcjw + dc(v)*s^(length(dc)-v);end;

    % valor complexo de C(s)=nc(s)/dc(s) calculado em s=jw

    C(nw)=ncjw/dcjw;
end;

% calcula a resposta extremal da função de transferência de loop
% LE=C*GE

LE=zeros(Nw,Narestas,Npontos_por_aresta);
for nw=1:Nw;
    for i=1:Narestas;
        for m=1:Npontos_por_aresta;
            LE(nw,i,m)=C(nw)*GE(nw,i,m);
        end;
    end;
end;

% Plota o diagrama de nyquist extremal
figure;
hold on;
for nw=1:Nw;
    X=zeros(Narestas,Npontos_por_aresta);
    Y=zeros(Narestas,Npontos_por_aresta);

```

```

for i=1:Narestas;
    for m=1:Npontos_por_aresta;
        X(i,m)=real(LE(nw,i,m));
        Y(i,m)=imag(LE(nw,i,m));
    end;
    plot(X(i,:),Y(i,:));
end;
end;

grid;
axis([-2 2 -2 2]);

%plota o circulo unitario
plot(-1,0,'*r')
hold on; teta=[0:(pi/180):2*pi];x=cos(teta);y=sin(teta);plot(x,y,'k');

% fim da função.

```

F. Funções de transferências calculadas para as admitâncias dos ramos de filtragem do 3º, 5º, 7º e 9º harmônico do filtro apresentado na Fig. 2.5.

Tabela 8 – Funções de Transferências das admitâncias dos harmônicos.

Y3h =

$$6.464e-10s + 1.401e-11s^2 + 5.283e-15s^3$$

$$0.0000743 + 0.0000018s + 9.820e-10s^2 + 1.383e-12s^3$$

Y5h =

$$0.0000014s$$

$$1 + 0.0000014s + 0.0000003s^2$$

Y7h=

$$0.0000014s$$

$$1 + 0.0000014s + 0.0000001s^2$$

Y9h=

$$0.0007247s + 8.700D-08s^2$$

$$83.3 + 0.01s + 0.0000072s^2$$

Yhsuperiores =

$$0.0000033s$$