KLEBBER DE ARAUJO OTTOBONI

**Análise e Projeto via Algoritmo de Otimização Heurística
de um Controlador de Ordem Fracionária PI^λ para a
Melhoria do Desempenho de um Controle em Tensão
utilizado em Micro Redes**

Trabalho apresentado à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Ciências, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2016

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

089a Ottoboni, Klebber de Araujo
 Análise e projeto via algoritmo de otimização
 heurística de um controlador de ordem fracionária
 PI-lambda para a melhoria do desempenho de um controle
 em tensão utilizado em micro redes / Klebber de Araujo
 Ottoboni; orientador Ricardo Quadros Machado. São
 Carlos, 2016.

 Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação
 em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em
 Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São
 Carlos da Universidade de São Paulo, 2016.

 1. Controlador de Ordem Fracionária. 2. Fontes
 Alternativas de Energia. 3. Geração Distribuída. 4.
 Micro Redes. 5. Otimização Heurística. 6. Qualidade de
 Energia. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **KLEBBER DE ARAUJO OTTOBONI**.

Título da dissertação: "Análise e projeto via algoritmo de otimização heurística de um controlador de ordem fracionária Plá para a melhoria do desempenho de um controle em tensão utilizado em micro redes".

Data da defesa: 19/02/2015

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **Ricardo Quadros Machado (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

APROVADO

Prof. Dr. **Enes Gonçalves Marra**
(Universidade Federal de Goiás/UFG)

Aprovado

Prof. Dr. **Fernando Pinhabel Marafão**
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho" – UNESP/Sorocaba)

Aprovado

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Luis Fernando Costa Alberto**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo César Lima Segantine**

Aos meus pais que nunca mediram esforços, verdadeiros responsáveis pelas minhas conquistas e minha fonte de força e inspiração.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Ricardo Quadros Machado, orientador deste trabalho, pela confiança depositada em meu desempenho, pela dedicação e pelo constante incentivo.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão da bolsa de mestrado, o que possibilitou a realização dessa pesquisa.

A todos os professores que contribuíram essencialmente para minha formação.

A Escola de Engenharia de São Carlos, por colocar a disposição o laboratório e demais recursos.

A minha família e aos meus amigos que me apoiaram e possibilitaram que eu pudesse seguir adiante.

“Todo o esterco humano e animal que o mundo desperdiça, se voltasse para a terra, no lugar de ser lançado nas águas, seria suficiente para alimentar o mundo.”

Victor Hugo, *Les Misérables*

RESUMO

OTTOBONI, K.A. (2016). Análise e Projeto via Algoritmo de Otimização Heurística de um Controlador de Ordem Fracionária PI^λ para a Melhoria do Desempenho de um Controle em Tensão Utilizado em Micro Redes. Dissertação (Mestrado). Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2016.

A inclusão de fontes alternativas no sistema de energia elétrica possibilita a otimização dos recursos naturais disponíveis para geração. A conexão dessas fontes deve ser efetuada de forma a evitar índices de qualidade de energia incondizentes aos limites estabelecidos por normas nacionais e internacionais. Nesse contexto, sistemas de Geração Distribuída (GD) conectados à rede de distribuição via controle tensão/potência utilizam controladores Proporcional+Ressonantes (P+R) para produzir tensões com mínimas distorções na presença de cargas não lineares. Além disso, esse tipo de solução apresenta resultados satisfatórios na presença de outros tipos de carga (linear, não linear e conexão de máquina de indução), entretanto, para uma carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência fundamental, o sistema de GD torna-se instável e as distorções harmônicas ultrapassam os limites mínimos estabelecidos para assegurar a qualidade de energia. Dessa forma, essa dissertação de mestrado propõe a substituição do controlador P+R da frequência fundamental por um controlador de ordem fracionária PI^λ , projetado através de um algoritmo de otimização heurística. Os resultados obtidos através de simulação demonstram que o controlador proposto apresenta resultados satisfatórios para todas as cargas testadas: Não Linear; Motor de Indução Trifásico e RLC com frequência de ressonância igual à fundamental da rede. Entretanto, os resultados experimentais mostraram uma sensibilidade quanto à mudança de carga e quanto aos parâmetros de discretização do controlador, sugerindo a necessidade de uma análise mais rigorosa na etapa de projeto de modo a se ter robustez quanto à variação de carga.

Palavras-chave: Controlador de Ordem Fracionária, Fontes Alternativas de Energia, Geração Distribuída, Micro Redes, Otimização Heurística, Qualidade de Energia.

ABSTRACT

OTTOBONI, K. A. (2016). Analysis and Design of Fractional Order Controller PI^λ via Heuristic Optimization Algorithm to Improve the Performance of a Voltage Control Applied in Micro Grids. Master Thesis (MS). School of Engineering of São Carlos, University of São Paulo, 2016.

The insertion of alternative sources in the power system enables the optimization of natural resources available for electrical generation. The connection of these sources to the grid has to be made in order to avoid indices of power quality greater than the limits established by national and international standards. In this context, a Distributed Generation (DG) systems connected to the grid via voltage/power control use a proportional+resonant (P+R) controller to produce not only the fundamental frequency but also to reduce the voltage distortion when nonlinear loads are connected to the DG terminals. Additionally, this type of solution shows satisfactory results for linear, balanced, unbalanced and direct connection of induction machine as well. However, for parallel RLC load with frequency of resonance equals to the fundamental frequency of the grid, the DG system operation becomes unstable with high levels of harmonic distortions and an oscillatory behavior. In this context, we propose the replacement of the PR controller for the fundamental frequency by a fractional order controller PI^λ designed via a heuristic optimization algorithm. To prove the feasibility of the proposed approach a set of simulations are presented, however, the experimental prototype shown the sensitivity of the controller for different loads and for the controller discretization parameters suggesting the need for more analysis during the design procedures of the PI^λ controller to achieve the expected robustness.

Keywords: Alternative Sources of Energy, Distributed Generation, Fractional Order Controller, Heuristic Optimization, Micro Networks, Power Quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Diagrama simplificado para a conexão de sistemas GD com fonte alternativa à rede.....	18
Figura 1.2	Interpretação gráfica da generalização dos controladores PID clássicos pelo controlador $PI^\lambda D^\delta$	19
Figura 1.3	<i>Lévy-Flight</i> para uma variável bidimensional.....	21
Figura 1.4	Pseudo-algoritmo para o LFA.....	22
Figura 2.1	Diagrama unifilar simplificado do sistema de compensação de tensão utilizando fontes alternativas de energia.....	26
Figura 2.2	Diagrama de blocos do Algoritmo PLL.....	27
Figura 2.3	Diagrama de blocos simplificado do sistema no domínio da frequência.....	28
Figura 2.4	Magnitude do diagrama de bode para a função de transferência de malha fechada do sistema de compensação de tensão utilizando um controlador PI para a tensão.....	30
Figura 2.5	Magnitude do diagrama de bode para a função de transferência de malha fechada do sistema de compensação de tensão utilizando um controlador PR para a tensão.....	31
Figura 2.6	Esquema geral da estrutura elaborada para simulação.....	35
Figura 2.7	Tensão da Fase A e tensão de referência para uma carga não linear	36
Figura 2.8	Tensão da Fase A e tensão de referência para um motor de indução trifásico como carga	37
Figura 2.9	Tensão da Fase A e tensão de referência para carga RLC – Primeiro Intervalo	38
Figura 2.10	Tensão da Fase A e tensão de referência para carga RLC – Segundo Intervalo	39
Figura 2.11	Injeção de Potência Ativa na rede de distribuição.....	39
Figura 3.1	Interpretação gráfica para a estabilidade de sistemas LTI fracionários	45
Figura 4.1	Diagrama de blocos simplificado do sistema no domínio da frequência com controlador de ordem fracionária.....	50
Figura 4.2	Função de Avaliação em função da Geração	52
Figura 4.3	Diagrama de Bode do sistema utilizando o controlador fracionário otimizado.....	53
Figura 4.4	Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para uma carga não linear....	54

Figura 4.5	Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para o motor de indução trifásico como carga	55
Figura 4.6	Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Primeiro Intervalo	55
Figura 4.7	Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Segundo Intervalo	56
Figura 5.1	Visão geral do protótipo de bancada do sistema proposto em [9].....	59
Figura 5.2	Carga não linear – Retificador não controlado.....	59
Figura 5.3	Carga linear – Associação em série de lâmpadas incandescentes.....	60
Figura 5.4	Conversor CC-CA Trifásico Semikron.....	60
Figura 5.5	Esquemático do módulo trifásico Semikron.....	61
Figura 5.6	Drive de acionamento do conversor.....	62
Figura 5.7	Filtro passivo LC de saída.....	62
Figura 5.8	Esquemático de um canal da placa para medição e condicionamento da tensão	63
Figura 5.9	Esquemático de um canal da placa para medição e condicionamento da corrente	64
Figura 5.10	Placas de medição e condicionamento da tensão.....	65
Figura 5.11	Placas de medição e condicionamento da corrente.....	65
Figura 5.12	Processador Digital de Sinais (DSP) <i>Texas</i> , modelo TMS320F28335.....	66
Figura 5.13	Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para o sistema sem carga.....	68
Figura 5.14	Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga não linear.....	69
Figura 5.15	Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga linear.....	70
Figura 5.16	Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga não linear – Ajuste de 0,2%	71
Figura 5.17	Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga linear – Ajuste de 0,2%..	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Valores dos componentes do sistema.....	29
Tabela 2.2	Parâmetros do controlador de corrente.....	29
Tabela 2.3	Parâmetros do sistema para simulação.....	35
Tabela 2.4	Parâmetros do Motor de Indução.....	37
Tabela 2.5	Parâmetros da carga RLC	38
Tabela 4.1	Parâmetros do LFA.....	51
Tabela 4.2	Parâmetros Otimizados e Resultado para Magnitude.....	52
Tabela 4.3	Distorção Harmônica Total – Carga RLC.....	56

LISTA DE SIGLAS E ABREVIACÕES

DHT	Distoro Harmnica Total
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
LFA	<i>Lévy-Flight Firefly Algorithm</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
PR	Controlador Proporcional Ressonante
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Ordem de Integração do Controlador $PI^\lambda D^\delta$
δ	Ordem de Derivação do Controlador $PI^\lambda D^\delta$
γ	Coefficiente de Absorção de Luminosidade
α	Parâmetro de Intensidade de Aleatoriedade

SUMÁRIO

RESUMO.....	5
ABSTRACT.....	6
LISTA DE FIGURAS.....	7
LISTA DE TABELAS.....	9
LISTA DE SIGLAS E ABREVIACÕES.....	10
LISTA DE SÍMBOLOS	11
1 CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	15
1.1 Conexão de Micro e Minigeração Distribuída à Rede Elétrica.....	17
1.2 Controladores PI e Ressonante.....	18
1.3 Controladores de Ordem Fracionária.....	19
1.4 Algoritmo de Otimização – Algoritmo Lévy-Flight Firefly.....	20
1.5 Objetivo e Contextualização do Trabalho.....	22
1.6 Justificativa.....	23
1.7 Apresentação do Texto.....	24
2 CAPÍTULO 2 – SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA CONTROLADO EM TENSÃO E POTÊNCIA.....	25
2.1 Descrição do Sistema	25
2.2 Algoritmo de Sincronismo – PLL	26
2.3 Controle do Conversor CA	27
2.3.1 Critério de projeto dos controladores	28
2.4 Projeto dos Controladores Ressonantes	32
2.5 Controle de Potência	33
2.6 Simulação para Diferentes Cargas Locais	35
2.6.1 Carga Não Linear	36
2.6.2 Motor de Indução Trifásico	36
2.6.3 Carga RLC	37
2.6.4 Injeção de Potência Ativa.....	39
2.7 Considerações Finais	40

3	CAPÍTULO 3 – CÁLCULO DE ORDEM FRACIONÁRIA E CONTROLADORES DE ORDEM FRACIONÁRIA	41
3.1	Operador Diferenci-Integrador	41
3.1.1	Definições para o Operador Diferenci-Integrador	42
3.2	Aproximação para Ordens Fracionárias no Domínio da Frequência	43
3.3	Estabilidade de Sistemas LTI de Ordem Fracionária.....	45
3.4	Controladores de Ordem Fracionária.....	45
3.4.1	Controlador $PI^{\lambda}D^{\delta}$	45
3.4.2	Controlador Fracionário Avanço-Atraso	46
3.4.3	Controlador CRONE	46
3.5	Discretização de Operadores de Ordem Fracionária.....	47
3.6	Considerações Finais.....	48
4	CAPÍTULO 4 – PROJETO E ANÁLISE DO CONTROLADOR FRACIONÁRIO PARA A FUNDAMENTAL DA TENSÃO	49
4.1	Projeto do Controlador PI^{λ}	49
4.2	Simulação para Diferentes Tipos de Cargas	53
4.2.1	Carga Não Linear	54
4.2.2	Motor de Indução Trifásico	54
4.2.3	Carga RLC.....	55
4.3	Considerações Finais.....	57
5	CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	58
5.1	Descrição da Bancada.....	58
5.1.1	Conversor e Componentes Passivos.....	60
5.1.2	Aquisição de Dados e Condicionamento de Sinais.....	63
5.1.3	Unidade de Processamento.....	66
5.2	Resultados.....	67
5.2.1	Sistema sem Carga.....	67
5.2.2	Carga Local Conectada.....	68
5.3	Considerações Finais.....	72
6	CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E CONTINUIDADE DO TRABALHO.....	73
6.1	Conclusões.....	73

6.2	Continuidade do Trabalho.....	74
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	75
	APÊNDICE	81
	APÊNDICE A – Código em ambiente Matlab do Algoritmo de Otimização <i>LFA</i> proposto para o projeto do controlador PI^λ	81

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Segundo o relatório final do Plano Decenal de Expansão de Energia 2023 [1], estima-se um aumento de aproximadamente 46% do consumo nacional de energia elétrica para o ano de 2023, se comparado ao consumo em 2014. Nesse plano, ainda merece destaque a grande expansão estimada da capacidade instalada de geração eólica e solar no período 2014-2023, passando de 5,452 GW e 0 GW para 22,439 GW e 3,5 GW, respectivamente.

O governo brasileiro, seguindo a tendência internacional, em 1996 através do Decreto nº 2003, regulamentou a produção de energia elétrica por produtores independentes e pela Lei nº 10.438 de 26 de Abril de 2002, dentre outras providências, criou o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (Proinfa), o qual possui como objetivo aumentar a participação da energia elétrica produzida por empreendimentos de produtores autônomos no sistema elétrico nacional [2][3].

Nesse contexto, define-se que Geração Distribuída (GD) é a instalação de pequenas unidades geradoras espalhadas pelo sistema, próximas ao consumidor, e que possui como objetivo (prioritário) o atendimento local, com o excedente podendo ou não ser comercializado e enviado para o restante do sistema elétrico [4].

Dentre os principais exemplos de unidades geradoras com maior aplicabilidade em sistemas de GD, tem-se: as usinas com pequeno aproveitamento hidráulico (PCH – Pequena Central Hidroelétrica); eólicas; fotovoltaicas associadas a armazenadores de energia como baterias e supercapacitores; célula a combustível, que utilizam a quebra da molécula de hidrogênio; turbina a gás e gerador a diesel [4].

A Resolução Normativa da ANEEL Nº 482/2012 estabelece as condições necessárias para o consumidor brasileiro, através da utilização, por exemplo, de fontes alternativas ou de alto rendimento, produzir energia elétrica para suprir a própria demanda e fornecer o excedente para a rede de distribuição utilizando um sistema de empréstimo e compensação de energia com a distribuidora local. Nessa resolução são estabelecidas duas modalidades: micro (até 100 kW) e minigeração distribuídas (101 kW a 1 MW).

A diversificação das fontes utilizadas para suprir a demanda crescente de energia elétrica, ou seja, a integração e, consequente, otimização dos recursos disponíveis para geração, tem sido tratada como importante meio para que, seguindo os preceitos de sustentabilidade e

resguardando as medidas mínimas de proteção ambiental, sejam asseguradas a estabilidade e a segurança do sistema de energia [1][4].

A conexão de fontes alternativas de energia no sistema elétrico deve ser realizada de forma que sejam respeitadas as normas mínimas quanto à qualidade de energia, como por exemplo, segundo a Norma IEEE 1547-2003 [5], uma Distorção Harmônica Total (DHT) na tensão do Ponto de Acoplamento Comum (PAC) menor que 5%. Para garantir que as normas de qualidade não sejam violadas em um sistema inerentemente submetido a múltiplas fontes de distúrbio, são utilizados controladores de tensão, de corrente e de fluxo de potência.

Os sistemas de GD que utilizam fontes alternativas como a solar; a eólica ou a célula a combustível utilizam conversores de potência chaveados CC/CC e/ou CC/CA associados a sistemas de controle para adequação das tensões e correntes de acordo com os parâmetros estabelecidos por normas de qualidade de energia.

O controlador mais comum e difundido, devido à teoria bem estabelecida e a simples implementação, é o controlador Proporcional Integral (PI). Entretanto, a partir do diagrama de resposta em frequência da função transferência de um controlador PI observa-se que ele possui características de um filtro passa-baixas [6][7]. Esse efeito de atenuação em altas frequências restringe a capacidade de compensação do controlador PI quando submetido a sinais que possuem componentes de alta frequência. A aplicação desses controladores no processamento de energia alternada, mesmo com modificações reportadas na literatura que permitem ampliar a sua banda de passagem, pode levar a resultados insatisfatórios, pois, essas modificações levam o sistema aos limites de estabilidade [8][9].

Outros tipos de controladores, como o controlador PI associado à transformação das variáveis para os eixos síncronos, são capazes de fornecer uma boa resposta quanto a compensação do erro, mas apresentam estruturas complexas e/ou demandam maior capacidade computacional de processamento para a implementação digital [9]. Uma das soluções é a utilização de controladores ressonantes [10][11][12], os quais se destacam pela simplicidade, pelo bom desempenho, e ainda por uma grande seletividade da frequência de operação.

A implementação de controladores ressonantes para a tensão do ponto de acoplamento comum (PAC) de um sistema de GD utilizando fontes alternativas, como utilizado por Gonçalves em [11], apresentam bons resultados para cargas lineares, cargas não lineares e cargas predominantemente indutivas.

Entretanto, para uma carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede, para a qual o controlador é projetado, não se obtém um resultado

adequado devido à interação entre o controlador ressonante e a carga de característica ressonante, fazendo com que os índices de qualidade de energia ultrapassem os limites estabelecidos por normas bem como, ocorra o aparecimento de sobre/sub tensões e ressonâncias que levam a GD a situações de instabilidade.

Muitos trabalhos têm utilizado controladores baseados em cálculo fracionário, ou seja, em integradores e derivadores cuja ordem pode pertencer a todo o domínio dos números complexos [13][14][15][16]. Esses controladores apresentam particularidades interessantes como a capacidade de expansão da banda passante do controlador, preservando a estabilidade do sistema, e a maior quantidade de parâmetros de projetos, tornando-os mais robustos e capazes de lidar com plantas de característica ressonante [16]. Para esses controladores, vários métodos de projeto dos parâmetros são objetos de estudo, entretanto, pela complexidade da modelagem e análise, comumente são utilizados algoritmos de otimização heurística, principalmente, multiobjetivos [16][17][18][19].

1.1 Conexão de Micro e Minigeração Distribuída à Rede Elétrica

A maior parcela da matriz energética mundial é formada por fontes que, tanto pela estrutura necessária para implantação quanto pelo funcionamento das unidades geradoras, afetam o meio ambiente: modificando dinâmicas populacionais; interferindo na estrutura fluvial; causando a deposição de resíduos e/ou incrementando de maneira insustentável a demanda por insumos. Internacionalmente, as políticas governamentais estão fortemente direcionadas para a inserção de novas tecnologias de forma que elas otimizem o aproveitamento dos recursos naturais disponíveis, localmente, para geração de energia e evitem a centralização da geração em apenas uma fonte, reduzindo os custos de transmissão e os impactos ambientais.

Os benefícios advindos da integração de fontes alternativas no sistema de energia têm motivado o meio acadêmico na busca por soluções para problemas específicos, como, por exemplo: melhoria do rendimento da conversão de energia em painéis fotovoltaicos [20][21]; segurança, estabilidade e robustez dos sistemas que operam conectados a rede de distribuição [22][23] bem como, a diminuição do custo de produção e de armazenamento do hidrogênio em plantas que utilizam células a combustível [24][25].

Problemas esses que, mesmo quando em um contexto em que existam políticas governamentais de beneficiamento, podem inviabilizar economicamente a utilização de tais fontes, provocando o afastamento da iniciativa privada e dos pequenos produtores. Tendo em vista que na Resolução Normativa da ANEEL N° 482/2012 não são estabelecidos os custos

dos geradores nem possíveis condições de financiamento, restando ao consumidor, interessado em implantar uma micro ou mini rede, uma análise do custo/benefício.

Simplificadamente, a Figura 1.1 apresenta um diagrama geral para a conexão de sistemas GD, baseados em fontes alternativas, à rede de distribuição e que empregam um conversor eletrônico para o controle e o processamento da potência produzida pela fonte utilizada.

Figura 1.1: Diagrama simplificado para a conexão de sistemas GD com fonte alternativa à rede.

A utilização desse tipo de dispositivo para a conexão de sistemas de GD na rede elétrica, graças ao grande desenvolvimento dos dispositivos de eletrônica de potência, permite, através do controle adequado das variáveis elétricas (tensão, corrente, potência e frequência) definir a capacidade de operação dentro dos limites de qualidade de energia estabelecidos por normas nacionais e internacionais [9][26].

1.2 Controladores PI e Ressonante

Os controladores (proporcional-integral (PI)) clássicos são as estruturas de controle mais difundidas na literatura devido à teoria bem estabelecida para análise de estabilidade e projeto dos ganhos, à garantia de erro de regime permanente nulo para sinais de referência constantes e à simplicidade de implementação digital.

Entretanto, os controladores PI não conseguem fornecer respostas satisfatórias para sinais de referência com componentes de alta frequência devido às suas características intrínsecas e à analogia com o filtro passa-baixas quando são comparados os respectivos diagramas de resposta em frequência (bode). Algumas das modificações reportadas na literatura, como a transformação do sinal de referência para os eixos de referência síncronos $qd0$ [9] resultam em uma complexidade que pode comprometer o sistema de controle.

Controladores ressonantes são estruturas de controle capazes de compensar erros advindos de sinais de referência oscilatórios em frequências específicas de maneira similar ao

controlador PI associado à transformação de eixos, entretanto, com estrutura e implementação digital mais simples. Um dos tipos de controladores ressonantes é o controlador Proporcional Ressonante (PR), o qual no domínio da frequência é representado pela Equação (1.1) [6].

$$H^{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (1.1)$$

Onde: K_p e K_i são ganhos e ω_0 é a frequência de operação do controlador.

1.4 Controladores de Ordem Fracionária

As operações de integração e derivação de ordem fracionária, ou seja, com ordens cujos valores pertencem a todo o domínio dos números complexos, tem sido objeto de estudo há mais de 300 anos [27]. Recentemente, a aplicação das teorias do cálculo de ordem fracionária na área de controle tem estimulado a investigação mais detalhada quanto às possibilidades de projeto e implementação [28]. Os controladores PID que utilizam operadores de ordem fracionária, representados na forma $PI^\lambda D^\delta$, são considerados uma generalização dos PID clássicos [28][29]. A Figura 1.2 apresenta uma interpretação gráfica dessa generalização e a Equação (1.2) a função de transferência para o controlador $PI^\lambda D^\delta$.

Figura 1.2: Interpretação gráfica da generalização dos controladores PID clássicos pelo controlador $PI^\lambda D^\delta$ [29].

$$C(s) = K_p + K_i s^{-\lambda} + K_d s^\delta \quad (1.2)$$

Onde: K_P , K_I e K_D são constantes e λ e δ representam, respectivamente, a ordem do integrador e a ordem do derivador.

Observa-se que a ordem do integrador e a ordem do derivador são parâmetros de projeto que possibilitam a melhor adequação do controlador às solicitações de projeto, o que permite que o controlador $PI^\lambda D^\delta$ seja mais apto a lidar, por exemplo, com plantas que apresentam ressonâncias ou comportamento instável [27], ou seja, o controlador $PI^\lambda D^\delta$ apresenta uma melhor capacidade de ajuste ao comportamento dinâmico da planta.

1.5 Algoritmo de Otimização Heurística – Algoritmo Lévy-Flight Firefly

Em problemas nos quais as soluções analíticas são complexas e/ou as soluções numéricas demandam grande esforço computacional, alguns algoritmos de otimização baseados em análises probabilísticas e dinâmicas populacionais de cardume de peixes, bando de pássaros, colônia de formigas ou reprodução de vagalumes, tem se destacado por fornecerem respostas ótimas a esses problemas com um pequeno esforço computacional [30][31][32].

O *Firefly Algorithm* (FA), traduzindo do inglês Algoritmo do Vagalume, é um método de otimização baseado no comportamento de reprodução dos vagalumes. O que significa que o objetivo do seu desenvolvimento foi solucionar problemas de otimização através da mimetização da comunicação via luz entre os vagalumes e o decaimento de sua intensidade de acordo com a distância entre eles [33].

Na aplicação do FA em um problema específico, dois aspectos são importantes: a definição da variação da intensidade luminosa e a formulação da atratividade [33]. Para a atratividade existe a interferência do fator percepção, dessa forma ela dependerá da luminosidade percebida por cada “vagalume”, o que varia com a distância. Então, sendo β a atratividade, ela é definida pela Equação (1.3).

$$\beta = \beta_0 e^{-\gamma r^2} \quad (1.3)$$

Onde β_0 é a atratividade para a distância cartesiana r igual à zero, e γ é definida como a taxa de absorção de luminosidade do meio.

O *Lévy-Flight Firefly Algorithm* (LFA) diferencia-se do FA por utilizar como função para definição do comprimento do passo randômico o *Lévy Flight*, o qual representa uma maior verossimilhança ao voo característico de vários insetos. O *Lévy Flight* é obtido através de uma distribuição probabilística exponencial, conhecida como distribuição de *Lévy*, a qual possui

variância e média infinitas [33].

Na Figura 1.3, é apresentado o *Lévy Flight* para uma variável bidimensional, é possível verificar a similaridade com o voo característico de insetos e, além disso, um comportamento desejável na otimização de exploração ampla do universo de busca (passos aleatórios grandes) ao mesmo tempo em que são realizadas buscas localizadas (passos aleatórios pequenos) que evitam fugas de pontos ótimos.

Figura 1.3: *Lévy-Flight* para uma variável bidimensional [33].

O LFA tem se mostrado singularmente promissor em aplicações nas quais a função de avaliação possui vários ótimos locais [33][34]. Um pseudo-algoritmo para o LFA [33] é representado na Figura 1.4. O movimento de um “vagalume” i atraído por outro j mais atrativo (de maior intensidade luminosa) é determinado por (1.4).

$$x_i = x'_i + \beta_0 e^{-\gamma r_{ij}^2} (x_j - x_i) + \alpha \text{sin}(\text{rand} - \frac{1}{2}) \oplus \text{Lévy} \quad (1.4)$$

Onde: x_i representa a posição futura do “vagalume” i ; x'_i representa a posição atual do “vagalume” i ; α é um parâmetro que define a intensidade da aleatoriedade; sin é uma função que satura para +1 valores maiores que zero e para -1 valores menores que zero, rand é um número aleatório obtido através de uma distribuição uniforme; Lévy é o vetor representativo do *Lévy-Flight* e a operação $\oplus$ significa um produto termo a termo.

Lévy-Flight Firefly Algorithm

Início

Defina a Função Objetivo $f(\mathbf{x})$, $\mathbf{x} = (x_1, \dots, x_d)^T$;

Gere a população inicial de “vagalumes” $\mathbf{x}_i$, $i = 1, 2, \dots, n$;

A intensidade luminosa I_i para a posição $\mathbf{x}_i$ é definida a partir da função $f(\mathbf{x})$;

Defina o coeficiente de absorção de luminosidade γ e o parâmetro de intensidade de aleatoriedade α ;

enquanto ($t < \text{número máximo de gerações}$)

para $i = 1 : n$

para $j = 1 : n$

se ($I_j > I_i$)

 Mova o “vagalume” i na direção de j nas d -dimensões utilizando o Lévy-

Flight;

fim se

 Atualize a atratividade e a intensidade luminosa;

fim para

fim para

Classifique os vagalumes quanto à intensidade luminosa e encontre o melhor atual;

fim enquanto

Processe os resultados;

Fim

Figura 1.4: Pseudo-algoritmo para o LFA [33].

1.6 Objetivo e Contextualização do Trabalho

O principal objetivo desse trabalho é implementar um controlador de ordem fracionária para controlar a tensão terminal de um conversor eletrônico aplicado em micro redes que opera conectado à rede de distribuição e é descrito e analisado em [11]. Como forma de otimizar a operação da micro rede é utilizado como método de projeto do controlador o algoritmo LFA. O algoritmo de otimização é implementado em ambiente Matlab/Simulink, o sistema de conexão da micro rede é simulado em ambiente PSIM e implementado, posteriormente, em bancada.

Os objetivos específicos desse trabalho são:

- Simular o sistema proposto em [11], em ambiente PSIM, e avaliar o seu comportamento quando submetido a diferentes tipos de cargas. Verificando a sensibilidade exposta nesse trabalho, principalmente, quanto a cargas RLC com frequência de ressonância igual à fundamental;
- Implementar o algoritmo de otimização LFA, tendo como objetivo garantir um comprimento de banda mínimo para o controlador PI^λ ($PI^\lambda D^\delta$ sem parcela derivativa) que permita a substituição do controlador ressonante projetado para a frequência fundamental;
- Simular a micro rede proposta em [11] substituindo o controlador ressonante da fundamental pelo controlador fracionário projetado pelo LFA e verificar o comportamento do sistema quando submetido a diferentes tipos de cargas;
- Implementar o controlador de ordem fracionária em bancada, comparando os resultados experimentais com os obtidos por simulação;
- Estabelecer conclusões quanto à aplicabilidade do controlador de ordem fracionária no controle da tensão quando opera em uma micro rede.

1.7 Justificativa

Os controladores PID clássicos, apesar de extensivamente utilizados devido à forma simples de projeto e implementação, apresentam algumas limitações. Como por exemplo, a incapacidade de seguir sinais de referência de alta frequência. Uma das soluções propostas é a aplicação de controladores ressonantes, capazes de atuar em uma frequência específica de maneira tão efetiva quanto os controladores PID para referências constantes. Entretanto, a aplicação de um controlador ressonante para a tensão do sistema apresentado em [11], demonstrou resultados indesejados para cargas locais do tipo RLC que apresentam frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede de distribuição.

Os controladores que utilizam as teorias do cálculo de ordem fracionária em sua elaboração apresentam características interessantes. O controlador $PI^\lambda D^\delta$, além das constantes proporcional, integral e derivativa, possui como parâmetros de projeto as ordens do integrador e do derivador, permitindo uma melhor adequação aos requisitos de projeto e ao

comportamento dinâmico do sistema. Resultados satisfatórios têm sido obtidos para o projeto desse controlador utilizando métodos heurísticos de otimização.

Baseando-se nisso, esse trabalho busca implementar um controlador fracionário que substitua o controlador ressonante projetado para a frequência fundamental da tensão na micro rede estudada de modo que para diferentes tipos de carga local sejam respeitadas as normas mínimas de qualidade de energia, inclusive para cargas RLC com frequência de ressonância igual à fundamental.

1.8 Apresentação do Texto

Além desse capítulo introdutório, esse trabalho possui a seguinte organização:

- **Capítulo 2:** Apresentação das características e análise do sistema de microgeração distribuída controlado em tensão e potência apresentado em [11]. Modelagem no domínio da frequência. Projeto das malhas de controle. Implementação digital dos controladores ressonantes. Análise da resposta da tensão para diferentes tipos de cargas;
- **Capítulo 3:** Apresentação dos princípios básicos do cálculo de ordem fracionária e dos controladores de ordem fracionária.
- **Capítulo 4:** Projeto e implementação do controlador fracionário PI^λ . Características do algoritmo de otimização LFA e definição dos parâmetros. Análise da resposta da tensão para diferentes tipos de cargas.
- **Capítulo 5:** Apresentação da implementação em bancada do sistema. Resultados experimentais obtidos com o controlador de ordem fracionária para a tensão.
- **Capítulo 6:** Conclusões e Continuação do Trabalho.

CAPÍTULO 2

SISTEMA DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA CONTROLADO EM TENSÃO E POTÊNCIA

Este capítulo possui como objetivo apresentar o sistema de microgeração distribuída utilizando fontes alternativas e que foi proposto por Gonçalves [11]. Neste trabalho, da mesma forma como o problema foi solucionado em [11], a metodologia utilizada para injetar potência na rede é feita através do controle de ângulo de defasagem e amplitude da tensão sintetizada nos terminais da GD conforme é encontrado em dispositivos que trabalham como filtros ativos paralelos.

De modo geral, os filtros ativos paralelos são utilizados para compensação de corrente em sistemas de potência, ou seja, de forma que as distorções possam ser compensadas a partir da injeção de uma corrente com forma de onda específica produzida pela estrutura de controle e gerenciamento, e que os requisitos mínimos de qualidade de energia sejam respeitados. Entretanto, o sistema proposto, apesar de conectado em paralelo, é controlado em tensão, buscando que essa seja disponibilizada à carga de forma senoidal e, além disso, seja possível injetar a potência excedente (produzida pelas fontes alternativas) na rede de distribuição.

A estrutura de controle utilizada é uma estrutura em cascata, a qual, nesse caso, associa um controlador proporcional ressonante para a tensão com um proporcional-integral para a corrente. Além disso, são utilizadas malhas de controle para o barramento CC e para o controle do fluxo de potência.

Para cargas lineares, não lineares e predominantemente indutivas (motor de indução trifásico – MIT) a forma de onda da tensão apresentou pequena distorção, respeitando o limite estabelecido pela Norma IEEE 1547 ($DHT < 5\%$). Entretanto, para uma carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede, os resultados não são satisfatórios pois a mesma ressona com o controlador proporcional ressonante e leva a GD para uma situação de operação instável.

2.1 Descrição do Sistema

O diagrama unifilar da Figura 2.1 mostra a estrutura de conexão à rede do sistema de microgeração e uma simplificação do método de controle utilizado. Nessa estrutura, L_1 e C_1 são, respectivamente, o indutor e o capacitor do filtro LC de saída do conversor trifásico, L_2 é a indutância de acoplamento entre o sistema de GD e a rede, R_1 e R_2 são as resistências de

perdas dos respectivos indutores, i_{1ABC} e i_{2ABC} são as correntes trifásicas nos indutores L_1 e L_2 , $v_{conv-abc}$ são as tensões medidas sobre o capacitor do filtro de saída e $v_{rede-abc}$ são as tensões medidas no ponto de acoplamento comum (PAC).

Nesse contexto, as tensões $v_{rede-abc}$ são utilizadas para o sincronismo através do algoritmo PLL (do inglês, *Phase-Locked Loop*), obtendo-se como saída o ângulo θ_{PLL} usado para gerar as referências de tensão do conversor eletrônico. A fonte alternativa é representada nesse diagrama através de um barramento CC, de modo que seja considerada a possibilidade de integração de diversas fontes (solar, eólica ou célula a combustível, por exemplo) através de conversores CC/CC e/ou CA/CC.

Figura 2.1: Diagrama unifilar simplificado do sistema de microgeração distribuída utilizando fontes alternativas de energia [11].

2.2 Algoritmo de Sincronismo – PLL

Para a conexão da GD à rede de distribuição seja realizada de forma adequada, ou seja, como mínimo impacto na rede de distribuição e na micro rede, o sincronismo é fator primordial, ou seja, a amplitude, a frequência e a fase entre a tensão gerada pelo sistema de GD e a tensão da rede distribuição devem possuir mínima diferença antes da sua conexão

(valores estabelecidos por normas de qualidade de energia).

O Algoritmo PLL possibilita essa sincronia utilizando uma estrutura consideravelmente simples, a Figura 2.2 apresenta um diagrama de blocos para esse algoritmo, onde ω , $\Delta\omega$, H_v e T_s são, respectivamente, a frequência angular ajustada, a relação de frequência angular, o ganho do sensor da tensão medida na rede e o período de amostragem.

Figura 2.2: Diagrama de blocos do Algoritmo PLL [11].

O PLL calcula a média do produto interno entre a tensão da rede (v_{rede}) e a tensão de sincronismo $v'_\perp$, ou seja, quando o produto interno nulo entre essas duas tensões é alcançado, ambas as tensões são perpendiculares e, portanto, a tensão da rede e a tensão produzida pela GD estão sincronizadas. Além disso, a operação de integração da frequência ω fornece o ângulo θ . No diagrama da Figura 2.2, o bloco atraso pode ser desconsiderado devido à alta taxa de amostragem utilizada e/ou alta frequência de chaveamento do conversor [11].

Durante a operação, como é utilizado um controlador proporcional-integral no algoritmo PLL, é necessário que, antes da conexão do sistema de GD à rede, seja respeitado o tempo de espera que corresponde ao tempo de convergência do controlador. Esse tempo corresponde a, aproximadamente 5 ciclos da frequência fundamental de operação (para o caso em questão).

Para o projeto do controlador PI_{PLL} , a forma mais usual é comparar a função de transferência de malha fechada do PLL com a equação característica de uma função de transferência do segundo grau, estabelecendo uma frequência natural maior que 1 ou 2 períodos da frequência fundamental e um sobressinal máximo inferior a 30% [11].

2.3 Controle do Conversor CA

O sistema desenvolvido se propõe a fornecer tensões senoidais com baixas distorções harmônicas. Para tal fim, é necessário um sistema de controle de tensão adequadamente elaborado. Esse controle é baseado em uma estrutura de controle em cascata, utilizando na malha interna um controlador do tipo PI para a corrente e na malha externa, um controlador proporcional ressonante para a atuação sobre a fundamental e sobre as ordens harmônicas específicas.

Utilizando essa estrutura em cascata, a saída do controlador de tensão é fornecida como referência para o controlador de corrente e o controlador de corrente estabelece os índices de modulação de cada fase a serem aplicados ao modulador PWM.

2.3.1 Critério de Projeto dos Controladores

Para o projeto do ganho dos controladores é utilizado o método baseado na margem de fase e frequência de corte [35][36]. A Figura 2.3 apresenta o modelagem simplificada em diagrama de blocos do sistema da Figura 2.1, onde são desconsideradas as resistências dos indutores e a rede e a carga local são representadas por uma indutância Z .

Figura 2.3: Diagrama de blocos simplificado do sistema no domínio da frequência [11].

A partir dessa representação no domínio da frequência são obtidos os ganhos do controlador PI de corrente e o ganho proporcional do controlador proporcional ressonante. A Tabela 2.1 apresenta os valores dos componentes do sistema.

Tabela 2.1: Valores dos componentes do sistema [11].

Parâmetros da Planta					
PWM	200	$C_I(\mu F)$	10	H_v	1/360
$L_I(\text{mH})$	1,5	H_i	1/20	Z	Infinito
$L_2(\text{mH})$	5,0	$R_I(\Omega)$	0,1	$R_2(\Omega)$	0,2

Como exposto na Figura 2.3, a estrutura de controle é composta por controladores em cascata, isto é, por um controlador proporcional ressonante (PR) para a tensão por um PI para a corrente. O PI se justifica pela possibilidade de projeto desse controlador com uma banda de passagem suficientemente grande (1/6 ou 1 década abaixo da frequência de chaveamento/amostragem) sem que a estabilidade seja comprometida. Os ganhos integral (K_{ii}) e proporcional (K_{pi}) para o PI de corrente são obtidos, respectivamente, através das equações (2.1) e (2.2) [36].

$$K_{pi} \frac{G_{OLi}}{\omega_{FCLi}} = 1 \quad (2.1)$$

$$K_{ii} = K_{pi} \frac{\omega_{FCLi}}{\tan(mfi)} \quad (2.2)$$

Sendo: G_{OLi} representa o ganho de malha aberta para a malha de corrente dado por (2.3); ω_{FCLi} a frequência de corte de malha fechada definida como um sexto da frequência de amostragem e mfi a margem de fase para esse controlador, que pode estar entre 50° a 70° . A Tabela 2.2 reúne os resultados obtidos para os parâmetros do controlador de corrente.

$$G_{OLi} = PWMH_i \frac{1}{L_1} \quad (2.3)$$

Tabela 2.2: Parâmetros do controlador de corrente [11].

$F_{CL}(\text{Hz})$	1800	K_{pi}	0,9425	T_s	1/10800
mfi	70°	K_{ii}	2155,68		

O ganho proporcional do controlador ressonante é obtido considerando os ganhos calculados anteriormente para o controlador de corrente e uma frequência de corte uma década abaixo de ω_{FCLi} . Definindo-se então a Equação (2.4) .

$$K_{pv} \frac{G_{OLv}}{\omega_{FCLv}} = 1 \quad (2.4)$$

Onde,

$$G_{OLv} = G_{PI} \frac{1}{C_1} \frac{H_v}{H_i} \quad (2.5)$$

Sendo que G_{PI} é a função de transferência relativa ao controlador de corrente em malha fechada. A partir dessas equações obtém-se um valor de K_{pv} igual a 0,5038.

Utilizando a relação entre as constantes proporcional e integral apresentada em (2.2) para se obter uma constante integral de um controlador PI hipotético para a tensão (K_{iv}), encontra-se um valor igual a 115,56. A Figura 2.4 apresenta a magnitude do diagrama de bode para a função de transferência de malha fechada do sistema de compensação utilizando esse controlador PI hipotético. Ao analisar a Figura 2.4, constata-se que a partir da frequência de 100 rad/s ocorre um efeito de atenuação, chegando a, aproximadamente, -2,5 dB para a frequência de, aproximadamente, 377 rad/s, o que justifica a utilização do controlador proporcional ressonante para o controle da tensão.

Figura 2.4: Magnitude do diagrama de bode para a função de transferência de malha fechada do sistema de compensação de tensão utilizando um controlador PI para a tensão.

Tendo obtido os ganhos para o PI de corrente e o ganho proporcional para o PR da tensão, o próximo passo é a obtenção dos ganhos K_i do ressonante. Como cada controlador ressonante é projetado para uma frequência específica, para compensação da fundamental e das harmônicas de tensão torna-se necessário o projeto de um controlador representado pela Equação (2.6), onde h é a ordem da harmônica.

Como forma de facilitar o projeto desses controladores, comumente utilizam-se os mesmos ganhos e os mesmos ajustes de atraso para todas as harmônicas [6]. A Figura 2.5 é constituída pela magnitude da resposta em frequência (diagrama de bode) para o sistema de compensação utilizando o controlador PR com um ganho K_{ih} igual a 200 para as oito primeiras harmônicas de ordem ímpar (1ª, 3ª, 5ª, 7ª, 9ª, 11ª, 13ª e 15ª).

$$PR(s)_V = K_{pv} + \sum_h K_{ih} \frac{s}{s^2 + \omega_{oh}^2} \quad (2.6)$$

Figura 2.5: Magnitude do diagrama de bode para a função de transferência de malha fechada do sistema de compensação de tensão utilizando um controlador PR para a tensão.

Pela Figura 2.5 é possível observar que para cada frequência a região próxima aos picos possui um comportamento diferente. Quanto maior a frequência maior o módulo da inclinação da reta tangente à curva de magnitude na região próxima ao pico. Além disso, observa-se que para o mesmo valor da constante K_{ih} cada harmônica apresenta um ganho diferente. Portanto,

utilizar o mesmo valor de ganho não é uma alternativa ótima, já que não considera a particularidade de cada frequência em termos de ganho.

Alternativas para o estabelecimento dos valores de K_{ih} envolvem desde a utilização de uma análise baseada na experiência do projetista à utilização de algoritmos heurísticos de otimização.

2.4 Projeto dos Controladores Ressonantes

Idealmente, os sistemas elétricos são projetados para trabalhar em uma frequência nominal fixa e contínua ao longo do tempo. Nota-se que no projeto dos controladores ressonantes é considerada uma frequência específica de operação e suas respectivas ordens harmônicas. Entretanto, esse tipo de controlador possui como uma de suas principais características a grande seletividade em frequência, ou seja, caso ocorra uma pequena variação ele pode perder a sua capacidade de compensação.

Porém, para a conexão de geradores no sistema de distribuição, segundo o Módulo 3 (5ª Revisão/14 de Dezembro de 2012) e o Módulo 8 (6ª Revisão/ 01 de Janeiro de 2015) dos *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST* [37][38], a frequência de trabalho deve estar no intervalo 59,9 Hz e 60,1 Hz e na ocorrência de distúrbios, caso a frequência de operação ultrapasse os limites estabelecidos no intervalo 59,5 Hz e 60,5 Hz, o sistema GD deve garantir que a frequência retorne para esse intervalo no tempo máximo de 30 s. Essa liberdade quanto à variação da frequência estabelecida nessas normas de qualidade associada às características de operação dos sistemas de geração implica na possibilidade de submissão do sistema elétrico à várias fontes causadoras de variação da frequência.

Ainda, como a aplicação dos controladores ressonantes tem como um de seus objetivos a atuação sobre as ordens harmônicas, caso ocorra uma pequena variação na fundamental da rede, como por exemplo, de 60 Hz para 60,5 Hz, a harmônica de quinta ordem sofrerá uma variação de 2,5 Hz. Significando que, quanto maior a ordem da harmônica em que opera o controlador, maiores serão os efeitos da variação da frequência.

Fica evidente a necessidade de que o controlador PR seja projetado de forma adaptativa, ou seja, levando em consideração a variação da frequência para a definição dos ganhos. A implementação digital do controlador ressonante pode ser realizada utilizando diferentes métodos de discretização. Em [6] é realizada uma análise minuciosa da influência de cada um desses métodos na resposta do controlador. Essa análise é resumida em [11] como:

- Os métodos de Euler (*forward* e *backward*) não são adequados para discretizações de controladores ressonantes, uma vez que mapeiam os pólos da função para fora do círculo unitário. De outra forma, a implementação das outras formas de discretização são aptas para essa aplicação;
- Implementações utilizando os métodos por ZOH (*Zero Order Hold*), Invariância ao impulso, FOH (*First Order Hold*), Tustin com prewarping e ZPM (*Zero-Pole Matching*) fornecem uma localização precisa dos picos de ressonância, mesmo para altas frequências e baixas taxas de amostragem. Em consequência, são mais adequados para zerar o erro de regime permanente. Quando é aplicado em frequência adaptativa, é necessário o cálculo *on-line* de funções trigonométricas, o que pode exigir muito recurso computacional;
- Com relação aos controladores proporcionais ressonantes, a função de transferência discreta obtida pelo método de invariância ao impulso é a mais adequada entre os diversos métodos existentes, dado que a sua distribuição de zeros causa uma menor diferença de fase, deste modo, melhora a estabilidade. Por outro lado, o método ZOH é o mais desfavorável, porque introduz um atraso próximo da frequência de ressonância.

A partir de [6], define-se o método de invariância ao impulso como o mais apropriado para realizar a discretização do controlador PR da tensão. O controlador no domínio discreto, levando em consideração a adaptação quanto à frequência da rede é dado pela Equação (2.7). A frequência variável da rede (ω_{PLL}) é obtida através do algoritmo PLL apresentado.

$$PR(z)_V = K_{pv} + \sum_h K_{ih} T_s \frac{1 - z^{-1} \cos(h\omega_{PLL} T_s)}{1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_{PLL} T_s) + z^{-2}} \quad (2.7)$$

2.5 Controle de Potência

A potência ativa e a potência reativa a serem injetadas pelo sistema de microgeração distribuída na rede de distribuição são consideradas como as respectivas potências médias. Definindo β como o ângulo de defasagem entre a tensão da rede (v_{rede}) e a tensão terminal da GD (v_{conv}), com respectivas amplitudes V_{rede} e V_{conv} , e X_{L2} a impedância do indutor de acoplamento, tem-se que a potência ativa média é dada pela Equação (2.8) e a potência reativa média pela Equação (2.9).

$$P_{rede} = \frac{V_{rede}V_{conv}}{|X_{L2}|} \sin\beta \quad (2.8)$$

$$Q_{rede} = \frac{V_{rede}^2}{|X_{L2}|} - \frac{V_{rede}V_{conv}}{|X_{L2}|} \cos\beta \quad (2.9)$$

As equações (2.8) e (2.9) demonstram a capacidade de controle da potência ativa média injetada através da definição do ângulo de defasagem. Após a definição desse ângulo, a potência reativa média pode ser controlada através da amplitude da tensão nos terminais da GD. Além disso, a dependência dessas equações da reatância de acoplamento é indesejada, ou seja, uma possível solução a essa dependência é a utilização de um controle em malha fechada nas quais ambas as variáveis são ajustadas continuamente. Os controladores podem ser proporcional integral ou apenas proporcional devido à composição do sistema de injeção de potência por integradores [11].

Considera-se que o controlador responsável pela injeção de potência ativa possui como saída um ângulo de defasagem β pequeno e que V_{rede} varia no máximo 10% em relação à V_{conv} , possibilitando as aproximações: $\sin(\beta) \approx \beta$ e $V_{rede}V_{conv} \approx (V_{rede})^2$ e a obtenção da função de transferência da planta (G_p) para projeto do controlador da potência ativa, apresentada em (2.10).

Para o projeto do controlador de potência reativa, desconsiderando o limite estabelecido de 10% para a variação de V_{rede} em relação a V_{conv} , ou seja, não sendo mais válida a aproximação $V_{rede} \approx V_{conv}$ [11], a consideração de um ângulo β pequeno permite a aproximação $\cos(\beta) \approx 1$ e sendo V_{amp} igual à diferença entre as tensões V_{rede} e V_{conv} , tem-se a função de transferência da planta (G_Q) para o projeto do controlador de potência reativa, representada pela equação (2.11). Esse controle de potência é exposto com detalhes em [11].

$$G_p = \frac{P_{rede}}{\beta} = \frac{V_{rede}^2}{sL_2} \quad (2.10)$$

$$G_Q = \frac{Q_{rede}}{V_{amp}} = \frac{V_{rede}}{sL_2} \quad (2.11)$$

2.6 Simulação para Diferentes Cargas Locais e para a Injeção de Potência Ativa

O sistema de microgeração distribuída controlado em tensão e potência apresentado é simulado no *software* PSIM enquanto que, o sistema de controle discretizado é implementado em linguagem C++. A Figura 2.6 representa um esquema geral da estrutura construída no PSIM e a Tabela 2.3 os parâmetros para simulação. O objetivo da simulação é verificar o comportamento da tensão para três tipos de cargas: não linear, motor de indução trifásico e RLC com frequência de ressonância igual a fundamental.

Figura 2.6: Esquema geral da estrutura elaborada para simulação.

Tabela 2.3: Parâmetros do sistema para simulação [11].

Nº de fases	3	Frequência da Rede (Hz)	60
Tensão Nominal (V)	127	Taxa de Amostragem (kHz)	10,8
C _{CC} (mF)	2,0	Tensão CC (V)	400
Corrente máx. da fonte (A)	10	L ₂ (mH)	5
C ₁ (µF)	10	L ₁ (mH)	1,5

2.6.1 Carga Não Linear

A simulação realizada com uma carga local não linear faz uso de um retificador trifásico não controlado com carga RC de 1,86 kVA. O sistema é iniciado desconectado da carga e da rede, em 0,4s a rede é conectada e em 3s de simulação a carga é inserida. A Figura 2.7 é formada pelos gráficos da tensão da fase A no PAC e da tensão de referência. Observa-se que apesar da sobretensão no momento de conexão da carga, o sistema de controle da tensão em alguns ciclos fornece uma forma de onda com uma DHT de aproximadamente 2,9%.

Figura 2.7: Tensão da Fase A e tensão de referência para uma carga não linear.

2.6.2 Motor de Indução Trifásico

Um motor de indução trifásico de 0,5 CV é usado como carga. O motor na simulação é partido de forma direta, isso implica numa corrente de partida elevada (até 7 vezes maior que a nominal), o que justifica a utilização desse motor de pequena potência devido à limitação dos sensores utilizados, além disso, a potência do motor também não deve ultrapassar a potência da fonte. A Tabela 2.4 apresenta os parâmetros do motor e a Figura 2.8 o resultado para a tensão da fase A no PAC.

Tabela 2.4: Parâmetros do Motor de Indução [11].

Nº de fases	3	Frequência nominal (Hz)	60
Tensão Nominal (V) (Δ/Y)	220/338	η_r (rpm)	1720
r_s (Ω)	4,4	J (kg.m^2)	0,0006
r'_r (Ω)	5,02	L_{ls} (mH)	15,6
$r_m(\Omega)$	582	L'_{lr} (mH)	15,6
Nº de pólos	4	L_m (mH)	180
Potência Nominal (CV)	0,5

Figura 2.8: Tensão da Fase A e tensão de referência para um motor de indução trifásico como carga.

De maneira idêntica à realizada para a carga não linear, a rede é conectada aos 0,4s e aos 3s de simulação a carga é inserida. Pela Figura 2.8, percebe-se que os efeitos dessa carga predominantemente indutiva provoca efeitos menores na tensão de saída se comparados aos efeitos da conexão da carga não linear. A forma de onda da tensão obtida possui uma DHT de aproximadamente 2,4%.

2.6.3 Carga RLC

A carga utilizada na simulação é uma carga RLC paralela projetada de modo que a sua frequência de ressonância seja igual à frequência fundamental da rede. A Tabela 2.5 apresenta

os dados dessa carga, observando que eles respeitam a Equação (2.12) para cálculo da frequência de ressonância ω_{RES} . A simulação é realizada seguindo o mesmo procedimento das anteriores quanto a conexão na rede e da carga. A Figura 2.9 apresenta o resultado para a tensão da fase A no PAC do sistema GD.

Tabela 2.5: Parâmetros da carga RLC [11].

Nº de fases	3	Frequência de ressonância (Hz)	60
R (Ω)	32,258	C (mF)	0,16446
L (mH)	42,783501	R_c (Ω)	0,1
R_L(Ω)	0,1		

$$\omega_{RES} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.12)$$

Figura 2.9: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Primeiro Intervalo.

Pela Figura 2.9, aparentemente, o sistema consegue fornecer uma forma de onda para tensão livre de distorções para esse tipo de carga. Entretanto, na Figura 2.9, prolongando o tempo de simulação, percebe-se uma distorção muito significativa. A DHT da forma de onda da tensão da fase A na Figura 2.8, ou seja, entre 17,9 e 18 s de simulação, é de

aproximadamente 3,26%. Enquanto na Figura 2.10, entre 27,2 e 27,3 segundos de simulação, a DHT para a tensão da fase A se torna aproximadamente 17,15%.

Figura 2.10: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Segundo Intervalo.

2.6.4 Injeção de Potência Ativa

O sistema de controle de potência ativa utiliza uma transição entre patamares de referência do tipo rampa, com o objetivo de que a injeção de corrente ocorra de forma suave e sem picos acima dos valores estabelecidos por norma. A Figura 2.11 apresenta o gráfico da potência ativa injetada na rede, com referência estabelecida de 1,6 kW e transição rampa, e da respectiva corrente.

Figura 2.11: Injeção de Potência Ativa na rede de distribuição.

Observando os gráficos paralelos da Figura 2.11 é fácil verificar a capacidade do sistema de controle de atuar sobre a corrente indiretamente, controlando a potência injetada através do ângulo de fase β entre a tensão do sistema de microgeração e a tensão da rede de distribuição, imposta nos terminais GD.

2.7 Considerações Finais

Esse capítulo descreveu o sistema de microgeração distribuída controlado em tensão e potência proposto por Gonçalves [11]. O sistema se diferencia dos sistemas clássicos por compensar tensão estando conectado paralelamente a rede e conseguir injetar potência das fontes alternativas no sistema de distribuição.

Na proposta, um controle em cascata é utilizado, sendo a malha interna um controlador PI para a corrente e a malha externa um controlador PR para a tensão. A simulação da micro rede é feita com diferentes tipos de carga, ou seja, tal procedimento possibilitou verificar o desempenho do controlador estava dentro dos requisitos de projeto, pois, a tensão no PAC respeitou o requisito de uma DHT menor que 5% para as situações em que a carga é um retificador não controlado ou um motor de indução trifásico. Além disso, o controle do ângulo de fase da tensão proporcionou transferência de potência ativa para a rede com mínimos distúrbios.

Entretanto, para uma carga RLC paralela com frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede, a micro rede se mostrou instável com valores inaceitáveis de distorção harmônica.

CAPÍTULO 3

CÁLCULO DE ORDEM FRACIONÁRIA E CONTROLADORES DE ORDEM FRACIONÁRIA

Em uma carta para L'Hôpital em 1695, Leibniz se preocupava com o seguinte questionamento: é possível generalizar o significado de derivadas de ordens inteiras para ordens n não inteiras, de maneira que n pertença a todo o domínio dos números complexos? L'Hôpital ficou um pouco curioso sobre a questão e então, respondeu: e se $n = 1/2$? Leibniz, em uma carta datada de 30 de Setembro de 1695, respondeu: isso levará a um paradoxo, a partir do qual, um dia, consequências úteis se desenrolarão [27].

Essa discussão entre Leibniz e L'Hôpital de mais de 300 anos sobre derivadas de ordem fracionária marca o início do estudo de um tópico que tem sido foco de trabalho de vários matemáticos desde então. As principais contribuições no desenvolvimento do cálculo de ordem fracionária foram realizadas por Liouville, Riemann e Weyl [27][28] no século XIX. Isso significa que o cálculo de ordem fracionária, como objeto de estudo, é tão antigo quanto o cálculo tradicional.

Recentemente, devido à ampla inserção na indústria e à teoria tão bem estabelecida dos controladores PID, pesquisadores têm trabalhado para associar as teorias de cálculo de ordem fracionária na elaboração desses controladores, generalizando-os na forma $PI^\lambda D^\delta$, ou seja, com a ordem de integração e de derivação sendo parâmetros ajustáveis e números reais. Além do controlador $PI^\lambda D^\delta$, existem outras estruturas de controle que se baseiam no cálculo de ordem fracionária, como por exemplo, os controladores CRONE de primeira, segunda e terceira geração.

Nesse capítulo serão apresentadas as definições mais bem estabelecidas para os operadores diferencial e integral de ordem fracionária, suas propriedades e as características básicas dos controladores fracionários.

3.1 Operador Diferenci-Integrador

O operador diferenci-integrador é uma generalização das operações de integração e derivação, levando em consideração ordens pertencentes ao domínio dos números reais. A Equação 3.1 apresenta esse operador. Dentre as definições mais bem estabelecidas para esse operador estão: A fórmula integral de Cauchy, a definição de Grünwald-Letnikov, a definição de Riemann-Liouville e a definição de Caputo.

$${}_aD_t^r = \begin{cases} \frac{d^r}{dt^r} & r > 0 \\ 1 & r = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-r} & r < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Onde a e t são os limites da operação e r é a ordem. Geralmente r pertence ao domínio dos números reais mas r também pode ser um número complexo [27].

3.1.1 Definições para o Operador Diferenci-Integrador

Definição 3.1: Fórmula para integração de ordem fracionária de Cauchy. Essa definição (3.2) é uma extensão que generaliza a fórmula de integração de Cauchy para ordens inteiras [27][28]. Nessa definição, r é substituído por γ por ser limitada a integrações.

$${}_aD_t^\gamma f(t) = \frac{\Gamma(\gamma + 1)}{2\pi j} \int_C \frac{f(\tau)}{(\tau - t)^{\gamma+1}} d\tau \quad (3.2)$$

Sendo, C uma curva suave circundando a função de valor único $f(t)$ e $\Gamma(x)$ dada por (3.3).

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt \quad (3.3)$$

Definição 3.2: Definição de Grünwald-Letnikov. Nessa definição o operador diferenci-integrador é representado por (3.4).

$${}_aD_t^r f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^r} \sum_{k=0}^{\left[\frac{t-a}{h}\right]} (-1)^k \binom{r}{k} f(t - kh) \quad (3.4)$$

Onde $\left[\frac{t-a}{h}\right]$ significa a parte inteira dessa razão. Essa definição é consideravelmente útil pela simplicidade de se obter soluções numéricas para a operação.

Definição 3.3: Integrador de ordem fracionária de Riemann-Liouville. A integração, ou seja, considerando $r < 0$, é definida por (3.5).

$${}_a D_t^r f(t) = \frac{1}{\Gamma(-r)} \int_a^t (t - \tau)^{-r-1} f(\tau) d\tau \quad (3.5)$$

Sendo $-1 < r < 0$.

A definição de Riemann-Liouville é a mais utilizada no cálculo de ordem fracionária. Essa definição pode também ser estendida para operações de diferenciação de ordem fracionária (3.6) quando a ordem r satisfaz $n-1 < r \leq n$, onde n é um número inteiro e $f(t)$ seja no mínimo diferenciável n vezes.

$${}_a D_t^r f(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left[{}_a D_t^{-(n-r)} f(t) \right] = \frac{1}{\Gamma(n-r)} \frac{d^n}{dt^n} \left[\int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{r-n+1}} d\tau \right] \quad (3.6)$$

Definição 3.4: Derivador e integrador de ordem fracionária de Caputo. Para a operação de derivação, a definição de Caputo fornece (3.7) e para a operação de integração (3.8).

$${}_a D_t^r f(t) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{m+1}(\tau)}{(t-\tau)^\alpha} d\tau \quad (3.7)$$

$${}_a D_t^r f(t) = \frac{1}{\Gamma(-r)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1+r}} d\tau \quad (3.8)$$

Para o diferenciador (3.7), $r=m+\alpha$, m é um número inteiro e $0 < \alpha \leq 1$ e para o integrador (3.8), $r < 0$.

3.2 Aproximação para Ordens Fracionárias no Domínio da Frequência

A representação das operações de integração e diferenciação de ordem fracionária no domínio da frequência pode ser aproximada para funções de transferência de ordem inteira. Uma das aproximações bem estabelecidas é o Filtro Recursivo de Oustaloup [27][29]. Para uma ordem fracionária r , a aproximação para frequências no intervalo $[\omega_b, \omega_h]$ pode ser

escrita da forma (3.9).

$$s^r \approx G_f(s) = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (3.9)$$

Onde os parâmetros são obtidos por,

$$\omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+0,5(1-r)}{2N+1}} \quad (3.10)$$

$$\omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+0,5(1+r)}{2N+1}} \quad (3.11)$$

$$K = \omega_h^r \quad (3.12)$$

Em [27] é proposto um novo método de aproximação para a derivação e integração de ordem fracionária no intervalo de frequências $[\omega_b, \omega_h]$, definido como filtro de Oustaloup refinado e representado pela Equação (3.13)

$$s^r \approx G_f(s) = \left(\frac{d\omega_h}{b} \right)^r \left(\frac{ds^2 + b\omega_h s}{d(1-r)s^2 + b\omega_h s + dr} \right) \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (3.13)$$

Onde,

$$\omega'_k = \left(\frac{d\omega_b}{b} \right)^{\frac{r-2k}{2N+1}} \quad (3.14)$$

$$\omega_k = \left(\frac{b\omega_b}{d} \right)^{\frac{r+2k}{2N+1}} \quad (3.15)$$

E através de confirmações experimentais e teóricas, a aproximação apresenta bons resultados

para $b = 10$ e $d = 9$ [27].

3.3 Estabilidade de Sistemas LTI de Ordem Fracionária

Da teoria de estabilidade sabe-se que um sistema LTI (linear e invariante no tempo) é estável se as raízes do polinômio característico estão localizadas sobre o semiplano esquerdo do plano complexo. No caso de um sistema LTI de ordem fracionária, a análise de estabilidade pela localização de pólos no plano complexo apresenta uma particularidade: Um sistema com ordem fracionária $0 < q < 1$, interessantemente, pode ter raízes no semiplano direito do plano complexo e ainda ser estável [29].

O teorema de estabilidade de Matignon diz que [29]: a função de transferência fracionária $G(s)$ é estável se e somente se, para qualquer número complexo σ , raiz do polinômio característico de $G(s)$, seja respeitada a relação (3.16). A Figura 3.1 representa uma interpretação gráfica dessa relação, demonstrando a região na qual as raízes do sistema LTI fracionário podem estar localizadas no plano complexo.

$$|\arg(\sigma)| > q \frac{\pi}{2} \quad (3.16)$$

Figura 3.1: Interpretação gráfica para a estabilidade de sistemas LTI fracionários [29].

3.4 Controladores de Ordem Fracionária

3.4.1 Controladores de Ordem Fracionária $PI^\lambda D^\delta$

O controlador de ordem fracionária $PI^\lambda D^\delta$ foi proposto em [39] como uma generalização dos controladores PID clássicos com um integrador de ordem real λ e um diferenciador de ordem δ . A Equação desse controlador no domínio da frequência é apresentado em (3.17).

$$C(s) = K_P + K_I s^{-\lambda} + K_D s^{\delta} \quad (3.17)$$

Além do controlador $PI^{\lambda}D^{\delta}$ outros tipos de controladores utilizam ordens fracionárias para a derivação e integração [29], como: o Controlador CRONE de Primeira, Segunda e Terceira Geração e o Controlador Fracionário Avanço-Atraso.

3.4.2 Controlador Fracionário Avanço-Atraso

Anteriormente, na definição do controlador $PI^{\lambda}D^{\delta}$, verifica-se que os controladores de ordem fracionária baseiam-se, principalmente, na expansão da ordem dos integradores e derivadores para o domínio dos números reais. No mesmo sentido de generalização dos PIDs clássicos, é possível generalizar os controladores clássicos avanço-atraso, a partir de (3.18).

$$C(s) = C_0 \left(\frac{1 + s/\omega_b}{1 + s/\omega_h} \right)^n \quad (3.18)$$

Onde: $0 < \omega_b < \omega_h$, $C_0 > 0$ e n é um número real positivo no intervalo $[0,1]$.

3.4.3 Controlador CRONE

O controlador CRONE (do francês, *Commande Robuste d'Ordre Non Entier*, traduzindo, controle robusto de ordem não inteira) utiliza uma metodologia baseada no domínio da frequência e tem sido desenvolvida desde os anos 80 com uma configuração comum, a realimentação unitária. Três tipos de controladores CRONE têm sido desenvolvidos e a sua aplicação prática tem sido expandida: controladores CRONE de Primeira, de Segunda e de Terceira Geração.

O controlador CRONE de Primeira Geração baseia-se no estabelecimento de um controlador com fase constante na região da frequência de cruzamento de ganho garantindo que, quando houver perturbações na planta que resultem em variações de ganho na região dessa frequência, o controlador garanta a robustez da margem de fase [40]. A Equação (3.19) apresenta a função de transferência desse controlador.

$$C(s) = C_0 \left(\frac{\omega_I}{s} + 1 \right)^{n_I} \left(\frac{1 + s/\omega_L}{1 + s/\omega_H} \right)^n \frac{1}{(1 + s/\omega_F)^{n_F}} \quad (3.19)$$

Onde: n_I e n_F são, respectivamente, ordens inteiras positivas de um integrador com frequência de corte ω_I e de um filtro passa-baixas com frequência de corte ω_F ; n é um número real positivo, representando a ordem fracionária do controlador e C_0 é uma constante.

A robustez ideal da margem de fase é garantida apenas se a frequência de cruzamento de ganho estiver contida em um intervalo no qual a planta apresente fase constante, ou seja, plantas com característica de perturbação apenas de ganho. Para plantas em que não é possível estabelecer uma banda com fase constante na região da frequência de cruzamento de ganho, a Segunda Geração do controlador CRONE deve ser utilizada. Para a projeto desse controlador, primeiramente, é estabelecida uma função de malha aberta $\beta_0(s)$, definida como *template*, dada por (3.20). A função de transferência do controlador $C(s)$ é então obtida através (3.21), onde $G(s)$ representa a função de transferência da planta.

$$\beta_0(s) = K \left(\frac{\omega_I}{s} + 1 \right)^{n_I} \left(\frac{1 + s/\omega_h}{1 + s/\omega_l} \right)^n \frac{1}{(1 + s/\omega_h)^{n_h}} \quad (3.20)$$

$$C(s) = \frac{\beta_0(s)}{G(s)} \quad (3.21)$$

Onde: n é um número real positivo e n_I e n_h são números inteiros positivos ajustados de modo que se obtenha uma função de transferência para o controlador que forneça uma boa resposta segundo as especificações respeitando a limitação da ordem do numerador ser menor ou igual a ordem do denominador.

O controlador CRONE de Terceira Geração representa uma generalização mais abrangente para plantas que possuam múltiplas características de perturbação. Esse controlador é um exemplo de controlador fracionário que expande o domínio das ordens dos integradores e derivadores para o domínio dos números complexos [39][40].

3.5 Discretização de Operadores de Ordem Fracionária

O passo fundamental para implementação digital de controladores de ordem fracionária é a escolha do método de discretização dos seus operadores fracionários. De forma geral, existem dois métodos: Discretização Direta e Discretização Indireta. Nos métodos de Discretização Indireta, primeiramente, o operador de ordem fracionária é submetido a uma aproximação no domínio da frequência pelo Filtro Recursivo de Oustaloup ou pelo Filtro de

Oustaloup Refinado e, então, os métodos clássicos de discretização são realizados nessa função de transferência obtida pela aproximação [39].

A Discretização Direta se resume na aplicação direta dos operadores clássicos de discretização, como o de Euler e de Tustin, no operador de ordem fracionária, com a posterior expansão desse operador no domínio discreto através de séries polinomiais (*PSE – Power Series Expansion*) ou de séries fracionárias contínuas (*CFE – Continued Fractional Expansion*)[39][41]. A expansão utilizando séries fracionárias contínuas tem apresentado melhores resultados devido à convergência a uma melhor aproximação utilizando menor número de termos [39].

O processo de discretização dos controladores de ordem fracionária engloba uma quantidade consideravelmente maior de definições que para os controladores clássicos, são elas: Método Direto ou Indireto; Operadores de Discretização $s = \omega(z^{-1})$; Número de termos para aproximação no domínio da frequência; Expansão em série *PSE* ou *CFE* e Número de termos dessa expansão [41]. Portanto, tendo em mente a necessidade de adaptação do controlador às características da planta, essas definições devem ser analisadas minuciosamente para cada projeto em particular.

3.6 Considerações Finais

Nesse capítulo foram apresentadas diferentes definições do cálculo de ordem fracionária para o operador diferenci-integrador. Várias definições foram formuladas desde o primeiro questionamento se existia essa possibilidade de interpretação. Interessantemente, o conceito clássico de estabilidade quanto ao local das raízes do polinômio característico da função de transferência não se aplica nos sistemas LTI de ordem fracionária. A região estável para esses sistemas sofre uma expansão como apresentado pela Figura 3.1.

No próximo capítulo, a proposta de substituição do controlador proporcional ressonante aplicado à fundamental da tensão no sistema de compensação por um controlador PI^λ é descrita quanto aos passos de projeto e os resultados são analisados.

CAPÍTULO 4

PROJETO E ANÁLISE DO CONTROLADOR FRACIONÁRIO PARA A FUNDAMENTAL DA TENSÃO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO

Os resultados obtidos na simulação do sistema de microgeração distribuída apresentados no capítulo 2 demonstraram a incapacidade do controlador proporcional ressonante em gerar resultados satisfatórios para a tensão no PAC quando a carga local é uma carga RLC paralela com frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede. As simulações utilizando como carga o motor de indução e o retificador não controlado corresponderam às expectativas, fornecendo uma tensão com DHTs de aproximadamente 3% em ambos os casos, o que significa que não se trata de um problema de ajuste inadequado dos ganhos do controlador.

O projeto de um controlador PI para a malha externa do controle em cascata resultou em um ganho de aproximadamente -2,5 dB para a frequência de 60 Hz. Utilizar um controlador PID ou outras configurações que utilizem a parcela derivativa, o que proporcionaria uma expansão da banda de passagem se comparado ao controlador PI, não é desejado devido ao efeito sobre as componentes de alta frequência advindas do sistema de comutação do conversor.

Nesse contexto, propõe-se a implementação de um controlador PI^λ otimizado via processos heurísticos para substituir o controlador proporcional ressonante da fundamental, tendo como objetivo uma banda de passagem do sistema com ganho para a fundamental de 0 dB, com o mínimo de atraso e com garantia de estabilidade.

Após a substituição do proporcional ressonante da fundamental pelo PI^λ , as simulações para os diferentes tipos de cargas apresentadas no capítulo 2 serão realizadas novamente para análise e comparação.

4.1 Projeto do Controlador PI^λ

Para o projeto do controlador PI^λ utiliza-se o algoritmo de otimização LFA implementado em ambiente Matlab, cujo código é apresentado no Apêndice A deste trabalho. O diagrama de blocos apresentado na Figura 2.3, com a substituição do controlador P+R da fundamental da tensão pela aproximação do controlador PI^λ via Filtro de Oustaloup Refinado [27], representado pelo diagrama de blocos da Figura 4.1, é simulado em ambiente Matlab/Simulink, e a partir da resposta desse diagrama obtém-se o valor para a função de

avaliação do algoritmo. O sinal referência de tensão utilizado para obtenção dos valores da função objetivo a ser minimizada é uma onda senoidal com frequência de 60 Hz e amplitude de 360 V.

Observa-se que a amplitude da tensão utilizada para otimização é o dobro da tensão utilizada na simulação do sistema, o que se justifica pela necessidade de que essa tensão seja estabelecida de acordo com os parâmetros do algoritmo LFA, respeitando a relação entre as parcelas consideradas na definição da função objetivo, e que, sendo o sistema e o objetivo da otimização modelado no domínio da frequência, essa diferença na amplitude da tensão de referência não proporciona interferência prejudicial no resultado final.

Figura 4.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema no domínio da frequência com controlador de ordem fracionária.

Após a simulação, os dados do sinal de referência e da resposta do sistema que correspondem a 100 ciclos destes sinais são transformados para os eixos síncronos $qd0$, resultando numa referência constante e uma resposta comparável à resposta ao degrau. Como o objetivo da otimização é obter os parâmetros do controlador que fornecem uma resposta para a frequência de 60 Hz estável e com um ganho de malha fechada o mais próximo possível de 0 dB, utiliza-se a Equação (4.1) como função de avaliação, a qual deve ser minimizada. A Tabela 4.1 apresenta o valores definidos para os parâmetros do LFA.

$$f(x_i) = \sum_{i=0}^{100.T_h} (u_i - y_i)^2 + a(\max(u_i) - 360)^2 \quad (4.1)$$

Onde: y_i é a amostra i da tensão de referência, u_i é a amostra i da tensão de saída do sistema e a é um parâmetro utilizado na função de avaliação com o objetivo de inserir uma parcela que represente o desejo de minimizar o sobressinal. Atribui-se para a o valor 1000.

Tabela 4.1: Parâmetros do LFA [33].

LFA	
γ	5
α	0,2
Δ	$1 - \left(\frac{10^{-4}}{0,97}\right)^{\frac{1}{t}}$
β_0	1
Fator de escala	0,3
Nº de partículas	100
Dimensão	3
Iterações	50
$I(x_i)$	$f(x_i)^{-1}$

A Figura 4.2 apresenta o progresso da função de avaliação para cada geração. Observa-se uma rápida convergência para o mínimo e uma grande variação entre a situação inicial e final, o que significa que o algoritmo está bem ajustado, fornecendo uma rápida e significativa redução da função de avaliação. A Tabela 4.2 apresenta os valores otimizados para os parâmetros do controlador e o resultado obtido para a magnitude.

Figura 4.2: Função de Avaliação em função da Geração.

Tabela 4.2: Parâmetros Otimizados e Resultado para Magnitude.

<i>LFA</i>	
K_p	1
K_I	27,9272
λ	0,8217
Magnitude (dB)	0,1023

O resultado obtido para o valor da magnitude, se comparado com o valor do ganho obtido com o controlador PI clássico projetado pelo método da margem de fase e de ganho, permite perceber a qualidade da otimização. A Figura 4.3 apresenta a resposta em frequência para a função de transferência de malha fechada do sistema utilizando o controlador PI^λ , confirmando o sucesso do algoritmo LFA proposto.

Figura 4.3: Diagrama de Bode do sistema utilizando o controlador fracionário otimizado.

4.2 Simulação para Diferentes Tipos de Cargas

A simulação utilizando diferentes tipos de cargas é realizada no software PSIM, com a mesma estrutura apresentada na Figura 2.6. O controlador PI^λ é responsável por atuar na frequência fundamental, portanto, apenas o proporcional ressonante dessa frequência é retirado. Contudo, mesmo que haja uma atenuação, o controlador fracionário executa certa compensação nas frequências harmônicas, tornando necessário o reajuste dos ganhos dos respectivos controladores ressonantes.

Para a implementação digital em linguagem C++, o controlador PI^λ foi discretizado utilizando o método de Euler e a expansão em série *CFE* [29][42], através do código Matlab elaborado por Ivo Petrás e Igor Podlubny disponível em [43]. A Equação (4.2) apresenta a função de transferência do controlador fracionário no domínio discreto.

$$PI^\lambda(z) = \frac{17,98 - 43,14z^{-1} + 35,2z^{-2} - 11z^{-3} + z^{-4}}{17,74 - 42,76z^{-1} + 35,02z^{-2} - 10,98z^{-3} + z^{-4}} \quad (4.2)$$

4.2.1 Carga Não Linear

A mesma carga não linear apresentada no Capítulo 2, o retificador não controlado, é utilizada novamente. A Figura 4.4 mostra a tensão da fase A no PAC e a tensão de referência. Nessa figura percebe-se uma sobretensão próxima da obtida para o controlador proporcional ressonante e uma progressiva redução do erro. Além disso, a forma de onda da tensão da fase A no PAC apresenta uma DHT de 2,52%, menor que a de 2,9% obtida pelo controlador proporcional ressonante.

Figura 4.4: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para uma carga não linear.

4.2.2 Motor de Indução Trifásico

Da mesma forma que no item anterior, a carga utilizada nessa simulação é o mesmo motor apresentado no Capítulo 2. Para o motor de indução, no momento de conexão da carga não há efeitos drásticos na forma de onda da tensão (Figura 4.5), observa-se um transitório suave. Para esse tipo de carregamento a DHT para o controlador fracionário é de 2,5%, caracterizando um comportamento da tensão semelhante para os dois tipos de controladores.

Figura 4.5: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para o motor de indução trifásico como carga.

4.2.3 Carga RLC

Finalmente, a carga RLC apresentada no Capítulo 2 é avaliada em simulação com um controlador fracionário. As figuras 4.6 e 4.7 são formadas pelas formas de onda da tensão da Fase A no PAC e da tensão de referência, considerando os mesmos intervalos de tempo de simulação das figuras 2.9 e 2.10.

Figura 4.6: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Primeiro Intervalo.

Figura 4.7: Tensão da fase A no PAC e tensão de referência para carga RLC paralela com frequência de ressonância igual a fundamental da rede – Segundo Intervalo.

Em ambas as figuras 4.6 e 4.7 a tensão da fase A no PAC possui uma pequena quantidade de distorção e, diferente do observado para a simulação com o controlador ressonante, a forma de onda permanece com as mesmas características, não havendo alterações que caracterizem instabilidade. A Tabela 4.3 é formada pela DHT em 3 períodos diferentes da simulação para o sistema com o controlador ressonante e para o sistema com o controlador fracionário.

Tabela 4.3: Distorção Harmônica Total – Carga RLC.

Tempo de simulação (s)	DHT	
	Controlador PI+PR para Harmônicos	Controlador PI^λ + PR para Harmônicos
17,9	3,26%	2,30%
27,2	17,15%	2,30%
36,0	21,63%	2,32%

A Tabela 4.3 resume os dados obtidos para as simulações com a carga RLC. Fica evidente a distorção crescente na tensão para o sistema que utiliza o controlador proporcional ressonante na frequência fundamental, enquanto que para o sistema com o controlador

fracionário proposto a DHT permanece inalterada. Existe uma pequena variação no último dado para o controlador fracionário, entretanto, como o PSIM calcula a DHT baseando-se em amostras de dados, essa pequena variação é justificada.

4.3 Considerações Finais

O método de projeto e os resultados para o controlador de ordem fracionária PI^λ foram apresentados nesse capítulo. O sistema que utiliza o controlador ressonante fornece bons resultados para a maioria das cargas, mas para a carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência da rede, o sistema apresenta uma DHT de até 21% para o tempo de simulação executado. Enquanto isso, o controlador fracionário apresentou resultados para todas as cargas testadas com DHT menor que 3%.

Portanto, baseando-se nos resultados de simulação em ambiente PSIM, a substituição do controlador ressonante da fundamental pelo controlador fracionário projetado é uma solução para o problema de instabilidade perante à carga RLC.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Baseando-se nos resultados de simulação obtidos e apresentados no Capítulo 4, a estrutura de controle proposta é implementada em bancada com o objetivo de validá-la. Esse capítulo apresentará os detalhes da bancada dividindo-a em três estruturas: Conversor e elementos passivos; Sistema de aquisição de dados e condicionamento de sinais e Unidade de Processamento (DSP). Em seguida serão apresentados e analisados os resultados obtidos para o sistema sem carga, com carga linear e com carga não linear.

Os valores utilizados em simulação para os componentes passivos são muito próximos dos valores de bancada, exceto pelos pequenos desvios devido à margem de tolerância no processo de fabricação. Para alimentação do barramento CC foi utilizado um autotransformador trifásico de tensão variável de 9 kVA, e devido às limitações da capacidade de alimentação, foi estabelecida uma amplitude de 90 V para a tensão da rede na qual o sistema de microgeração seria conectado.

5.1 Descrição da Bancada

A Figura 5.1 apresenta as estruturas componentes da bancada correspondente ao protótipo do sistema proposto em [11]. As figuras 5.2 e 5.3 representam, respectivamente, as cargas não linear e linear utilizadas como carga local. A carga linear é uma associação em série de 4 lâmpadas incandescentes de 100 W para cada fase e a carga não linear é um retificador não controlado de 0,27 kW com duas lâmpadas incandescentes e uma estrutura RC ($270\ \Omega$ e $470\ \mu F$) conectados na sua saída.

Figura 5.1: Visão geral do protótipo de bancada do sistema proposto em [11].

Figura 5.2: Carga não linear – Retificador não controlado.

Figura 5.3: Carga linear – Associação em série de lâmpadas incandescentes.

5.1.1 Conversor e Componentes Passivos

O conversor utilizado na bancada, apresentado na Figura 5.4, é um Conversor CC-CA (Inversor) trifásico da Semikron, modelo: SKS 21F B6U+E1CIF+B6CI 12V12. A alimentação do barramento CC desse conversor é realizada por um autotransformador de tensão variável associado ao retificador trifásico presente no próprio módulo inversor, como pode ser verificado pelo seu esquemático da Figura 5.5.

Figura 5.4: Conversor CC-CA Trifásico Semikron.

Figura 5.5: Esquemático do módulo trifásico Semikron.

A interface entre a Unidade de Processamento (DSP) e o conversor é realizada pela placa da Figura 5.6, formada por circuitos integrados do tipo CD4504 que adequam a tensão do sinal de modulação PWM para o nível de 15 V, nível utilizado pelo conversor. O filtro LC de saída, Figura 5.7, é constituído por indutores de pó de ferro para altas frequências de 1,5 mH e capacitores Epcos CA de 10 μF .

Figura 5.6: Drive de acionamento do conversor.

Figura 5.7: Filtro passivo LC de saída.

Figura 5.9: Esquemático de um canal da placa para medição e condicionamento da corrente.

As placas com os circuitos eletrônicos para a tensão e para a corrente estão apresentadas, respectivamente, nas figuras 5.10 e 5.11. Nas placas de corrente são utilizados sensores do tipo Hall, modelo LEM LA 55-P e nas placas de tensão foram utilizados opto-acopladores do tipo 7800 para isolar os sinais medidos dos sinais condicionados para aplicação na Unidade de Processamento.

Figura 5.10: Placas de medição e condicionamento da tensão.

Figura 5.11: Placas de medição e condicionamento da corrente.

5.1.3 Unidade de Processamento

A unidade de processamento, onde são tratadas as variáveis de entrada e, através dos algoritmos de controle armazenados, é gerado o sinal de modulação PWM do conversor, é um Processador Digital de Sinais (DSP) *Texas Instruments*, modelo TMS320F28335, com plataforma de desenvolvimento da *Spectrum Digital*, apresentado na Figura 5.12. A programação é realizada pelo software *Code Composer*, com suporte para a linguagem C. Esse DSP possui as seguintes características:

- 150 MHz de velocidade de operação;
- Unidade em ponto-flutuante de 32 bits;
- 16 canais de conversores analógico/digital de 12 bits;
- 30 MHz de clock interno;
- 68 kilobytes de RAM;
- 512 kilobytes de memória flash;
- 256 kilobytes de memória SRAM;
- Comunicação via USB.

Figura 5.12: Processador Digital de Sinais (DSP) *Texas*, modelo TMS320F28335.

5.2 Resultados

O algoritmo em linguagem *C* responsável pelo estabelecimento da modulação PWM do conversor trifásico objetivando alcançar as referências estabelecidas de potência ativa, potência reativa e tensão no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), através do controlador de ordem fracionária associado aos controladores proporcionais ressonantes para a tensão, é gravado no DSP. Na implementação experimental o algoritmo realiza a transformação das variáveis para os eixos $qd0$ estacionários (Transformada de Clarke) buscando uma simplificação do algoritmo utilizado nas simulações, que trata as variáveis nos eixos abc .

O sistema é testado, primeiramente, numa situação sem carga e desconectado da rede elétrica, para que seja verificada a capacidade de correção do erro da tensão pelo controlador de ordem fracionária na situação ideal, ou seja, na situação que corresponde ao modelo simplificado utilizado no algoritmo de otimização. Em um segundo momento, são conectadas as cargas linear e não linear ao PAC, não simultaneamente, e o resultado obtido para o comportamento da tensão nessa situação de variação de carga local proporciona parâmetros para a análise da capacidade de conexão do sistema à rede elétrica. Para a coleta de dados utiliza-se um osciloscópio *Yokogawa*, modelo DL1740EL.

5.2.1 Sistema sem Carga

O projeto do controlador PI^λ foi realizado a partir da otimização via algoritmo heurístico utilizando a resposta obtida por um modelo simplificado do sistema no domínio da frequência, no qual é desconsiderada a carga local e a rede. Portanto, uma situação em que o sistema está à vazio e desconectado da rede é considerada a mais próxima do modelo e a situação na qual espera-se obter os melhores resultados para esse controlador. A Figura 5.13 apresenta as tensões das fases A e B no PAC para essa situação.

Figura 5.13: Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para o sistema sem carga.

Como já foi definido, o protótipo de bancada trabalha com uma tensão de rede com amplitude de 90 V e, estando o sistema desconectado da rede, não há injeção de potência ativa nem compensação de potência reativa, o que significa que a tensão fornecida pelo conversor no PAC deve também possuir uma amplitude de 90 V, o que é possível verificar na Figura 5.13 como condizente para as fases A e B.

5.2.2 Carga Local Conectada

As Figuras 5.14 e 5.15 representam a tensão no PAC das fases A e B, quando conectada, respectivamente, a carga não linear e a carga linear. A conexão de ambas as cargas resulta em uma atenuação considerável da tensão, aproximadamente 12% para a carga não linear e 17% para a carga linear, caracterizando uma situação inaceitável segundo as normas de qualidade de energia. A atenuação apresentada nas figuras 5.14 e 5.15 sugere uma incapacidade do controlador de ordem fracionária PI^λ proposto de compensar o erro da tensão quando a planta sofre uma modificação (conexão da carga local), já que para a situação em vazio o resultado alcançou o valor de regime.

Figura 5.14: Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga não linear.

A execução do controlador no protótipo envolve uma série de novas variáveis que interferem no seu desempenho, se comparada com a execução no ambiente de simulação. Percebe-se que, aparentemente, o resultado experimental para diferentes cargas e os resultados por simulação não permitem conclusões equivalentes quanto ao desempenho do controlador. Entretanto, é necessária uma análise mais detalhada das novas condições em que o controlador está submetido quando implementado no protótipo.

Figura 5.15: Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga linear.

O projeto do controlador de ordem fracionária envolve várias etapas: aproximações no domínio da frequência, definição dos parâmetros de discretização e aproximação por séries no domínio discreto. Essa grande quantidade de etapas, mesmo envolvendo aproximações, resultam em uma função para o controlador fracionário no domínio discreto (4.2) com um comportamento robusto quanto à variação de carga, na simulação em ambiente PSIM. O que não é possível concluir analisando os resultados experimentais.

Entretanto, caso a função do controlador PI^λ no domínio discreto tenha o seu primeiro termo do numerador alterado em apenas 0,2% (multiplicado por 1,002), Equação (5.1), obtém-se uma diferença significativa nos resultados. As figuras 5.16 e 5.17 apresentam novamente a tensão no PAC das fases A e B, respectivamente, para a carga não linear e para a carga linear, utilizando (5.1) para implementação do controlador PI^λ .

$$PI^\lambda(z)^* = \frac{1,002 \cdot 17,98 - 43,14z^{-1} + 35,2z^{-2} - 11z^{-3} + z^{-4}}{17,74 - 42,76z^{-1} + 35,02z^{-2} - 10,98z^{-3} + z^{-4}} \quad (5.1)$$

Figura 5.16: Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga não linear – Ajuste de 0,2%.

Figura 5.17: Tensão da Fase A e da Fase B no PAC para a carga linear – Ajuste de 0,2%.

Pelas figuras 5.16 e 5.17 constata-se que esse pequeno ajuste em apenas um dos termos da função do controlador resulta na correção da atenuação da tensão para ambas as cargas, adequando-a às especificações. O que permite concluir que existe uma sensibilidade do controlador proposto quanto à variação dos termos da sua função no domínio discreto. Essa sensibilidade representa um problema na implementação do controlador no protótipo devido a inerente existência de, por exemplo: diferença na exatidão dos sensores de tensão se comparados com os sensores utilizados na simulação; presença de ruídos nos sinais condicionados e diferença na capacidade de processamento.

Devido a esse comportamento que expressa a não robustez no atual estado do controlador de ordem fracionária proposto e implementado no protótipo, principalmente quanto à variação da carga, não é possível, ainda, conectar o sistema à rede, de modo que se analise o impacto do controlador fracionário no controle de potência.

5.3 Considerações Finais

Nesse capítulo foi apresentado o protótipo do sistema proposto em [11] e os resultados experimentais obtidos após a substituição do controlador proporcional ressonante para a fundamental da tensão pelo controlador de ordem fracionária projetado.

Quando não há carga local conectada ao PAC, o sistema apresenta uma tensão com baixa distorção harmônica e sem atenuação. O que não se verifica quando as cargas linear e não linear são conectadas, pois, a tensão sofre uma atenuação considerável. Entretanto, uma correção de 0,2% em apenas um dos termos da função do controlador de ordem fracionária é capaz de corrigir essa atenuação.

A sensibilidade do controlador projetado quanto à variação da carga ou quanto a pequenas variações dos termos da sua função no domínio discreto sugere a necessidade de uma análise mais detalhada do impacto dos métodos de discretização e da modelagem do sistema na robustez do controlador, tentando levar em consideração os efeitos da impedância equivalente da rede e da carga.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

6.1 Conclusões

O sistema de geração distribuída proposto por Gonçalves [11], utiliza fontes alternativas para suprir uma carga local, garantir a qualidade da forma de onda da tensão no PAC e injetar potência na rede de distribuição. Para as cargas lineares, não lineares, e predominantemente indutivas (motor de indução trifásico), o controle de tensão, que utiliza um controlador proporcional ressonante para cada frequência de interesse, é capaz de garantir uma forma de onda que respeite o limite máximo de 5% de distorções harmônicas. Entretanto, para uma carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência fundamental da rede, o nível de distorção na tensão aumenta ao longo do tempo de simulação, chegando a 21%.

A substituição do controlador ressonante da fundamental da tensão por um controlador de ordem fracionária é a proposta desenvolvida nesse trabalho. Além de buscar por uma solução para o problema da carga RLC, deve-se garantir que para as outras cargas o controlador proposto não apresente um desempenho insatisfatório.

A análise de sistemas de ordem fracionária envolve particularidades. O efeito de expansão da área de estabilidade no plano complexo para além do semiplano esquerdo é uma das motivações para implementação desse controlador, mesmo que a sua análise não seja tão direta e bem estabelecida como para outros controladores. Essa complexidade e o objetivo específico de aumento da banda de passagem do sistema tornam o problema candidato a aplicação de algoritmos de otimização heurística, como o LFA.

Os resultados obtidos por simulação no software PSIM permitem concluir que a proposta fornece resultados adequados, em nível semelhante ao sistema baseado no controlador proporcional ressonante, para cargas do tipo não linear e do tipo motor de indução. E para a carga RLC com frequência de ressonância igual à frequência da rede, o controlador proposto fornece resposta superior, garantindo que os índices de qualidade de energia não sejam burlados.

Os resultados experimentais demonstraram uma sensibilidade do controlador projetado quanto à variação da carga local e quanto à variação dos termos da sua função discretizada. Na situação que corresponde ao modelo utilizado para otimização dos parâmetros de projeto do controlador (sistema sem carga e não conectado à rede) a tensão no PAC segue a referência estabelecida. Entretanto, quando a carga linear ou a carga não linear são

conectadas ao PAC, a tensão sofre uma atenuação de, respectivamente, 17% e 12%. Verificou-se que o acréscimo de apenas 0,2% no primeiro termo do numerador da função do controlador PI^λ no domínio discreto, resulta na adequação da tensão para ambas as cargas, corrigindo essa atenuação.

Portanto, mesmo que os resultados obtidos na simulação e os resultados experimentais para a situação sem carga tenham sido satisfatórios, ainda é necessário um estudo detalhado do impacto de cada etapa de projeto do controlador de ordem fracionária na sua robustez e estabilidade, principalmente quando submetido a situações de variação da carga, devido à sensibilidade observada no controlador entre os parâmetros da sua função discretizada e a atenuação da tensão.

6.2 Continuidade do Trabalho

A continuidade desse trabalho está relacionada à garantia de robustez do sistema de controle proposto quanto à variação da carga local e, após a adequação da tensão perante à variação da carga, a verificação do impacto do controlador de ordem fracionária no controle de potência. Para isso é necessário:

- Modelar o sistema no domínio da frequência de modo que sejam consideradas a impedância equivalente da rede e da carga local;
- Refinar o algoritmo de otimização utilizando conceitos de otimização multiobjetivo, como por exemplo, análise via Fronteira de Pareto;
- Análise detalhada dos métodos de discretização e de expansão em série dos operadores de ordem fracionária;
- Implementação de melhorias no tratamento dos sinais condicionados através, por exemplo, da aplicação de Filtros de Kalman;
- Implementação de um controlador adaptativo às variações de carga, no qual os seus parâmetros sejam variáveis.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] – MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA, SECRETARIA DE PLANEJAMENTO E DESENVOLVIMENTO ENERGÉTICO. **Plano Decenal de Expansão de Energia 2023**. Brasília, 2014.
- [2] – BRASIL. Lei N° 2.003, de Setembro de 1996.
- [3] – BRASIL. Lei N° 10.438, de Abril de 2002.
- [4] – FARRET, F. A., SIMÕES, M. G.. **Integration of Alternative Sources of Energy**. IEEE PRESS, WILEY-INTERSCIENCE. Hoboken, New Jersey, 2006.
- [5] – IEEE STANDARDS. **IEEE Std 1547-2003**: IEEE Standard For Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems. New York. 2003.
- [6] – YEPES, A.G.; FREIJEDO, F.D.; DOVAL-GANDOY, J.; LÓPEZ, O.; MALVAR, J.; FERNANDEZ-COMESAÑA, P.. **Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers**. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.25, no.7, pp.1692 - 1712, July 2010.
- [7] – TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P.C.. **Proportional-Resonant Controllers And Filters For Grid-Connected Voltage-Source Converters**. IEEE Proceedings on Electric Power Applications. Vol.153, no.5, pp.750,762, September 2006.
- [8] – CHANGJIN LIU; WENJIE CHEN; BLAABJERG, F.; DEHONG XU. **Optimized Design Of Resonant Controller For Stator Current Harmonic Compensation In DFIG Wind Turbine Systems**. Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012. Vol., no., pp.2038,2044, 5-9 Feb. 2012 .
- [9] – YEPES, A.G.; FREIJEDO, F.D.; LOPEZ, O.; DOVAL-GANDOY, J.. **Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function**. IEEE Transactions on Industrial Electronics.

Vol.58, no.11, pp.5231,5250, Nov. 2011.

[10] – KHAIRY, A.; IBRAHIM, M.; ABDEL-RAHIM, N.; ELSHERIF, H.. **Comparing Proportional-Resonant And Fuzzy-Logic Controllers For Current Controlled Single-Phase Grid-Connected PWM DC/AC Inverters**. IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011). Vol., no., pp.1,6, 6-8 Sept. 2011.

[11] – GONÇALVES, A. F. Q. Sistema de Geração Distribuída Controlado em Tensão e Potência e Utilizado de Forma Isolada ou Conectada à Rede de Distribuição. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos (EESC-USP), São Carlos, 2015.

[12] – MALEK, H., **Control of Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Fractional Order Operators**. PhD Thesis, UTAH STATE UNIVERSITY, Logan, Utah, 2014.

[13] – YEONG-HWA CHANG, CHUN-I WU, HUNG-WEI LIN, CHANG-HUNG HSU, GUAN-WEI LIAO. **Design of Fractional-Order PID Controller for Vector-Controlled Induction Motors**. Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Robotics, Control and Manufacturing Technology, 142-147, 2009.

[14] – VINOPRABA, T., SIVAKUMARAN, N., NARAYANAN, S., RADHAKRISHNAN, T.K.. **Design of Internal Model Control Based Fractional Order PID Controller**. Journal of Control Theory and Applications, 2012.

[15] - KADIYALA, V.K., JATOTH, R.K., POTHALAIAH, S.. **Design And Implementation Of Fractional Order PID Controller For Aerofin Control System**. World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing, 2009. NaBIC 2009., vol., no., pp.696,701, 9-11 Dec. 2009

[16] – MAITI, D., BISWAS, S., KONAR, A.. **Design of a Fractional Order PID Controller Using Particle Swarm Optimization Technique**. 2nd National Conference on Recent Trends in Information Systems, 2008.

[17] – RAMEZANIAN, H., BALOCHIAN, S.. **Optimal Design of a Fractional-Order PID**

Controller Using Particle Swarm Optimization Algorithm. International Journal of Control and Automation, Vol. 6, No. 4, 2013.

[18] – LIGUO QU; HAIBO HU; YOURUI HUANG. **Fractional Order PID Controller Based On Particle Swarm Optimization Implemented With FPGA.** International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence (AICI), 2010. Vol.1, no., pp.165,169, 23-24 Oct. 2010.

[19] – FAIEGHI, M.R.; NADERI, M.; JALALI, A.A.. **Design Of Fractional-Order PID For Ship Roll Motion Control Using Chaos Embedded PSO Algorithm.** 2nd International Conference on Control, Instrumentation and Automation (ICCIA), 2011. Vol., no., pp.606, 610, 27-29 Dec. 2011.

[20] – BING HUANG; SHIYOU CHEN; HUI-XIONG DENG; LIN-WANG WANG; CONTRERAS, M.A.; NOUFI, R.; SU-HUAI WEI, **Origin of Reduced Efficiency in Cu(In,Ga)Se Solar Cells With High Ga Concentration: Alloy Solubility Versus Intrinsic Defects,** in *Photovoltaics, IEEE Journal of* , vol.4, no.1, pp.477-482, Jan. 2014.

[21] - ARCA, F.; LOCH, M.; LUGLI, P., **Enhancing Efficiency of Organic Bulkheterojunction Solar Cells by Using 1,8-Diiodooctane as Processing Additive,** in *Photovoltaics, IEEE Journal of* , vol.4, no.6, pp.1560-1565, Nov. 2014.

[22] - RAMI, Guillaume; TRAN-UOC, Tuan.; HADJSAID, Nouredine, **Fuzzy logic supervision and control of distributed generators,** in *Electricity Distribution, 2005. CIRED 2005. 18th International Conference and Exhibition on* , vol., no., pp.1-5, 6-9 June 2005.

[23] - CALDON, R.; PATRIA, A.R.; TURRI, R., **Optimisation algorithm for a virtual power plant operation,** in *Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International* , vol.3, no., pp.1058-1062 vol. 2, 8-8 Sept. 2004.

[24] - NIKNAM, T.; KAVOUSIFARD, A., **Impact of thermal recovery and hydrogen production of fuel cell power plants on distribution feeder reconfiguration,** in *Generation, Transmission & Distribution, IET* , vol.6, no.9, pp.831-843, September 2012.

- [25] - WEICKGENANT, M.; SAWODNY, O., **Efficient Hydrogen Production for a Stationary Fuel Cell System: Two-Degree-of-Freedom Control of a Steam Reformer Unit**, in *Control Systems, IEEE* , vol.32, no.2, pp.54-69, April 2012.
- [26] - DAGDOUGUI, H.; OUAMMI, A.; SACILE, R., **Distributed optimal control of a network of virtual power plants with dynamic price mechanism**, in *Systems Conference (SysCon), 2014 8th Annual IEEE* , vol., no., pp.24-29, March 31 2014-April 3 2014.
- [27] – DINGYÜ XUE, YANG QUAN CHEN, ATHERTON, D. P.. **Linear Feedback Control: Analysis and Design with MATLAB**. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 2007.
- [28] – PETRÁS, I.. **Tuning and Implementation Methods for Fractional-Order Controllers**. Fractional Calculus and Applied Analysis. Vol. 15 No 2, 2012.
- [29] – YANG QUAN CHEN; PETRAS, I.; DINGYU XUE. **Fractional Order Control - A Tutorial**. American Control Conference, 2009. ACC '09. , vol., no., pp.1397,1411, 10-12 June 2009.
- [30] – RONG-JONG WAI; KUN-LUN CHUANG; JENG-DAO LEE. **Supervisory Particle-Swarm-Optimization Control Design For Maglev Transportation System**. IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2008. CEC 2008. (IEEE World Congress on Computational Intelligence)., vol., no., pp.97,104, 1-6 June 2008 .
- [31] – BETTOU, K.; CHAREF, A.. **Tuning Of Fractional Order Pi^a -PD Controller Using Particle Swarm Optimization Algorithm**. 3rd International Conference on Systems and Control (ICSC), 2013, vol., no., pp.271,275, 29-31 Oct. 2013.
- [32] – RONG-JONG WAI; KUN-LUN CHUANG; JENG-DAO LEE. **Total Sliding-Model-Based Particle Swarm Optimization Control Design For Linear Induction Motor**. IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2007. CEC 2007., vol., no., pp.4729,4734, 25-28 Sept. 2007.
- [33] – XIN-SHE YANG. **Firefly Algorithm, Lévy Flights And Global Optimization**.

Research and Development in Intelligent Systems XXVI. Springer, London, pp. 209-218 (2010).

[34] – SHAKARAMI, M.R.; FARAJI, I.; ASGHARI, I.; AKBARI, M.. **Optimal PID Tuning For Load Frequency Control Using Lévy-Flight Firefly Algorithm**. 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2013. Vol., no., pp.1,5, 2-4 Oct. 2013.

[35] – POZZEBON G. G., GONÇALVES A. F., PEÑA G. G., MOÇAMBIQUE N. E. M., MACHADO R. Q.. **Operation of a Three-Phase Power Converter Connected to a Distribution System**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 1810-1818, May 2013.

[36] – BUSO S., MATTAVELLI, P.. **Digital Control in Power Electronics - Synthesis Lectures on Power Electronics**, vol. 1. Morgan and Claypool Publishers, 2006.

[37] – AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 3 – Acesso ao Sistema de Distribuição**. 2012.

[38] - AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica**. 2015.

[39] – PODLUBNY, I.. **Fractional-Order Systems And $PI^{\lambda}D^{\mu}$ -Controllers**. IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 44, No 1, 208–214, 1999.

[40] – LANUSSE, P., MALTI, R., MELCHIOR, P.. **Crone Control System Design Toolbox for the Control Engineering Community**. Proceedings of the ASME 2011 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, Washington, USA, 2011.

[41] – OUSTALOUP, A., SABATIER, J., LANUSSE, P.. **From Fractal Robustness to the CRONE Control**. Fractional Calculus and Applied Analysis, December, 2000.

- [42] – YANG QUAN CHEN, MOORE, K.L.. **Discretization Schemes For Fractional-Order Differentiators And Integrators.**, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol.49, no.3, pp.363,367, Mar 2002.
- [43] – PETRÁS, I., PODLUBNY, I.. **Discrete Fractional-Order PID Controller.** Disponível em: <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/33761-discrete-fractional-order-pid-controller>>. Acesso em: 26 de Março de 2015.

APÊNDICE

APÊNDICE A – Código em ambiente Matlab do Algoritmo de Otimização *LFA* proposto para o projeto do controlador PI^λ .

```
function [otm,light_out,xpop_out,erro,Gcl_c,Cv,C,C2,yout,wco,tfinal] =
run_fa(wn)

%Executa o algoritmo de otimização para uma frequência fundamental da
%tensão dada por wn.

[G] = plant_gen();
[otm,light_out,xpop_out,erro] = otm_fa(G,wn);
Kpv = otm(1);
Kiv = otm(2);
alpha = otm(3);
Kdv = otm(4);
beta = otm(5);
[Cv,C,C2,Gcl_c,yout,wco,tfinal] = avaliationf(G,wn,Kpv,Kiv,alpha,Kdv,beta);

end

function [G] = plant_gen()
%Obtenção da Função de Transferência do Sistema

%Parametros do Modelo apresentado da Figura 2.3

assignin('base','L1', 0.0015);
assignin('base','C', 1e-5);
assignin('base','Hi', 0.05);
assignin('base','Hv', 1/360);
assignin('base','Kii', 0.6466*12000); %Controle de Corrente
assignin('base','Kpi', 1.6965); %Controle de Corrente
assignin('base','Vcc', 400);
assignin('base','PWM', 400/2);
assignin('base','Z', 2e4);
assignin('base','Ts', 1/12000);
Simout = sim('Plantmodel_Klebbber_Simple');
sys = linmod('Plantmodel_Klebbber_Simple');

Tss = ss(sys.a,sys.b,sys.c,sys.d);

[n,d] = tfdata(Tss,'v');
Ts = 1/10800;
G = tf(n,d);

end

function [otm,light_out,xpop_out,errof] = otm_fa(G,wn)
%Algoritmo LFA
lmin =[0.01 1 -1 0.00000001 0.0000000001];
lmax = [1 1500 -0.4 0.0000001 0.0000001];
```

```

%Limites para [Kp Ki alpha Kd delta] com Kd e delta desprezados
n = 100; %Tamanho da População
n2 = 50; % Número de Gerações
xpop = poplimit(n,lmin,lmax); %Valores aleatórios para as variáveis de cada
vagalume

av = zeros(n,1);
light = zeros(n,1);

%Parâmetros do Algoritmo de Otimização
alphafa = 0.2;
gamma = 5;
delta0 = 0.97; %Valor Inicial para Delta
scale = ones(1,5);
cont = 1;
erro = zeros(1,n2+1);

xpop = pop_real(xpop,lmin,lmax);
while cont<=n2 %Limitação do Número de Gerações
    %Avaliação Inicial
    for k = 1:n
        Kpv = xpop(k,1);
        Kiv = xpop(k,2);
        alpha = xpop(k,3);
        Kdv= xpop(k,4);
        beta = xpop(k,5);
        av(k) =avaliation(G,wn,Kpv,Kiv,alpha,Kdv,beta);
        light(k) = 1/av(k);
    end
    %Organização quanto a melhor avaliação
    [light_o,index] = sort(light);
    xpop = xpop(index,:);
    xpop = pop_limit(xpop,lmin,lmax);
    xpop0 = xpop;
    light0 = light_o;
    erro(cont) = av(index(n));

    %Visualização dos vagalumes
    subplot(1,2,1);
    plot3(xpop(:,3),xpop(:,5),light0,'.');
    xlabel('alpha');
    ylabel('beta');
    grid on;
    subplot(1,2,2);
    plot3(xpop(:,2),xpop(:,4),light0,'.');
    xlabel('Ki');
    ylabel('Kd');
    grid on;
    drawnow;

    %Redirecionamento dos vagalumes
    for k = 1:n
        for g = 1:n
            r = sqrt(sum((xpop(k,:)-xpop0(g,:)).^2));
            if light_o(k)<light0(g)
                beta0 = 1;
                beta = beta0*exp(-gamma*(r.^2));
                xpop(k,:) = xpop(k,:).*(1-beta) + xpop(g,:).*beta +
                alphafa.*scale.*sign(rand(1,5)-0.5*ones(1,5)).*levy_flight(xpop(k,:))*0.3;
            end
        end
    end
end

```



```

end
xpop(k,:) = pop_real(xpop(k,:),lmin,lmax);
%Readequação dos limites das variáveis
for d = 1:length(lmin)
    if xpop(k,d)>lmax(d)
        xpop(k,d) = lmax(d)-rand(1,1)*(lmax(d)-lmin(d));
    else if xpop(k,d)<lmin(d)
        xpop(k,d) = lmin(d)+rand(1,1)*(lmax(d)-lmin(d));
    end
end
xpop(k,:) = pop_limit(xpop(k,:),lmin,lmax);
end

%Atualização dos Parâmetros
delta=1-(10^(-4)/delta0)^(1/cont);
alphafa = alphafa*delta;
cont = cont+1;
xpop = pop_real(xpop,lmin,lmax);
end

for k = 1:n
    Kpv = xpop(k,1);
    Kiv = xpop(k,2);
    alpha = xpop(k,3);
    Kdv= xpop(k,4);
    beta = xpop(k,5);
    av(k) =avaliation(G,wn,Kpv,Kiv,alpha,Kdv,beta);
    light(k) = 1/av(k);
end
[light_o,index] = sort(light);
otm = xpop(index(n),:);
light_out = light_o;
xpop_out = xpop;
erro(cont) = av(index(n));
errof = erro;

end

function [xp] = pop_limit(xpop,lmin,lmax)

[a,b] = size(xpop);
x = zeros(a,b);

for k = 1:length(lmin)
    x(:,k) = (xpop(:,k) - lmin(k)*ones(a,1))./(lmax(k)-lmin(k));
end

xp = x;
end

function [xp] = pop_real(xpop,lmin,lmax)

[a,b] = size(xpop);
x = zeros(a,b);

for k = 1:length(lmin)
    x(:,k) = lmin(k)*ones(a,1) + xpop(:,k).*(lmax(k)-lmin(k));
end

```

```
end
```

```
xp = x;
en
```

```
function stepf=levy_flight(firefly)
%Algoritmo para definição do passo randomico utilizando distribuição de
probabilidade Levy-Flight Elaborado por X. S. Yang

% Levy flights
[n,m]=size(firefly);
% Levy exponent and coefficient
% For details, see equation (2.21), Page 16 (chapter 2) of the book
% X. S. Yang, Nature-Inspired Metaheuristic Algorithms, 2nd Edition,
Luniver Press, (2010).
beta=3/2;
sigma=(gamma(1+beta)*sin(pi*beta/2)/(gamma((1+beta)/2)*beta*2^((beta-
1)/2)))^(1/beta);
steps = zeros(n,m);
for j=1:n,
    s=firefly(j,:);
    % This is a simple way of implementing Levy flights
    % For standard random walks, use step=1;
    %% Levy flights by Mantegna's algorithm
    u=randn(size(s))*sigma;
    v=randn(size(s));
    step=u./abs(v).^(1/beta);

    % In the next equation, the difference factor (s-best) means that
    % when the solution is the best solution, it remains unchanged.
    %   stepsize=0.01*step.*(s-best);
    steps(j,:) = step;
    % Here the factor 0.01 comes from the fact that L/100 should be the
    typical
    % step size of walks/flights where L is the typical lengthscale;
    % otherwise, Levy flights may become too aggressive/efficient,
    % which makes new solutions (even) jump out side of the design domain
    % (and thus wasting evaluations).
    % Now the actual random walks or flights
    %   s=s+stepsize.*randn(size(s));
    % Apply simple bounds/limits
    %   nest(j,:)=simplebounds(s,Lb,Ub);
end
stepf = steps;
```

```
function [av] = avaliacao(G,wn,Kpv,Kiv,alpha,Kdv,beta)
%Função para avaliação do enxame de vagalumes
b=10;
d=9;
wh = 10000;
wb = 0.1;
N = 2;
r = alpha;
mu=wh/wb;
k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
w_k=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
K=(d*wh/b)^r;
C=zpk(-w_kp',-w_k',K)*tf([d,b*wh,0],[d*(1-r),b*wh,d*r]);
```

```

r = beta;
mu=wh/wb;
k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
w_k=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
K=(d*wh/b)^r;
C2=zpk(-w_kp',-w_k',K)*tf([d,b*wh,0],[d*(1-r),b*wh,d*r]);

Ts = 1/12000;
Cv = Kpv + Kiv*C + Kdv*C2;

Gcl_c = Cv*G/(1 + Cv*G); %Planta com Controlador de Ordem Fracionária

gp = [1];
f = wn/(2*pi);
u = zeros(50*100 + 1, 3);
t = zeros(50*100 + 1, 1);
yout = zeros(50*100 + 1, 1);
y = zeros(50*100 + 1, 3);

for k = 1:1
t(:,k) = 0:(1/(f*gp(k)))/100:50*(1/(f*gp(k)));
end

for k2 = 1:1
    w = 2*pi*f*gp(k2);
    u(:,1) = sin(w*t(:,k2));
    u(:,2) = sin(w*t(:,k2) - ones(length(t(:,k2)),1)*(2*pi/3));
    u(:,3) = sin(w*t(:,k2) + ones(length(t(:,k2)),1)*(2*pi/3));
    y(:,1) = lsim(Gcl_c,360*u(:,1),t(:,k2));
    y(:,2) = lsim(Gcl_c,360*u(:,2),t(:,k2));
    y(:,3) = lsim(Gcl_c,360*u(:,3),t(:,k2));

    %Transformação para os Eixos qd0
    yqd0 = Ks(y,w*t(:,k2));
    yout(:,k2) = yqd0(:,2);
end

a =1e3;

erro = ((sum((360*ones(50*100 + 1,1)-yout).^2))) + a*((max(yout)-360).^2);

av = erro;

end

function [Cv,C,C2,Gcl_c,out,wco,tfinal] =
avaliationf(G,wn,Kpv,Kiv,alpha,Kdv,beta)
%Função para avaliação final do enxame de vagalumes
b=10;
d=9;
wh = 10000;
wb = 0.1;
N = 2;
r = alpha;
mu=wh/wb;

```

```

k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
w_k=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
K=(d*wh/b)^r;
C=zpk(-w_kp',-w_k',K)*tf([d,b*wh,0],[d*(1-r),b*wh,d*r]);

r = beta;
mu=wh/wb;
k=-N:N;
w_kp=(mu).^((k+N+0.5-0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
w_k=(mu).^((k+N+0.5+0.5*r)/(2*N+1))*wb;% Referência Bibliográfica [27]
K=(d*wh/b)^r;
C2=zpk(-w_kp',-w_k',K)*tf([d,b*wh,0],[d*(1-r),b*wh,d*r]);

Ts = 1/12000;
Cv = Kpv + Kiv*C + Kdv*C2;

Gcl_c = Cv*G/(1 + Cv*G); %Planta com Controlador de Ordem Fracionária

gp = [1];
f = wn/(2*pi);
u = zeros(50*100 + 1,3);
t = zeros(50*100 + 1,1);
yout = zeros(50*100 + 1,1);
y = zeros(50*100 + 1,3);

for k = 1:1
t(:,k) = 0:(1/(f*gp(k)))/100:50*(1/(f*gp(k)));
end

for k2 = 1:1
w = 2*pi*f*gp(k2);
u(:,1) = sin(w*t(:,k2));
u(:,2) = sin(w*t(:,k2) - ones(length(t(:,k2)),1)*(2*pi/3));
u(:,3) = sin(w*t(:,k2) + ones(length(t(:,k2)),1)*(2*pi/3));
y(:,1) = lsim(Gcl_c,360*u(:,1),t(:,k2));
y(:,2) = lsim(Gcl_c,360*u(:,2),t(:,k2));
y(:,3) = lsim(Gcl_c,360*u(:,3),t(:,k2));

%Transformação para os Eixos qd0
yqd0 = Ks(y,w*t(:,k2));
yout(:,k2) = yqd0(:,2);
end
erro = sum(sum((360*ones(50*100 + 1,1)-yout).^2));

out = yout;
tfinal = t;
end

```