

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CORNÉLIO PROCÓPIO
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUCIANE AGNOLETTI DOS SANTOS

**PROPOSTA DE UM CONTROLADOR PI NÃO-LINEAR APLICADO A
UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO MONOFÁSICO**

DISSERTAÇÃO

CORNÉLIO PROCÓPIO
2013

LUCIANE AGNOLETTI DOS SANTOS

**PROPOSTA DE UM CONTROLADOR PI NÃO-LINEAR APLICADO A
UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO MONOFÁSICO**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos Industriais.

Orientador: Prof. Dr. Mauricio dos Santos Kaster

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

- S237 Santos, Luciane Agnolletti dos
Proposta de um controlador PI não-linear aplicado a um filtro ativo de potência paralelo monofásico / Luciane Agnolletti dos Santos. – 2013.
102 p. : il. ; 30 cm
- Orientador: Prof. Dr. Mauricio dos Santos Kaster.
Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Cornélio Procópio, 2013.
Bibliografia: p. 98-102.
1. Controladores PID. 2. Amplificadores de potência. 3. Processamento de sinais. I. Kaster, Mauricio dos Santos, orient. II. Silva, Sérgio Augusto Oliveira da, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD (22. ed.) 621.3



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Cornélio Procópio
Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Mestrado em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

PROPOSTA DE UM CONTROLADOR PI NÃO-LINEAR APLICADO A UM FILTRO
ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO MONOFÁSICO

por

Luciane Agnoletti dos Santos

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Cornélio Procópio, 22/03/2013.

Alessandro Goedel, Prof. Dr.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Mauricio dos Santos Kaster, Prof. Dr.
Orientador

Átila Madureira Bueno, Prof. Dr.

Bruno Augusto Angélico, Prof. Dr.

Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Prof. Dr.
Co-orientador

"A Folha de Aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso do Programa"

Aos meus pais, Antonio e Cleusa.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, que sempre me ouviu em suas orações e como sempre fez as melhores escolhas para minha vida.

Ao Prof. Dr. Maurício dos Santos Kaster, meu orientador neste trabalho, que mesmo pela dificuldade da distância, sempre buscou encontrar maneiras para me ajudar e me ensinou a entender muito melhor todos os pequenos detalhes dos sistemas de controle.

Ao Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, por sua co-orientação neste trabalho e por proporcionar todo o suporte para os trabalhos experimentais e pelas incansáveis revisões da parte escrita.

Ao Prof. Dr. Bruno Augusto Angélico e ao Prof. Dr. Alessandro Vargas pelas importantes contribuições ao trabalho durante a qualificação.

Ao Prof. Dr. Átila Madureira Bueno pelas contribuições durante a defesa da dissertação.

Ao Prof. Me. Demerval Mizuyama e sua esposa Sueli Mizuyama pelas contribuições na correção do trabalho.

Aos colegas de laboratório, Prof. Me. Leonardo Campanhol e Vinícius Bacon pela ajuda na parte experimental. Com certeza suas dicas e contribuições me ajudaram muito para o desenvolvimento do trabalho.

Aos demais professores do PPGEE que me ajudaram com suas importantes contribuições.

Aos amigos do CIPECA.

A secretária Márcia Andrea de Oliveira que nunca mediu esforços para que os alunos do programa tivessem boas condições para desenvolverem suas pesquisas.

Aos meus pais, que mesmo em momentos difíceis me apoiaram.

Aos meus irmãos e sobrinhos pelas palavras de apoio e incentivo.

Ao Arthur pela paciência e carinho quando eu tive que ficar mais distante.

Aos amigos que torceram por esse dia.

A CAPES pela bolsa de mestrado concedida.

Agradeço a todos que direta ou indiretamente me ajudaram a concretizar mais este objetivo.

"Ninguém é tão grande que não possa aprender e nem tão pequeno que não possa ensinar". Esopo

RESUMO

SANTOS, Luciane Agnoletti dos. **Proposta de um controlador PI não-linear aplicado a um filtro ativo de potência paralelo monofásico**. 2013. 102 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2013.

Este trabalho apresenta uma estratégia de controle PI adaptativo baseada em curvas de perfil gaussiano, onde os ganhos são função do erro de referência. A estratégia foi aplicada em sistemas de condicionamento de energia. Primeiramente em sistemas de detecção de ângulo de fase (PLL) para sistemas monofásicos, onde foram testados dois sistemas, o pPLL e o DSOGI-pPLL. Foi aplicada posteriormente no controlador de tensão e corrente de um filtro ativo de potência paralelo monofásico. O controlador adaptativo conseguiu melhorar o desempenho do sistema e também reduzir o taxa de distorção harmônica da corrente compensada.

Palavras Chave: Controlador PID não-linear. Ganhos não-lineares. PLL. Filtro ativo de potência paralelo.

ABSTRACT

SANTOS, Luciane Agnoletti dos. **Proposal of a nonlinear PI controller applied on a single phase parallel active power filter**. 2013. 102 f. Master Thesis (Master Degree in Electrical Engineer) – Program Pos-degree in Electrical Engineer, Federal University of Technology – Paraná. Cornélio Procópio, 2013.

This work presents a strategy of adaptive PI control based on Gaussian profile curves, where the gains are functions of reference error. The strategy was applied in energy conditioning systems. Firstly in a phase-locked loop (PLL) for single phase systems, where two techniques were tested, the pPLL and DSOGI-pPLL. After it was applied in a voltage and current control of single-phase parallel active power filter. The adaptive control was able to improve the system performance and also decrease the total harmonic distortion of compensated current.

Keywords: Adaptive PID control. Nonlinear gains. PLL. Parallel active power filter.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1 – Princípio de funcionamento de um FAPP | 23 |
| Figura 2 – FAPP monofásico "full-bridge". | 24 |
| Figura 3 – Diagrama de blocos do SRF monofásico | 25 |
| Figura 4 – Diagrama de blocos do pPLL | 28 |
| Figura 5 – Diagrama de blocos do SOGI. | 29 |
| Figura 6 – Tensões de saída direta v'_a e em quadratura qv'_a do SOGI. | 29 |
| Figura 7 – Resposta em frequência de $D(s)$ para diversos valores de k | 30 |
| Figura 8 – Resposta em frequência de $Q(s)$ para diversos valores de k | 30 |
| Figura 9 – Detector de sequência positiva com o DSOGI | 31 |
| Figura 10 – Diagrama de blocos do algoritmo DSOGI-pPLL. | 32 |
| Figura 11 – Modelo simplificado do PLL | 36 |
| Figura 12 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada. | 37 |
| Figura 13 – Diagrama de blocos da malha de corrente do FAPP | 38 |
| Figura 14 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta | 42 |
| Figura 15 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada | 42 |
| Figura 16 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC. | 43 |
| Figura 17 – Diagrama de Bode para G_{PIcc} em malha aberta. | 45 |
| Figura 18 – Diagrama de Bode para G_{PIcc} em malha fechada | 46 |
| Figura 19 – Resposta ao degrau da malha de tensão do barramento CC com controlador PI. | 46 |
| Figura 20 – Representações: (a) função do ganho $k_i(\delta)$ e (b) função do ganho $k_p(\delta)$ | 49 |
| Figura 21 – Ganho do integrador variando o parâmetro (a) k_{i1} (b) k_{i0} (c) p_g | 51 |
| Figura 22 – Ganho proporcional variando o parâmetro (a) k_{p1} (b) k_{p0} (c) p_g | 51 |
| Figura 23 – Salto no tempo de acomodação para uma pequena variação de ganho: (a) ganho $2,4e6$, $t_a=18,1ms$; (b) ganho $2,55e6$, $t_a=22,4ms$ | 52 |
| Figura 24 – Comparação entre o tempo de acomodação convencional e o tempo de acomodação pela envoltória. | 53 |
| Figura 25 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p0} do controlador PIDNLCG | 53 |
| Figura 26 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p0} do controlador PIDNLCG (aproximado). | 54 |
| Figura 27 – Tempo de assentamento variando k_{p0} | 55 |
| Figura 28 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p1} do controlador PIDNLCG | 55 |
| Figura 29 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p1} do controlador PIDNLCG em uma imagem aproximada. | 56 |
| Figura 30 – Tempo de assentamento variando k_{p1} | 57 |
| Figura 31 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{i0} do controlador PIDNLCG | 57 |
| Figura 32 – Tempo de assentamento variando k_{i0} | 58 |
| Figura 33 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{i1} do controlador PIDNLCG | 59 |
| Figura 34 – Tempo de assentamento variando k_{i1} | 60 |
| Figura 35 – Tempo de assentamento variando k_{i1} com ganhos não lineares | 60 |
| Figura 36 – Curva Gaussiana variando o parâmetro λ | 61 |

| | |
|---|----|
| Figura 37 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro λ | 62 |
| Figura 38 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro λ em imagem ampliada | 62 |
| Figura 39 – Tempo de assentamento variando λ | 63 |
| Figura 40 – Esquema de implementação do PID linear paralelo. | 64 |
| Figura 41 – Esquema de implementação dos ganhos não lineares | 64 |
| Figura 42 – Curvas de ganho do controle PI não linear do DSOGI-pPLL | 66 |
| Figura 43 – Curvas de ganho do controle PI não linear da malha de corrente..... | 67 |
| Figura 44 – Curvas de ganho do controle PI não linear da malha de corrente..... | 68 |
| Figura 45 – Curva de referência para geração da tabela de ganho proporcional do DSOGI-pPLL em tempo contínuo. | 69 |
| Figura 46 – Curva de referência para geração da tabela de ganho proporcional do DSOGI-pPLL em tempo contínuo. | 69 |
| Figura 47 – Curva envoltória para análise de desempenho do PI-linear do DSOGI-pPLL. | 70 |
| Figura 48 – Curva envoltória para análise de desempenho do PI-PIDNLCG do DSOGI-pPLL. | 71 |
| Figura 49 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG no transitório de partida..... | 72 |
| Figura 50 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior) | 73 |
| Figura 51 – Tensão de entrada sob elevação de 30% da tensão nominal. | 73 |
| Figura 52 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob uma elevação de tensão..... | 74 |
| Figura 53 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior) | 74 |
| Figura 54 – Tensão de entrada sob um salto de fase de 180°. | 75 |
| Figura 55 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob um salto de fase de 180°..... | 75 |
| Figura 56 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior) | 76 |
| Figura 57 – Tensão de entrada sob variação de frequência..... | 76 |
| Figura 58 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob variação de frequência..... | 77 |
| Figura 59 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior) | 77 |
| Figura 60 – Frequência obtida pelo DSOGI-pPLL utilizando PI linear e PI-PIDNLCG. | 78 |
| Figura 61 – Tensão de entrada sob influência de harmônicos de ordem 3, 5, 7 e 9. | 79 |
| Figura 62 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob variação de frequência..... | 79 |
| Figura 63 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior) | 80 |
| Figura 64 – Topologia utilizada na simulação do FAPP monofásico para malha de corrente. | 81 |
| Figura 65 – Corrente compensada tensão de entrada (0,15 pu) (superior); corrente de compensação (inferior) utilizando PI linear. | 82 |

| | |
|---|----|
| Figura 66 – Corrente compensada tensão de entrada (0,15 pu) (superior); corrente de compensação (inferior) utilizando PI-PIDNLCG..... | 83 |
| Figura 67 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)..... | 83 |
| Figura 68 – Tensão no barramento CC sob degrau de carga..... | 84 |
| Figura 69 – Tensão média no barramento CC..... | 85 |
| Figura 70 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)..... | 85 |
| Figura 71 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear para uma entrada senoidal | 87 |
| Figura 72 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG para uma entrada senoidal.... | 87 |
| Figura 73 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear frente a um afundamento de 30% na tensão de entrada..... | 88 |
| Figura 74 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG frente a um afundamento de 30% na tensão de entrada..... | 88 |
| Figura 75 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear frente a distúrbios harmônicos de 19% | 88 |
| Figura 76 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG frente a distúrbios harmônicos de 19%..... | 88 |
| Figura 77 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear sob uma rampa de mudança de frequência..... | 89 |
| Figura 78 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG sob uma rampa de mudança de frequência..... | 89 |
| Figura 79 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear sob um salto de fase de 180°.... | 90 |
| Figura 80 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG sob um salto de fase de 180° | 90 |
| Figura 81 –Corrente de entrada não compensada..... | 90 |
| Figura 82 – TDH da corrente não compensada. | 90 |
| Figura 83 –Corrente de entrada compensada utilizando PI linear e tensão do barramento CC. | 91 |
| Figura 84 – Corrente de entrada compensada utilizando PI-PIDNLCG e tensão do barramento CC | 91 |
| Figura 85 –TDH da corrente compensada utilizando PI linear. | 91 |
| Figura 86 – TDH da corrente compensada utilizando PI-PIDNLCG..... | 91 |
| Figura 87 –TDH da corrente compensada utilizando PI linear. | 92 |
| Figura 88 – TDH da corrente compensada utilizando PI-PIDNLCG..... | 92 |
| Figura 89 – Controle de Tensão no barramento CC para um degrau de carga (PI linear)..... | 93 |
| Figura 90 – Controle de Tensão no barramento CC para um degrau de carga (PI-PIDNLCG) | 93 |
| Figura 91 – Verificação da TDH da corrente compensada com controle PI convencional no barramento CC..... | 93 |
| Figura 92 – Verificação da TDH da corrente compensada com controle PI adaptativo no barramento CC..... | 93 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1 – Critérios para projeto dos controladores - PLL | 33 |
| Tabela 2 – Critérios para projeto dos controladores – malha de corrente..... | 34 |
| Tabela 3 – Critérios para projeto dos controladores – malha de tensão | 34 |
| Tabela 4 – Parâmetros e ganhos do controlador PI do DSOGI-pPLL..... | 37 |
| Tabela 5 - Especificações para projeto dos controladores PI de corrente..... | 39 |
| Tabela 6 - Especificações para projeto do controlador PI de tensão | 44 |
| Tabela 7 - Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{p0} | 54 |
| Tabela 8 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{p1} | 56 |
| Tabela 9 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{i0} | 58 |
| Tabela 10 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{i1} | 59 |
| Tabela 11 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{i1} com ganhos não lineares..... | 60 |
| Tabela 12 – Metodologia de projeto do PIDNLCG..... | 61 |
| Tabela 13 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de λ | 63 |
| Tabela 14 – Parâmetros de projeto do PIDNLCG | 63 |
| Tabela 15 – Desempenho dos controladores para DSOGI-pPLL..... | 80 |
| Tabela 16 – Desempenho dos controladores para malha de corrente..... | 84 |
| Tabela 17 – Desempenho dos controladores para malha de tensão..... | 86 |

LISTA DE ABREVIATURAS

| | |
|---------|---|
| CC | Corrente Contínua |
| DSOGI | Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (<i>Dual Second Order Generalized Integrator</i>). |
| DSP | Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>) |
| FAPP | Filtro Ativo de Potência Paralelo |
| FPB | Filtro Passa Baixa |
| PID | Proporcional, Integral e Derivativo. |
| PIDNLCG | PID não linear baseado em curvas Gaussianas |
| PSC | Calculador de Sequência Positiva (<i>Positive-Sequence Calculator</i>) |
| SOGI | Integrador Generalizado de Segunda Ordem (<i>Second Order Generalized Integrator</i>) |
| SRF | Eixo de Referência Síncrona (<i>Synchronous Reference Frame</i>) |
| TDH | Taxa de Distorção Harmônica |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---------------------------|---|
| C_{cc} | Capacitância do barramento CC |
| f_{ch} | Frequência de chaveamento |
| f_o | Frequência de ondulação da tensão no barramento CC |
| i_{ca}^* | Corrente de referência de compensação do FAPP |
| i_o, i_L | Corrente da carga |
| i_a, i_s | Corrente de entrada |
| i_d | Corrente direta no eixo síncrono |
| $i_{d_{cc}}$ | Corrente contínua do eixo síncrono |
| i_{d_h} | Corrente harmônica do eixo síncrono |
| i_{β}, i_c | Corrente de compensação do filtro ativo |
| I_{out} | Ganho de saída do integrador |
| i_q | Corrente no eixo síncrono em quadratura |
| $i_{q_{cc}}$ | Corrente contínua do eixo síncrono em quadratura |
| i_{q_h} | Corrente harmônica do eixo síncrono em quadratura |
| i'_{α}, i'_{β} | Correntes fictícias em quadratura no eixo $\alpha\beta$ |
| k_0, k_I | Ganhos limitadores |
| k_{dlin} | Ganho derivativo linear |
| k_{ilin} | Ganho integral linear |
| k_p, k_i, k_d | Ganho proporcional, integral e derivativo |
| k_{plin} | Ganho proporcional linear |
| K_{PWM} | Ganho do modulador PWM |
| L_f | Indutor de filtragem |
| MF_d | Margem de fase desejada |
| M_p | Máximo de sobressinal |
| p | Potência ativa instantânea |
| p^* | Potência ativa instantânea de referência |
| p' | Potência ativa instantânea fictícia |
| p_g | Variável de controle da concavidade da curva gaussiana |
| \tilde{p} | Componente alternada da potência ativa instantânea fictícia |
| \bar{p} | Componente contínua da potência ativa instantânea fictícia |
| P_{out} | Ganho de saída do proporcional |

| | |
|---------------|---|
| R_{Lf} | Resistência do indutor de filtragem |
| t_a | Tempo de acomodação |
| T_s | Período de amostragem |
| v'_β | Tensão fictícia em quadratura no eixo $\alpha\beta$ |
| v_s | Tensão de entrada |
| v_α | Tensão em quadratura no eixo $\alpha\beta$ |
| δ | Erro do sistema de controle |
| θ | Ângulo de fase da rede elétrica |
| θ^* | Ângulo de referência do PLL |
| λ | Percentual de teste da curva Gaussiana |
| ξ | Fator de amortecimento |
| ω | Frequência angular da rede elétrica |
| ω^* | Frequência angular de referência do PLL |
| ω_c | Frequência de cruzamento |
| ω_{ff} | Frequência de <i>feed-forward</i> |
| ω_n | Frequência natural |
| ω_o | Frequência angular de ondulação no barramento CC |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 17 |
| 1.1 | PROBLEMA DE PESQUISA | 18 |
| 1.2 | OBJETIVOS | 20 |
| 1.2.1 | Objetivo Geral | 20 |
| 1.2.2 | Objetivos Específicos | 20 |
| 1.3 | CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO | 21 |
| 1.4 | ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO | 22 |
| 2 | FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO MONOFÁSICO | 23 |
| 2.1 | ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE UM FAPP | 23 |
| 2.2 | SISTEMA PLL MONOFÁSICO (pPLL) | 26 |
| 2.2.1 | Integrador Generalizado de Segunda Ordem | 28 |
| 2.2.2 | Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo | 30 |
| 2.2.3 | Sistema PLL monofásico utilizando DSOGI-pPLL | 31 |
| 2.3 | CONCLUSÃO | 32 |
| 3 | PROJETO DOS CONTROLADORES LINEARES | 33 |
| 3.1 | CRITÉRIOS DE DESEMPENHO DOS CONTROLADORES | 33 |
| 3.2 | CARACTERÍSTICAS DE PROJETO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA | 34 |
| 3.3 | CÁLCULO DO CONTROLADOR PI DO DSOGI-pPLL | 35 |
| 3.3.1 | Discretização do controle PI linear do DSOGI-pPLL | 37 |
| 3.4 | PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE DO FAPP | 38 |
| 3.4.1 | Discretização do controle PI linear da malha corrente | 43 |
| 3.5 | PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO DO FAPP | 43 |
| 3.5.1 | Discretização do controle PI linear da malha de tensão do barramento CC | 46 |
| 3.6 | CONCLUSÃO | 47 |
| 4 | CONTROLADOR PID NÃO LINEAR BASEADO EM CURVAS GAUSSIANAS | 48 |
| 4.1 | CRITÉRIO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PIDNLCG | 50 |
| 4.2 | CONCLUSÃO | 64 |
| 5 | PROJETO DOS CONTROLADORES UTILIZANDO O PIDNLCG | 66 |
| 5.1 | CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DO DSOGI-pPLL | 66 |
| 5.2 | CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DA MALHA DE CORRENTE | 67 |
| 5.3 | CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DA MALHA DE TENSÃO | 67 |
| 5.3.1 | Discretização dos controladores não-lineares utilizando PIDNLCG | 68 |
| 5.4 | CRITÉRIOS DE ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS CONTROLADORES | 70 |
| 5.5 | CONCLUSÃO | 71 |
| 6 | RESULTADOS DE SIMULAÇÃO | 72 |
| 6.1 | RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DO DSOGI-pPLL | 72 |
| 6.2 | RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE | 81 |
| 6.3 | RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO | 84 |
| 6.4 | CONCLUSÃO | 86 |
| 7 | RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS | 87 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 7.1 | RESULTADOS DO ALGORITMO DSOGI-pPLL..... | 87 |
| 7.2 | RESULTADOS DO CONTROLE DA MALHA DE CORRENTE | 90 |
| 7.3 | RESULTADOS DO CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO | 92 |
| 7.4 | CONCLUSÃO..... | 94 |
| 8 | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 95 |
| 8.1 | PROPOSTAS DE CONTINUIDADE | 96 |
| 9 | ARTIGOS PUBLICADOS RELACIONADOS | 97 |
| | REFERÊNCIAS..... | 98 |

1 INTRODUÇÃO

O controlador PID ainda é a estratégia de controle automático mais utilizado nas indústrias, principalmente por apresentar um bom desempenho e uma ampla faixa de condições de operação. Sua característica de simplicidade funcional permite parametrizá-lo de modo simples e direto (DORF; BISHOP, 2001).

Na maioria dos casos, o controlador PID atende os requisitos de projeto, como tempo de assentamento, máximos de sobressinal, entre outros. Entretanto, apresenta limitações de desempenho devido à sua característica essencialmente linear. Essa limitação tem motivado pesquisas por alternativas que permitam melhoria de desempenho no controlador PID.

Além disso, muitos sistemas apresentam características variantes no tempo devido a várias razões, como deterioração dos componentes, variações de parâmetros ambientais que interferem diretamente no controle, como temperatura e umidade (OGATA, 2000).

Essas variações podem interferir significativamente no sistema de controle. Um sistema com habilidades de adaptação pode auxiliar no controle desses sistemas. Sistemas que possuem essa característica são chamados de adaptativos (OGATA, 2000). Por isso, estratégias que tornam o controlador PID em um controlador PID adaptativo vêm sendo propostas nos últimos anos.

Técnicas que modificam a estratégia PID vêm sendo aplicadas em várias áreas, como eletrônica de potência (KASTER et al., 2011), posicionadores de *hard disk* (HD) (PENG et al., 2004), manipuladores de braços robóticos (KIM; JEON; JUNG, 2007), aplicações para evitar a saturação do atuador pelo controle integral (*anti-windup*) (CONGYING et al. 2008), controle de posicionamento de eixos utilizando controle numérico computadorizado (CNC - *Computer Numeric Control*) (ZHAO et al., 2007), geradores eólicos (KIM; JEON; HEO, 2011) entre outros, sempre obtendo melhores resultados quando comparados ao PID clássico.

O controle PID não linear proposto em Kaster et al. (2011) será a base de estudo deste trabalho, onde serão investigadas as curvas de ganho do proporcional e integral, propondo uma metodologia de projeto de controle para este tipo de controlador não linear e também uma modificação quanto a função não-linear praticada. Em Kaster et al (2011) a função não-linear utilizada é baseada em funções quadráticas. Neste trabalho optou-se por trabalhar com funções gaussianas.

Em seu trabalho, Kaster et al (2011) sugere que uma análise adicional para a determinação dos valores ideais dos parâmetros não lineares k_{p0} , k_{p1} , k_{d1} , k_{i0} e k_{i1} deve ser desenvolvida. Tal análise é proposta neste trabalho, onde o foco principal das aplicações sugeridas é a melhora do desempenho do PI adaptativo quando comparado ao PI linear.

Esta estratégia será experimentada em um filtro ativo de potência paralelo (FAPP) monofásico, com três controladores PI. O primeiro para sistema de detecção de ângulo de fase, conhecidos popularmente como PLL (*Phase Locked Loop*), o segundo para controle das correntes de referência de compensação e o último para controle da tensão no barramento de corrente contínua.

Uma característica importante referente a equipamentos relacionados à qualidade de energia é que eles operam em comportamento de mudança dinâmica de referência. Essa característica justifica a aplicação de um controlador baseado em estratégias de ganhos não lineares, que objetiva uma melhora no desempenho geral do sistema.

Este tipo de sistema preocupa-se com que o tempo de sincronismo seja o menor possível. Também é importante que as correntes de compensação possam estar mais próximas da referência para que a corrente compensada possa apresentar um comportamento mais próximo de uma senoidal livre de harmônicos e que a tensão no barramento CC possa atingir seu valor de referência mais rapidamente.

Os controladores utilizados no FAPP monofásico são baseados em parâmetros de projeto bem definidos onde se obtém o melhor controlador PI para cada caso, servindo de base para estipulação dos ganhos do controlador PI adaptativo. Os ganhos do controlador PI são baseados na proposta metodológica apresentada neste trabalho para estipular os parâmetros não lineares ideais.

1.1 PROBLEMA DE PESQUISA

O controlador amplamente empregado nas indústrias é o PID, que oferece um termo proporcional, um termo integral e um termo derivativo em relação ao erro. A popularidade deste tipo de controlador deve-se ao fato de possuir um bom desempenho e simplicidade operacional (DORF; BISHOP, 2001).

Entretanto, o controlador PID apresenta limitações de desempenho devido à sua característica linear. Esse fato tem motivado pesquisas por alternativas que permitam melhoria de desempenho nesse controle.

Uma dessas propostas é o controle linear adaptativo, onde o controlador, dependendo da entrada, utiliza diferentes configurações de parâmetros do controlador, dependendo da entrada. Para o controle adaptativo, diversas propostas foram apresentadas por Nuella, Cheng e Chiu (2009), que apresenta o PID adaptativo para sistemas não lineares, já em Kim, Jeon e Jung (2007) é implementado um PID adaptativo para manipulação de braços robóticos apresentando bom desempenho deste tipo de controlador.

Em Kaster et al (2011) um PID adaptativo utilizando funções com derivadas contínuas utilizando curvas de ganho parabólicas é apresentado no controle de um conversor Buck, também confirma a melhora de desempenho do conversor.

No caso do PID adaptativo proposto em Kaster et al (2011), pretende-se investigar a família de curvas características dos ganhos proporcional, integral e derivativo baseando-se em curvas de perfil gaussiano e obter uma metodologia para o desenvolvimento de projeto para este tipo de controlador. Uma aplicação sugerida para testar o PID adaptativo estudado é no controle de um filtro ativo de potência paralelo monofásico, implementado em Campanhol (2012), que apresenta três controladores: o controlador para o PLL, corrente de compensação e tensão no barramento CC.

Para o filtro ativo de potência paralelo, tem-se a presença de três controladores: o controlador da malha de sincronismo (PLL), controlador da malha de corrente de compensação e o controlador da malha de tensão no barramento CC.

Dentre as estratégias de sistemas de sincronismo, diversos algoritmos PLL são propostos, como em Kaura e Blasko (1997), Rodriguez et al. (2007), Silva, Novochadlo e Modesto (2008) e Santos, Silva e Bacon (2012). Escolheu-se o DSOGI-pPLL apresentado em Santos, Silva e Bacon (2012).

Para o controlador da corrente de compensação gerada pelo filtro ativo de potência utiliza-se a estratégia do SRF monofásico. O controlador de tensão no barramento CC utiliza a tensão medida no barramento e integra-se a malha do controle de corrente de compensação. O equipamento que servirá de testes da aplicação é o mesmo implementado por Campanhol (2012).

1.2 OBJETIVOS

Os objetivos que direcionam a pesquisa apresentada neste trabalho são divididos em objetivo geral e específico.

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é estudar, analisar e propor uma metodologia de projeto de um controlador PI adaptativo. Esta metodologia será aplicada no controle de um filtro ativo de potência paralelo monofásico em três malhas de controle: PLL, controle de tensão no barramento CC e controle de corrente de compensação. Os resultados serão apresentados tanto em simulação quanto experimentalmente.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Estudar técnicas de controle PID adaptativo já utilizadas em trabalhos anteriores e extrair deste estudo informações necessárias para aplicação neste trabalho.
- Escolher os algoritmos PLL que serão alvos de implementação para os testes de simulação e experimentais.
- Estudar o filtro ativo monofásico que será utilizado no trabalho.
- Estudar e projetar os ganhos dos controladores de cada sistema proposto.
- Implementar o PI adaptativo proposto em DSP.
- Comparar os resultados com o PI convencional e PI adaptativo.
- Comparar os resultados de simulação com os resultados experimentais.

1.3 CONTRIBUIÇÕES E RELEVÂNCIA DO TRABALHO

O desempenho de um sistema controle é fundamental para a produtividade, segurança e estabilidade de uma planta. Um sistema de controle que propicie um rendimento ótimo é algo que todo projetista almeja (DORF; BISHOP, 2001).

Comumente não é possível obter todas as especificações desejadas, como por exemplo, tempo de assentamento, máximo de sobressinal e fator de amortecimento. Dessa forma torna-se necessário estabelecer critérios dentro das especificações requeridas de modo a obter um desempenho aceitável.

A utilização de controladores com ganhos não lineares tem sido um atrativo como estratégia de controle, onde se utilizam estratégias convencionais de cálculo dos parâmetros PID e estima-se uma curva Gaussiana que passa pelos ganhos lineares, porém variando o ganho em função do erro.

Sistemas que sofrem mudanças dinâmicas em seus valores de referência são mais interessantes para aplicação de ganhos não lineares, pois sistemas que possuem um único ou poucos pontos de operação apresentam melhor desempenho transitório quando se utiliza ganhos não lineares, já sistemas adaptativos podem apresentar melhor desempenho em cada situação de variação que venha sofrer.

Equipamentos utilizados em sistemas elétricos estão em constante mudança de referência devido à frequência da rede. Este fato torna-os apropriados a realização de testes utilizando o controle PID adaptativo proposto para as reais condições da rede.

Uma das contribuições desse trabalho é a proposta de um controlador PI não linear cujas curvas de ganho são baseadas em curvas Gaussianas, possibilitando que as derivadas nunca sejam descontínuas, evitando assim o *chattering* (chaveamento em alta frequência), que acontece em pontos de descontinuidade (KASTER et al., 2011). Assim, o controle será capaz de tornar os ganhos adaptativos em função do erro de entrada.

Para esta proposta de ganhos não lineares um nome foi atribuído como: “PID não linear utilizando curvas de perfil Gaussiano (PIDNLCG)”. Uma metodologia de projeto das curvas de ganho também é apresentada, auxiliando o projetista a estimar os fatores de multiplicação das curvas Gaussianas de forma genérica.

A estratégia PIDNLCG aplicada em um FAPP monofásico, implementado em Campanhol (2012), e obteve-se melhor desempenho quando comparado ao PI ótimo projetado para os controladores existentes no equipamento.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho foi dividido em oito capítulos, relacionados a seguir.

O capítulo dois apresenta o filtro ativo de potência paralelo monofásico, bem como a topologia utilizada no trabalho, a estratégia de controle para geração da referência da componente de compensação bem como a estratégia PLL adotada no trabalho.

O capítulo três apresenta o projeto linear dos controladores da malha de controle do PLL, malha de controle da corrente de compensação do FAPP e malha de controle da tensão no barramento CC. O melhor controlador encontrado foi considerado.

O capítulo quatro apresenta o estudo e do controlador PI não-linear proposto. Os ganhos praticados nessa proposta são baseados nos ganhos lineares, portanto, um estudo que determina a proporção praticada destes ganhos foi desenvolvido.

O capítulo cinco apresenta o projeto dos controladores não-lineares utilizando a estratégia proposta, bem como a forma escolhida para discretização do controlador para aplicação em sistemas de processamento digital.

O capítulo seis apresenta os resultados de simulação para todas as malhas de controle utilizadas de forma individual. Os parâmetros de simulação pertinentes para cada malha também são especificados.

O capítulo sete apresenta os resultados experimentais, validando assim os resultados apresentados na fase de simulação. O capítulo oito apresenta as considerações finais de todo o trabalho e também propostas de continuidade. O capítulo nove apresenta os artigos já publicados fruto deste trabalho.

2 FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA PARALELO MONOFÁSICO

De maneira simplificada, filtros ativos são equipamentos que devem ser conectados a rede elétrica cujo objetivo é eliminar distorções da tensão da rede e/ou compensar as componentes harmônicas de corrente que as cargas solicitam. Diversas formas são empregadas para conectar estes filtros na rede elétrica, sendo uma delas de forma paralela.

O filtro ativo paralelo é utilizado geralmente para compensar componentes harmônicas de corrente provenientes de cargas não lineares (LINDEKE, 2003). Ele é conectado paralelamente com a rede e com a carga, atuando na injeção ou drenagem da corrente do barramento, de forma que a corrente total da rede elétrica seja a corrente de carga mais a corrente de filtro ativo, onde esta soma resulta numa componente senoidal. Dessa maneira, para a rede elétrica existirá apenas a componente fundamental da corrente da carga, ou seja, a rede enxerga a carga com um comportamento resistivo. A representação do princípio de funcionamento de um FAPP é apresentada na Figura 1.

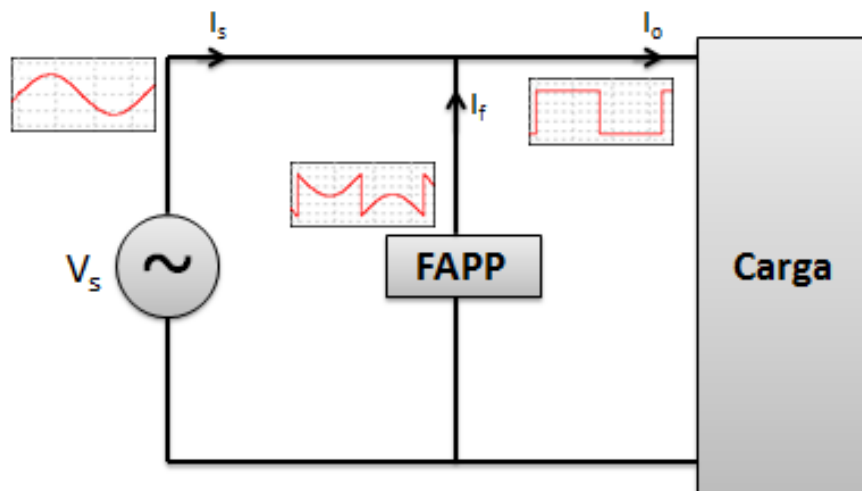


Figura 1 – Princípio de funcionamento de um FAPP
 Fonte: Adaptado de Lindeke (2003).

2.1 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DE UM FAPP

Para o controle de um FAP existem basicamente duas estratégias de controle. A primeira é baseada no monitoramento da corrente da carga e do filtro ativo e a segunda é

baseada no monitoramento da corrente drenada da rede. Para ambas, tem-se uma malha de controle de tensão e outra de corrente.

A malha de tensão no barramento deve garantir a manutenção do valor da tensão média no barramento CC do filtro ativo de forma constante e superior ao valor de pico da rede. Uma característica de desempenho dessa malha é que deve ser lenta, pois gera a referência de corrente junto com uma amostra da tensão da rede.

A malha de corrente é a malha que efetivamente faz com que o filtro ativo compense as componentes harmônicas de correntes presentes na carga, adicionando uma corrente no filtro ativo ou na rede, de acordo com o controle. A característica de desempenho dessa malha é que deve ser rápida, pois assim o filtro ativo passa a gerar as correntes de compensação.

A estratégia de controle desenvolvida no trabalho é a mesma da utilizada em Campanhol (2012) que usa a topologia de inversores monofásicos *full-bridge* aplicados a sistemas trifásicos, entretanto, essa pode ser facilmente modificada para sistemas monofásicos. A topologia monofásica implementada em Campanhol (2012) é apresentada na Figura 2.

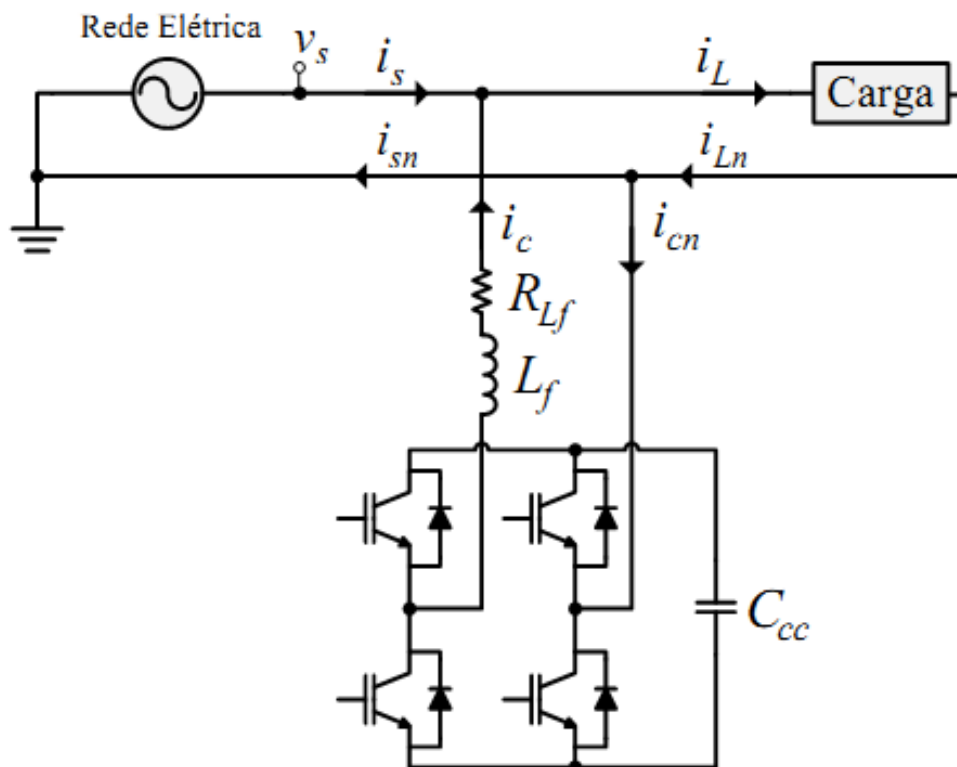


Figura 2 – FAPP monofásico "full-bridge".
Fonte: Campanhol (2012).

O algoritmo utilizado para obter as correntes de referência para compensação de harmônicos e demais distúrbios de rede é baseado no sistema de eixo de referência síncrona

(SRF – *Synchronous Reference Frame*). O diagrama de blocos deste método de compensação é apresentado na Figura 3.

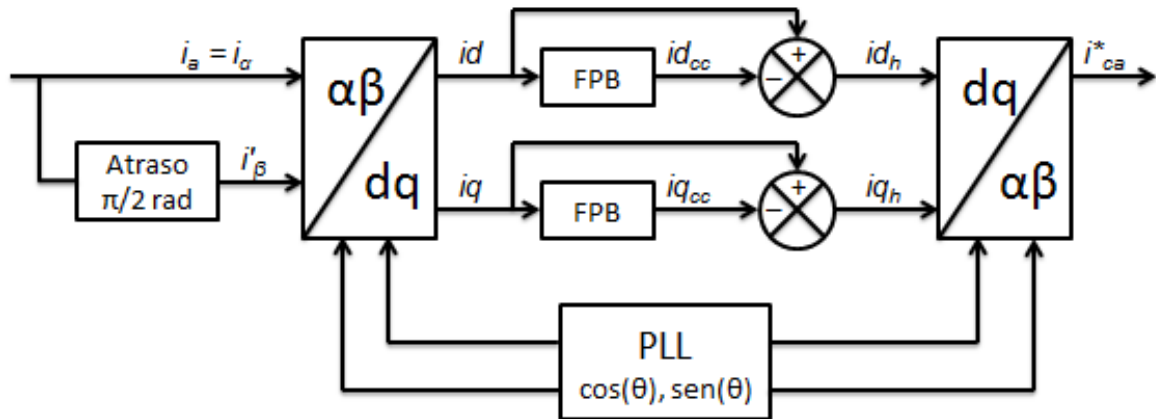


Figura 3 – Diagrama de blocos do SRF monofásico
Fonte: Adaptado de Campanhol (2012)

Para que as correntes de compensação possam ser adicionadas na rede, é necessário que os sistemas estejam em sincronismo. O sincronismo é feito utilizando um PLL que será descrito a seguir. O circuito PLL, quando sincronizado com a rede elétrica, gera os valores de $\cos(\theta)$ e $\sin(\theta)$ unitário síncrono. Dessa forma a ortogonalidade necessária do sistema fica garantida (CAMPANHOL, 2012).

No método de compensação SRF, o sistema de eixos dq transforma as componentes que estão na frequência fundamental em grandezas contínuas. Já os valores que não correspondem à frequência fundamental, ou seja, as parcelas harmônicas, são transformadas em grandezas oscilantes. Dessa forma, utilizando um filtro passa baixa (FPB), devidamente dimensionado, é possível extrair as parcelas oscilantes.

As componentes id_{cc} e iq_{cc} representam respectivamente as parcelas ativas e reativas da carga na frequência fundamental. As componentes id_h e iq_h representam as parcelas harmônicas dos eixos d e q e são obtidas subtraindo o valor total das componentes id e iq de suas parcelas contínuas id_{cc} e iq_{cc} respectivamente (CAMPANHOL, 2012).

A matriz de transformação do eixo $\alpha\beta$ para o eixo síncrono dq é dada pela Equação (1).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde $\theta = \omega t$ é o ângulo que representa a posição angular do sistema para o eixo de referência síncrona.

A matriz de transformação que faz o inverso, ou seja, passa do eixo de referência síncrona dq para o eixo $\alpha\beta$ e obtém as componentes de compensação responsáveis pela eliminação das parcelas harmônicas é dada pela Equação (2).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} id_h \\ iq_h \end{bmatrix} \quad (2)$$

Se for desejada a eliminação também da parcela reativa, basta retirar o FPB da componente iq . Como o método SRF necessita do ângulo que representa a posição angular do sistema, um circuito que seja capaz de fornecer essa informação é necessário. Isso é possível utilizando um sistema de detecção do ângulo de fase (PLL – *Phase Locked Loop*) que será apresentado a seguir.

2.2 SISTEMA PLL MONOFÁSICO (pPLL)

O sistema PLL monofásico implementado neste trabalho baseia-se na teoria da potência ativa instantânea trifásica, discutidas em Akagi, Watanabe e Aredes (2007). O sistema PLL baseia-se no eixo estacionário bifásico de coordenadas ($\alpha\beta 0$) (CLARKE, 1943) dado pela Equação (3)

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

onde v_a , v_b e v_c representam as componentes da tensão trifásicas da rede elétrica.

A transformação de Clarke obtém o eixo '0', que corresponde às componentes de sequência zero da tensão do sistema (v_0). Caso o sistema não possua a componente de sequência zero, o que ocorre quando $v_a + v_b + v_c = 0$, é possível representar o sistema bifásico apenas através das componentes $\alpha\beta$.

Assumindo um sistema trifásico equilibrado, a potência ativa instantânea trifásica representada tanto no eixo estacionário trifásico (abc) como no estacionário bifásico ($\alpha\beta$) é dada pela Equação (4).

$$p' = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (4)$$

onde v_a , v_b e v_c são as tensões e i_a , i_b e i_c são as correntes trifásicas, v_α e v_β são as tensões e i_α e i_β são as correntes no eixo bifásico, enquanto \bar{p} e \tilde{p} representam as componentes contínua e alternada da potência p' , respectivamente.

O objetivo do controle do PLL é anular a componente contínua \bar{p} da potência instantânea fictícia p' , ou seja, quando \bar{p} for nulo, o sinal de saída do PLL terá a mesma fase e frequência do sinal de entrada.

Desse modo, o controlador PI deverá ajustar a saída do controlador na frequência angular de referência do sistema em $\omega^* = 2\pi f$, onde f é a frequência nominal da rede. O ângulo $\theta^* = \omega^* t$ é obtido integrando a frequência angular de referência ω^* , a qual é idêntica à frequência angular da rede ω .

Com o objetivo de melhorar dinâmica inicial do sistema, uma alimentação ω_{ff} (*feed-forward*) é adicionada no sistema (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008), e equivale à frequência nominal da rede, ou seja, $\omega_{ff} = 377$ rad/s, no caso de um sistema com frequência de 60Hz.

Para um sistema monofásico, a obtenção do sistema bifásico $\alpha\beta$ considera a tensão monofásica v_a medida como a própria v'_α e para a obtenção da componente v_β , uma tensão fictícia deve ser gerada de forma que se assegure que esta seja ortogonal à tensão monofásica medida v_a . A tensão fictícia ortogonal será chamada v'_β . Esta tensão v'_β pode ser obtida defasando a tensão v'_α em $\pi/2$ radianos. A conversão para o eixo bifásico $\alpha\beta$ para esta situação é dada pela Equação (5).

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a(\omega t) \\ v_a(\omega t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (5)$$

O ângulo θ^* é usado para calcular as correntes de realimentação fictícias i'_α e i'_β . Para o cancelamento da componente \bar{p} , as correntes fictícias i'_α e i'_β devem ser ortogonais em relação às tensões v'_α e v'_β , respectivamente. As correntes fictícias são dadas pela Equação (6).

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a(\theta^*) \\ i_a(\theta^* - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Com base nas Equações (5) e (6), a Equação (4) pode ser dada através da Equação (7).

$$p' = V_p \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\theta^*) + V_p \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \text{sen}\left(\theta^* - \frac{\pi}{2}\right) = V_p \cos(\omega t - \theta^*) \quad (7)$$

Para que o cancelamento da componente contínua de p' , o sistema PLL deve ajustar a saída de integração para $\theta^* = \omega' t + \pi/2$. Assim, quando $\omega = \omega'$ a componente p' será cancelada. Esse método é conhecido como pPLL (SILVA; NOVOCHADLO; MODESTO, 2008) e é ilustrado na Figura 4.

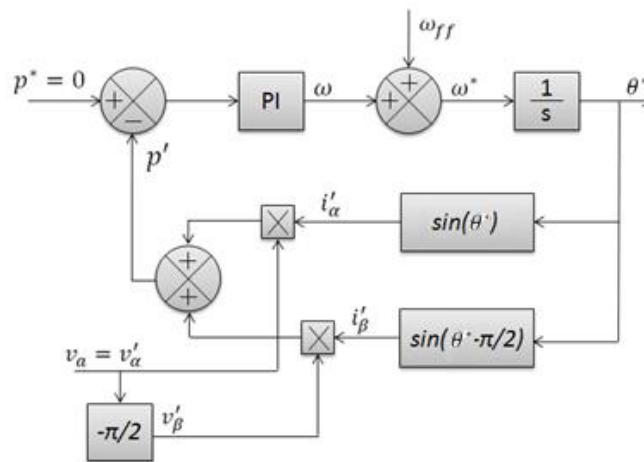


Figura 4 – Diagrama de blocos do pPLL
Fonte: Adaptado de Silva, Novochadlo e Modesto (2008).

Como apresentado em Santos, Silva e Bacon (2012), o pPLL possui desvantagens por sofrer influência de distúrbios harmônicos e também por não ser adaptável em frequência. Dessa forma, em Santos, Silva e Bacon (2012) é proposto um algoritmo que minimiza os problemas de distúrbios harmônicos e corrige o problema de sensibilidade a variação de frequência, portanto, este algoritmo foi escolhido para ser utilizado neste trabalho e será apresentado na seção seguinte.

2.2.1 Integrador Generalizado de Segunda Ordem

O integrador generalizado de segunda ordem (do inglês, *Second Order Generalized Integrator - SOGI*) mostrado na Figura 5, é utilizado para atenuar os harmônicos presentes na

tensão v_s (RODRIGUEZ et al., 2006). Dessa forma, além da tensão direta filtrada v'_α obtêm-se também a componente de tensão em quadratura qv'_α defasada em $\pi/2$ rad em relação à v_s . A frequência angular ressonante ω' deverá ser idêntica à frequência da rede ω_s , a qual pode ser obtida diretamente do pPLL. As funções de transferência do SOGI são dadas pelas Equações (8) e (17) (RODRIGUEZ et al., 2006).

$$D(s) = \frac{v'_\alpha}{v_s}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (8)$$

$$Q(s) = \frac{qv'_\alpha}{v_s}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (9)$$

onde k é o fator de amortecimento.

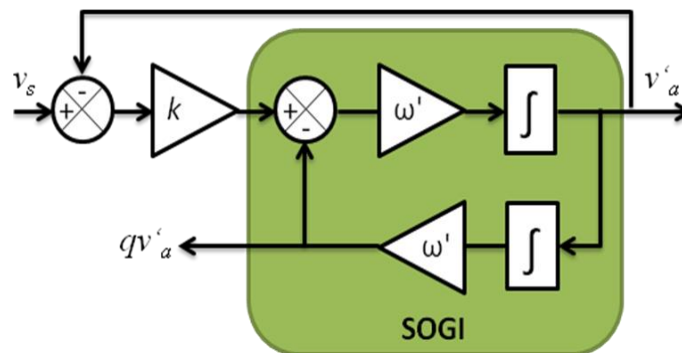


Figura 5 – Diagrama de blocos do SOGI.
Fonte: Adaptado de Rodriguez et al. (2006).

Conforme demonstrado em Rodriguez et al. (2006), qv'_α sempre estará defasado em $\pi/2$ rad em relação a v'_α independente dos valores de k , ω_s e ω' , conforme mostrado na Figura 6. O fator de amortecimento crítico é $k = \sqrt{2}$. Os diagramas de Bode referentes às Equações (8) e (9) estão apresentados na Figura 7 e Figura 8, respectivamente.

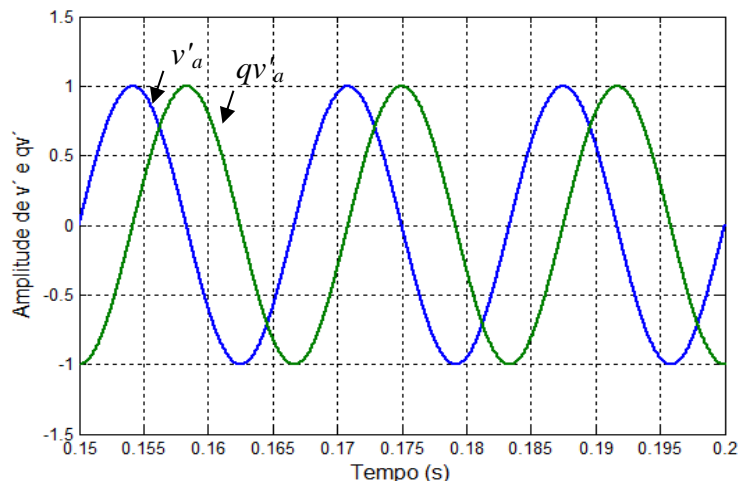


Figura 6 – Tensões de saída direta v'_α e em quadratura qv'_α do SOGI.
Fonte: Autoria própria

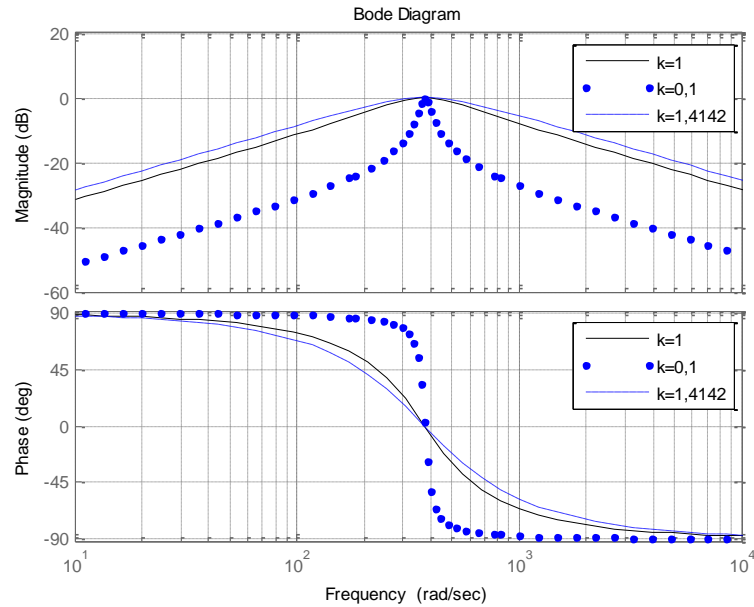


Figura 7 – Resposta em frequência de $D(s)$ para diversos valores de k .
Fonte: Autoria própria

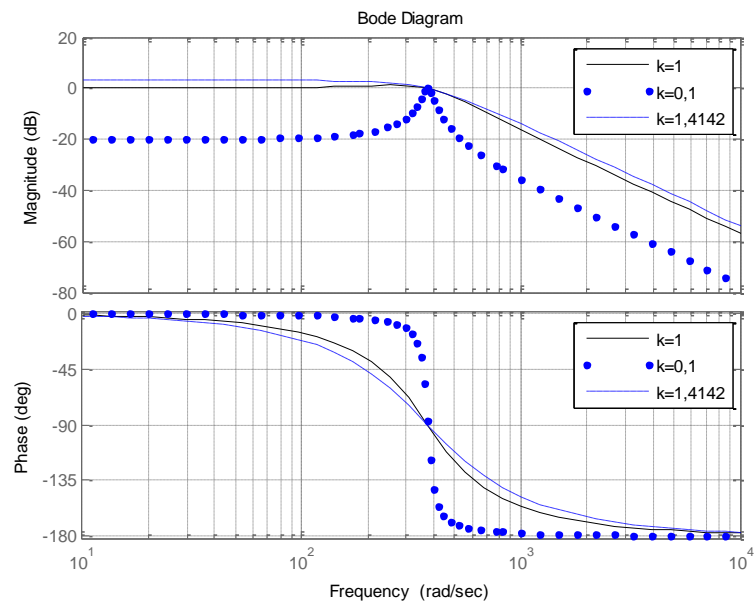


Figura 8– Resposta em frequência de $Q(s)$ para diversos valores de k .
Fonte: Autoria própria

2.2.2 Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo

O integrador generalizado de segunda ordem duplo (do inglês, *Dual Second Order Generalized Integrator - DSOGI*), proposto em (RODRIGUEZ et al., 2006) e apresentado na Figura 9, permite a extração das componentes de sequência positiva das tensões de um

sistema trifásico. Este utiliza dois SOGIs para a geração dos sinais em quadratura a partir das tensões bifásicas v_α e v_β , além de usar componentes simétricas para calcular as componentes de sequência positiva v_{α^+} e v_{β^+} utilizando o PSC (*Positive-Sequence Calculator*) mostrado na Fig. 6 (LYON, 1937). Tanto o SOGI quanto o DSOGI estão detalhadamente descritos em (RODRIGUEZ et al., 2006).

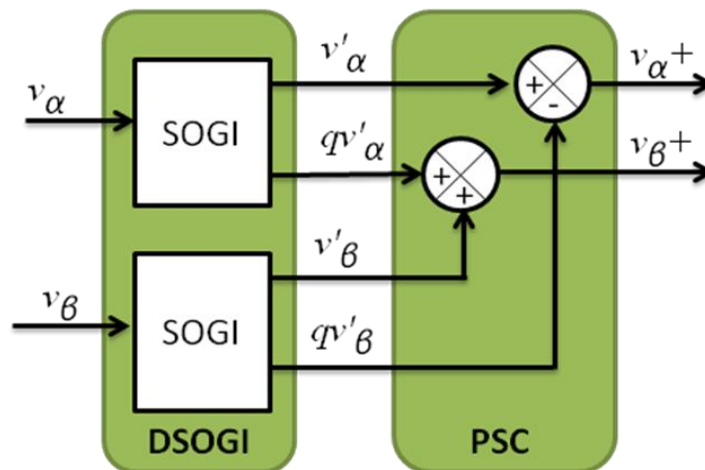


Figura 9 – Detector de sequência positiva com o DSOGI
 Fonte: Adaptado de Rodrigues et al. (2006)

2.2.3 Sistema PLL monofásico utilizando DSOGI-pPLL

O algoritmo DSOGI-pPLL, proposto em Santos, Silva e Bacon (2012) apresentado na Figura 10 utiliza o algoritmo pPLL mostrado na Figura 5 e o DSOGI apresentado na Figura 9 para a detecção do ângulo de fase da tensão da rede. Como dito anteriormente, o DSOGI é utilizado para a extração das componentes de sequência positiva do sistema trifásico fictício representado pelo sistema estacionário bifásico $\alpha\beta$. Este é obtido defasando a tensão da rede medida em $\pi/2$ rad, a qual é calculado a partir da frequência estimada pelo pPLL (Figura 10).

Isto permite a adaptação em frequência do PLL caso a frequência nominal da rede varie, fato que poderia causar erros na estimação do ângulo de fase. Uma vez que o DSOGI-pPLL permite a extração das componentes de sequência positiva do sistema $\alpha\beta$ fictício, é possível tornar seu desempenho robusto o suficiente para a obtenção do ângulo de fase de um

sistema monofásico sob influência de distúrbios da rede como, por exemplo, harmônicos, afundamentos e elevações de tensão, variação de frequência e saltos de fase.

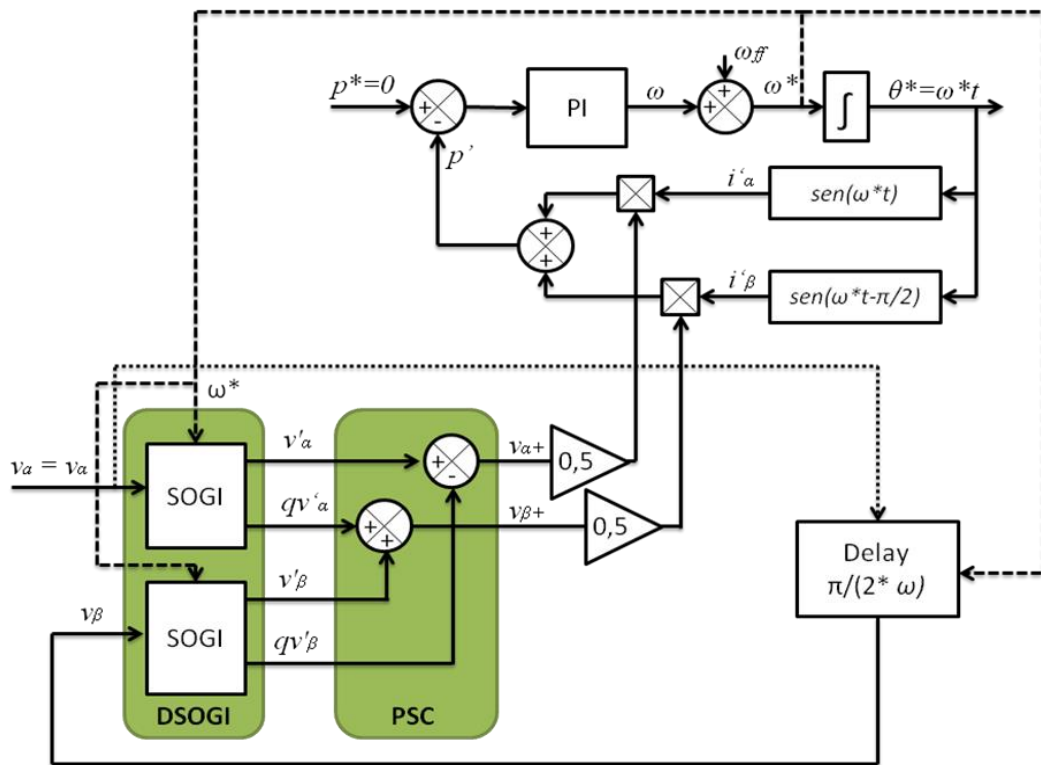


Figura 10 – Diagrama de blocos do algoritmo DSOGI-pPLL.
Fonte: Santos, Silva e Bacon (2012)

2.3 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou o filtro ativo de potência paralelo de topologia *full-bridge*, bem como a estratégia de controle utilizada para o mesmo, que no caso foi o método SRF para a geração da componente de referência para compensação da corrente. O filtro possui três malhas de controle: malha de controle do PLL, malha de controle da corrente de compensação e malha de controle da tensão no barramento CC.

Para o PLL, optou-se pela utilização de um algoritmo DSOGI-pPLL que foi adaptado para sistemas monofásicos. Ele utiliza a teoria da potência ativa instantânea trifásica junto com um extrator de sequência positiva utilizando o integrador generalizado de segunda ordem duplo, cujo objetivo é atenuar os distúrbios de tensão de forma a obter a referência de ângulo de fase e frequência com melhor qualidade.

3 PROJETO DOS CONTROLADORES LINEARES

Nesta seção será apresentado o projeto dos controladores utilizados no FAPP monofásico. Os projetos dos controladores servirão de base para o projeto dos controladores não-lineares proposto neste trabalho.

3.1 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO DOS CONTROLADORES

A primeira etapa para determinação dos ganhos do controlador se baseia na sintonia do controlador utilizando um determinado método linear. Existem várias formas de se obter os valores dos ganhos do controlador, como por exemplo, método do lugar das raízes (EVANS, 1950), método da curva de reação e da sensibilidade limite (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), entre outros.

Neste trabalho, optou-se pela sintonia próxima ao controle ótimo, onde o controlador PI com melhor desempenho foi o escolhido como base de projeto. Para isso foi utilizado o método de análise da resposta em frequência, onde um algoritmo que varia a margem de fase e demais parâmetros relevantes foi desenvolvido para determinar os melhores parâmetros de projeto.

Essa característica é determinante para verificar se o controle PIDNLCG apresenta realmente melhor desempenho quando comparado ao PI linear. As características desejadas para o projeto dos controladores presentes neste trabalho estão especificadas na Tabela 1, Tabela 2 e Tabela 3.

Tabela 1 – Critérios para projeto dos controladores - PLL

| | |
|---|----------------|
| Sistema subamortecido | $0 < \xi < 1$ |
| Máximo de sobressinal | $M_p \leq 5\%$ |
| Erro em regime permanente para entrada degrau | $\delta_r = 0$ |
| Tempo de acomodação para entrada degrau | $t_a = 10ms$ |

Fonte: Autoria própria

Tabela 2 – Critérios para projeto dos controladores – malha de corrente

| | |
|---|----------------|
| Sistema subamortecido | $0 < \xi < 1$ |
| Máximo de sobressinal | $Mp \leq 5\%$ |
| Erro em regime permanente para entrada degrau | $\delta_r = 0$ |
| Tempo de acomodação para entrada degrau | $t_a = 1,5ms$ |

Fonte: Autoria própria

Tabela 3 – Critérios para projeto dos controladores – malha de tensão

| | |
|---|----------------|
| Sistema subamortecido | $0 < \xi < 1$ |
| Máximo de sobressinal | $Mp \leq 5\%$ |
| Erro em regime permanente para entrada degrau | $\delta_r = 0$ |
| Tempo de acomodação para entrada degrau | $t_a = 500ms$ |

Fonte: Autoria própria

3.2 CARACTERÍSTICAS DE PROJETO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Para projetos no domínio da frequência, a margem de fase e margem de ganho permitem avaliar a estabilidade relativa do sistema. A margem de fase pode ser definida como o atraso de fase adicional na frequência de cruzamento do ganho (ω_{cg}) que leva o sistema à margem de instabilidade (OGATA, 2000).

A frequência de cruzamento do ganho pode ser definida como a frequência na qual o módulo da função de transferência em malha aberta $|G(j\omega)|$ é unitário ou zero na escala de decibéis (dB).

A margem de fase é calculada conforme a Equação (10). Para um sistema ser estável, a margem de fase deve ser positiva.

$$MF = 180^\circ + \angle G(\omega_{cg}) = 180^\circ + \phi \quad (10)$$

A margem de ganho é o inverso do módulo $|G(j\omega)|$ na frequência de cruzamento da fase (ω_ϕ), que é a frequência na qual $\angle G(j\omega_{cg})$ é igual a 180° e pode ser obtida através da Equação (11). Quando a margem de ganho é positiva significa que o sistema é estável, caso

contrário, instável. Para que a afirmação anterior seja válida, o sistema precisa ser de fase mínima. A margem de ganho indica quanto o ganho do sistema pode ser aumentado até que se torne instável. No caso de sistemas instáveis, indica o quanto tem que se diminuir a margem de ganho para que o sistema se torne estável (OGATA, 2000).

$$MG = -20 \log |G(\omega_\phi)| \text{ dB} \quad (11)$$

As margens de fase e ganho e a frequência de cruzamento são calculadas a partir da função de transferência em malha aberta.

3.3 CÁLCULO DO CONTROLADOR PI DO DSOGI-pPLL

O projeto do controle PI utilizado foi o método canônico para sistemas de segunda ordem, utilizado em trabalhos de (COSTA JR; ROLIM; AREDES, 2003) e (PÁDUA, 2006).

Para anular a componente CC da componente p' , o sistema pPLL deverá ajustar a saída do elemento de integração quando:

$$\theta^* = \theta' + 90^\circ \quad (12)$$

O erro entre o ângulo de fase θ da rede e o ângulo θ' gerado pelo PLL é dado pela Equação (13). Fazendo as devidas substituições, como demonstrado em (SILVA, 2001), obtém-se a Equação (14).

$$\Delta\theta = \theta - \theta' \quad (13)$$

$$p' = k \cdot \text{sen}(\Delta\theta) \quad (14)$$

O valor do ganho k aparece como uma realimentação no modelo simplificado apresentado em Silva (2001) e Silva e Coelho (2004). Assumindo o modelo simplificado da Figura 11, considera-se o ganho k unitário e por isso foi suprimido. Para pequenos valores de $\Delta\theta$, o termo $\text{sen}(\Delta\theta)$ se comporta de forma linear. Dessa forma, pode-se fazer a aproximação $\text{sen}(\Delta\theta) \cong \Delta\theta$. A função de transferência em malha aberta é apresentada na equação (15).

$$G_{ma} = \frac{sKp_{pll} + Ki_{pll}}{s^3T_s + s^2} \quad (15)$$

onde T_s representa o tempo de amostragem que introduz um atraso na realimentação do PLL. A função de transferência em malha fechada é apresentada na equação (16).

$$G_{mf} = \frac{G_{ma}}{1 + G_{ma}} = \frac{Kp_{pll}s + Ki_{pll}}{s^3T_s + s^2 + Kp_{pll}s + Ki_{pll}} \quad (16)$$

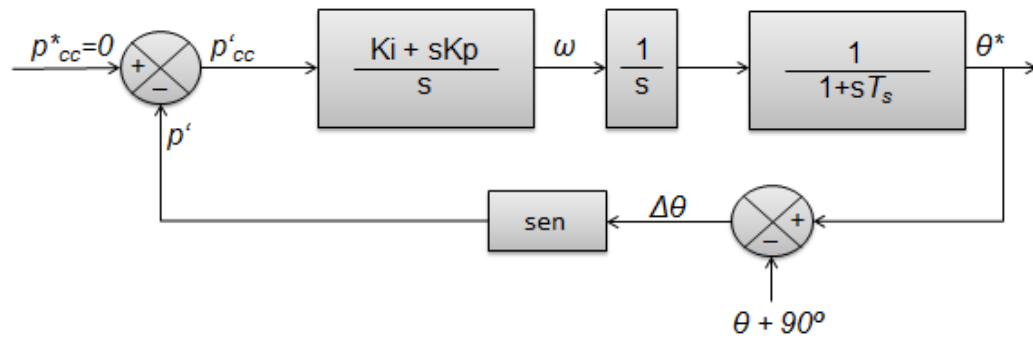


Figura 11 – Modelo simplificado do PLL
Fonte: Autoria Própria

Considerando a equação (16), observa-se que quando o período de amostragem T_s for muito pequeno, em relação aos demais coeficientes do denominador da equação (16), o polo que é adicionado ao plano “s” fica localizado muito longe da origem. Portanto, ele pode ser desconsiderado sem que afete o controle, portanto o sistema em malha fechada pode ser simplificado, conforme a Equação (17).

$$G_{mfs} = \frac{Kp_{pll}s + Ki_{pll}}{s^2 + Kp_{pll}s + Ki_{pll}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (17)$$

Com base na Equação (17), é possível projetar os ganhos do controlador PI conforme a equação (18) e (19).

$$Kp_{pll} = 2\xi\omega_n \quad (18)$$

$$Ki_{pll} = \omega_n^2 \quad (19)$$

onde ω_n representa a frequência natural do sistema em rad/s e ξ representa o fator de amortecimento do sistema. Dessa forma, conhecendo os critérios de desempenho do sistema, é possível escolher adequadamente estes parâmetros de forma a obter ganhos que apresentem o melhor desempenho.

O diagrama de bode do sistema em malha fechada é apresentado na Figura 12. Os ganhos do controlador praticados nesse projeto estão apresentados na Tabela 4.

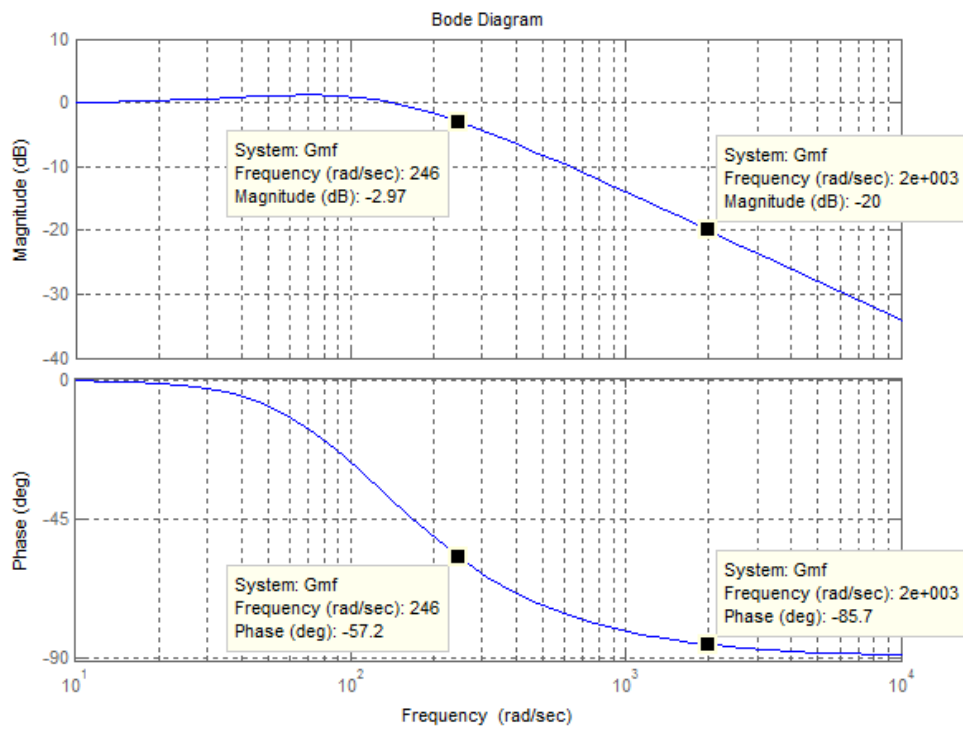


Figura 12 – Diagrama de Bode do sistema em malha fechada.
Fonte: Autoria própria

Tabela 4 – Parâmetros e ganhos do controlador PI do DSOGI-pPLL

| | |
|--|---------------------------|
| Tempo de Amostragem (T_s) | 16,67 μ s |
| Ganho Proporcional | 200 rad/Ws |
| Ganho Integral | 10000 rad/Ws ² |
| Fator de Amortecimento (ξ) | 1 |
| Frequência natural do sistema (ω_n) | 100 rad/s |

Fonte: Autoria própria

3.3.1 Discretização do controle PI linear do DSOGI-pPLL

Os métodos *forward*, *backward* e trapezoidal (*Tustin*) podem ser utilizados para encontrar o equivalente discreto de um controlador calculado para sistemas contínuos. Aplicando-se a aproximação de *Tustin*, onde s da função de transferência é substituída pela equação (20).

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (20)$$

Considerando que a frequência de amostragem seja de 60kHz e que o método de discretização seja *Tustin*, é possível chegar à equação a diferenças do controlador que para o ganho proporcional de $k_p = 200$ e ganho integral de $k_i = 10000$ pela equação (21).

$$u[n] = 200,1e[n] + 199,9e[n-1] + u[n-1] \quad (21)$$

onde $u[n]$ é o valor de saída atual, $e[n]$ é o erro atual e $e[n-1]$ e $u[n-1]$ são o erro anterior e a saída anterior, respectivamente.

3.4 PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE DO FAPP

Para que seja possível realizar o projeto do controlador da malha de corrente do FAPP, o diagrama de blocos é apresentado na Figura 13.

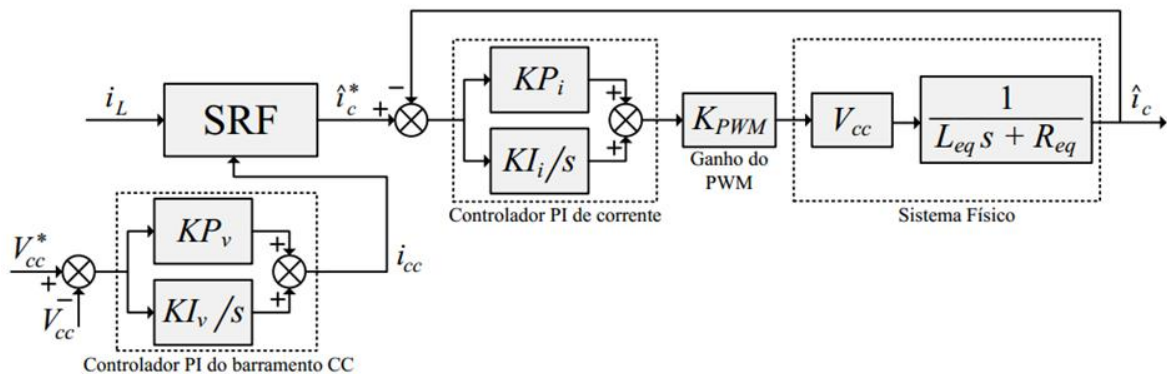


Figura 13 – Diagrama de blocos da malha de corrente do FAPP
Fonte: Campanhol (2012)

Observa-se na Figura 13 a presença do bloco que representa o ganho do PWM (K_{PWM}) que pode ser obtido através da equação (22) (LINDEKE, 2003).

$$K_{PWM} = \frac{2}{P_{PWM}} \quad (22)$$

onde P_{PWM} representa o valor de pico da portadora triangular.

Pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 13 é possível expressar a função de transferência da malha de controle da corrente de compensação, conforme a equação (23) (CAMPANHOL, 2012).

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{i}_c(s)} = \frac{K_{PWM} V_{CC} (K P_i s + K I_i)}{L_{eq} s^2 + (K P_i K_{PWM} V_{CC} + R_{eq}) s + K I_i K_{PWM} V_{CC}} \quad (23)$$

As especificações do projeto são baseadas nas utilizadas em Campanhol (2012) e são mostradas na Tabela 5.

Tabela 5 - Especificações para projeto dos controladores PI de corrente.

| | |
|---|-----------------------------|
| Frequência de chaveamento | $f_{ch} = 20kHz$ |
| Margem de fase desejada | $MF_d = 66,1^\circ$ |
| Frequência de cruzamento desejada | $\omega_c = 2\pi f_{ch}/12$ |
| Indutância de acoplamento | $L_f = 0,547mH$ |
| Resistência série do indutor de acoplamento | $R_{L_f} = 0,22\Omega$ |
| Indutância total de dispersão do transformador | $L_{dt} = 1,082mH$ |
| Resistência total de dispersão do transformador | $R_{dt} = 0,265\Omega$ |
| Tensão do barramento CC | $V_{CC} = 230V$ |

Fonte: Adaptado de Campanhol (2012).

Utilizando a equação que considera a função de transferência do sistema (G_p) como função do sistema físico (G_{FB}) em série com o ganho do modulador PWM (K_{PWM}) dada pela equação(24) (CAMPANHOL, 2012).

$$G_p(s) = K_{PWM} \frac{V_{CC}}{L_{eq} s + R_{eq}} \quad (24)$$

onde $L_{eq} = L_f + L_{dt}$ e $R_{eq} = R_{L_f} + R_{dt}$.

Utilizando a equação (24) e os dados da Tabela 5, obtém-se a função de transferência da planta, dada pela Equação (25).

$$G_p(s) = 5,333 \times 10^{-4} \frac{230}{1,629 \times 10^{-3} s + 0,485} \quad (25)$$

A equação de cálculo de fase da planta (φ_p) na frequência de cruzamento especificada (ω_c) é dada pela equação (26).

$$\varphi_p = \text{tg}^{-1} \left(\frac{-L_{eq} \omega_c}{R_{eq}} \right) \quad (26)$$

Utilizando a equação (26) e os dados da Tabela 5, obtém-se o ângulo de fase na frequência de cruzamento conforme a equação (27).

$$\varphi_p = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{-1,6929 \times 10^{-3} \cdot 1,047 \times 10^4}{0,485}\right) \rightarrow \varphi_p = -88,37^\circ \quad (27)$$

Como o valor de φ_p é especificado na margem de fase desejada MF_d , inclui-se um compensador de fase em série com a planta. Com isso o sistema compensado em malha aberta já apresenta o ângulo de fase em ω_c (CAMPANHOL, 2012). A Equação (28) apresenta a função de transferência do compensador de fase.

$$C(s) = \left(\frac{Ts+1}{s}\right) \quad (28)$$

A constante T que é obtida decompondo a função $C(s)$ no plano complexo, conforme demonstrado em (CAMPANHOL, 2012), onde o termo s da Equação (28) é substituído por $j\omega$. Dessa forma, a constante T é dada pela Equação (29).

$$T = \frac{-1}{\operatorname{tg}(\varphi_c)\omega_c} \quad (29)$$

onde:

$$\varphi_c = MF_d - (\varphi_p + 180^\circ) \quad (30)$$

Na Equação (30) φ_c representa a compensação angular que deve ser imposta pelo controlador. Utilizando as equações (29) e (30), obtêm-se as equações (31) e (32).

$$\varphi_c = 66,1^\circ - (-88,37^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_c = -25,53^\circ \quad (31)$$

$$T = \frac{-1}{\operatorname{tg}(-25,53^\circ) \cdot 1,047 \times 10^4} \rightarrow T = 1,99 \times 10^{-4} \quad (32)$$

Obtendo o valor da constante T é possível determinar a função de transferência do compensador $C(s)$ dada pela equação (33).

$$C(s) = \left(\frac{1,99 \times 10^{-4} s + 1}{s}\right) \quad (33)$$

Inserindo a função $C(s)$ em série com a função de transferência da planta, obtêm-se a função de transferência em malha aberta do sistema compensado (G_{MAc}), dado pela equação (34).

$$G_{MAC}(s) = \left(\frac{Ts+1}{s} \right) \left(\frac{K}{L_{eq}s + R_{eq}} \right) \quad (34)$$

Substituindo a equação (33) em (34) e substituindo os valores adequadamente, a equação G_{MAC} fica conforme apresentação na equação (35).

$$G_{MAC}(s) = \left(\frac{1,99 \times 10^{-4}s + 1}{s} \right) \left(\frac{0,122}{1,629 \times 10^{-3}s + 0,485} \right) \quad (35)$$

O módulo da função de G_{MAC} é dado pela equação (36).

$$|G_{MAC}(j\omega_c)| = \sqrt{\left(\frac{KTR\omega_c^2 - KL\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right)^2 + \left(\frac{-KTL\omega_c^2 - KR\omega_c^2}{L^2\omega_c^4 + R^2\omega_c^2} \right)^2} \quad (36)$$

Utilizando o módulo da função de G_{MAC} é possível determinar o ganho (K_c) que deve ser aplicado no sistema através da equação (37).

$$K_c = \frac{1}{|G_{MAC}|} \rightarrow K_c = \frac{1}{1,59 \times 10^{-6}} \rightarrow K_c = 6,28 \times 10^5 \quad (37)$$

A função de transferência do controlador PI (G_{PI}) é dada pela equação (38).

$$G_{PI}(s) = \left(\frac{K_p s + K_i}{s} \right) \quad (38)$$

Portanto, conclui-se que os valores dos ganhos K_p e K_i são respectivamente:

$$K_p = K_c \cdot T \rightarrow K_p = 125,6 \Omega \quad (39)$$

$$K_i = K_c \rightarrow K_i = 6,3 \times 10^5 \Omega / s \quad (40)$$

Os ganhos apresentados nas equações (39) e (40) são praticados na malha de corrente do FAPP. Utilizando o sistema $G_{PI}(s)$, a resposta do sistema em malha aberta é apresentada na Figura 14 e na Figura 15 para o sistema em malha fechada onde se verifica que a banda de passagem desse sistema é de aproximadamente 8,1kHz.

Destaca-se que o controlador escolhido atendeu as especificações de projeto e foi o melhor PI encontrado.

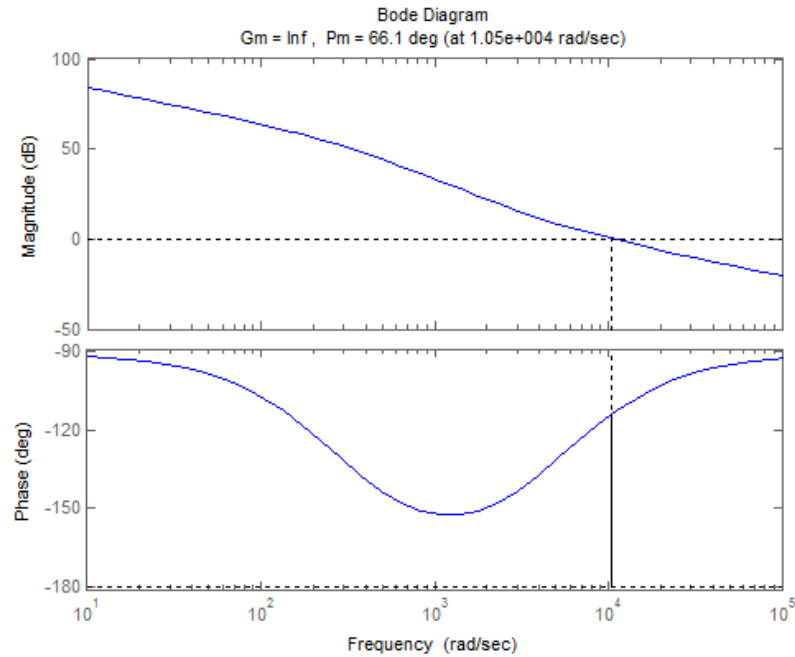


Figura 14 – Diagrama de Bode para o sistema em malha aberta
Fonte: Autoria Própria

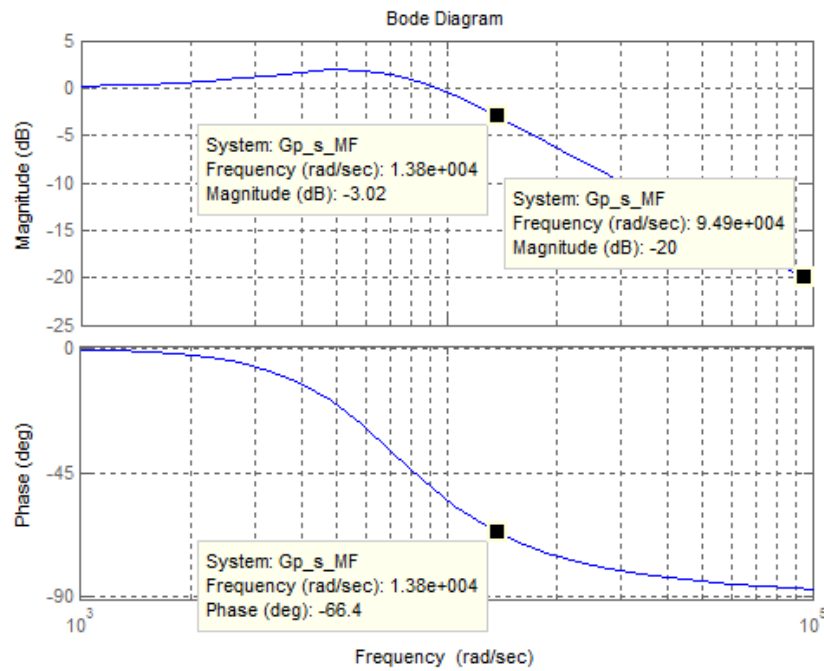


Figura 15 – Diagrama de Bode para o sistema em malha fechada
Fonte: Autoria Própria

À medida que a banda passante aumenta, o tempo de subida da resposta ao degrau do sistema diminui. Para o domínio da frequência a especificação desejada para a magnitude de ressonância devem ser relativamente pequenas, no caso do controlador escolhido ficou menor que 0,4dB.

3.4.1 Discretização do controle PI linear da malha corrente

Aplicando-se a discretização no controle, obteve-se a função de transferência apresentada na equação (41), considerando a frequência de amostragem de 60kHz e utilizando discretização por *Tustin*.

$$Gci_d = \frac{130,9z - 120,4}{z - 1} \quad (41)$$

3.5 PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO DO FAPP

Conforme demonstrado em Campanhol (2012), o diagrama de blocos da malha de tensão é apresentado na Figura 16.

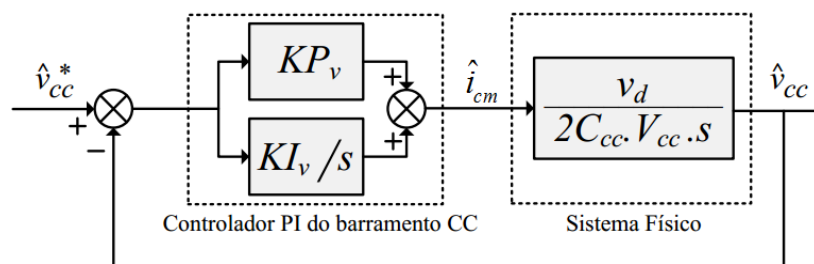


Figura 16 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC.
Fonte: Adaptado de Campanhol (2012).

Levando em consideração a existência de uma parcela ativa de potência circulando no conversor paralelo que compensa as perdas, existe uma parcela de corrente ativa (i_{cm}) circulando, estando esta representada no diagrama da Figura 16. Com base nesse diagrama, é possível obter sua função de transferência conforme a equação (42).

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{v}_{cc}^*(s)} = \frac{v_d KP_v s + v_d KI_v}{2C_{cc} V_{cc} s^2 + v_d KP_v s + v_d KI_v} \quad (42)$$

O projeto do controlador PI para a malha de tensão do barramento CC segue o mesmo processo do utilizado para o controle da malha de corrente. A diferença é a função de transferência da planta do barramento CC. A Tabela 6 apresenta as especificações escolhidas

para o projeto do controlador de tensão baseado nos dados de Campanhol (2012). A frequência de ondulação no barramento CC (f_o) é definida em 120Hz devido à analogia com o retificador monofásico em ponte completa (MODESTO, 2007).

Tabela 6 - Especificações para projeto do controlador PI de tensão

| | |
|---|-------------------------|
| Frequência de ondulação no barramento CC | $f_o = 120Hz$ |
| Margem de fase desejada | $MF_d = 86,1^\circ$ |
| Frequência de cruzamento desejada | $\omega_c = 2\pi.f_o/5$ |
| Capacitância do barramento CC | $C_{CC} = 2,115mF$ |
| Tensão do barramento CC | $V_{CC} = 230V$ |
| Tensão de fase da rede no eixo síncrono d | $v_d = 180V$ |

Fonte: Baseado em Campanhol (2012).

A função de transferência do barramento CC é dada pela equação (43).

$$G_{Pcc}(s) = \frac{v_d}{2C_{CC}V_{CC}s} \quad (43)$$

Substituindo os valores, tem-se:

$$G_{Pcc}(s) = \frac{180}{2.2,115 \times 10^{-3} \cdot 230s} \quad (44)$$

De forma similar ao calculado para o projeto do controlador da corrente, obtém-se o ângulo de fase na frequência de cruzamento desejada, onde $\varphi_{Pcc} = -90^\circ$, dessa forma é possível determinar o ângulo de fase da função conforme a equação (45) e a constante T através da equação (46).

$$\varphi_{Ccc} = 86,1^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) \rightarrow \varphi_{Ccc} = -3,9^\circ \quad (45)$$

$$T = \frac{-1}{\text{tg}(-3,9^\circ) \cdot 150,8} \rightarrow T = 0,0973 \quad (46)$$

Utilizando a equação (28) pode-se obter a função $C_{CC}(s)$ e a partir da equação (34) a função G_{MACcc} , conforme apresentado nas equações (47) e (48) respectivamente. Essas funções são relacionadas em série uma com a outra.

$$C_{CC}(s) = \left(\frac{0,0973s + 1}{s} \right) \quad (47)$$

$$G_{MACcc} = \left(\frac{0,0973s + 1}{s} \right) \left(\frac{180}{2.2,115 \times 10^{-3} \cdot 230s} \right) \quad (48)$$

O módulo de G_{MACcc} é calculado utilizando a equação (49).

$$|G_{MAC_{CC}}(j\omega_c)| = \sqrt{\left(\frac{-v_d}{2C_{CC} \cdot V_{CC} \cdot \omega_c^2}\right)^2 + \left(\frac{-v_d T \omega_c}{2C_{CC} \cdot V_{CC} \cdot \omega_c^2}\right)^2} \quad (49)$$

$$|G_{MAC_{CC}}(j\omega_c)| = 0,1196$$

Dessa forma, é possível calcular o ganho K_c conforme a equação (50).

$$K_c = \frac{1}{0,1196} \rightarrow K_c = 8,36 \quad (50)$$

Aplicado o ganho K_c em série com $G_{MAC_{CC}}$ obtém-se a função de transferência $G_{PI_{CC}}$ conforme a equação (51).

$$G_{PI_{CC}} = 8,36 \left(\frac{0,0973s + 1}{s} \right) \left(\frac{180}{2,2,115 \times 10^{-3} \cdot 230s} \right) \quad (51)$$

Portanto, conclui-se que os valores dos ganhos K_p e K_i são respectivamente:

$$K_p = 0,86\Omega \quad (52)$$

$$K_i = 8,8\Omega/s \quad (53)$$

A Figura 17 apresenta o resultado do diagrama de Bode para a função $G_{PI_{CC}}(s)$ em malha aberta e a Figura 18 em malha fechada. Analisando a última figura, observa-se que a banda de passagem deste sistema encontra-se aproximadamente em 25 Hz.

Após a inclusão do ganho K_c , a curva de magnitude passou a cruzar a linha em 0 dB na frequência de cruzamento desejada. Dessa forma, o sistema compensado apresenta margem de fase de $86,1^\circ$ na frequência de cruzamento $\omega_c = 150,8$ rad/s, atendendo as especificações de projeto.

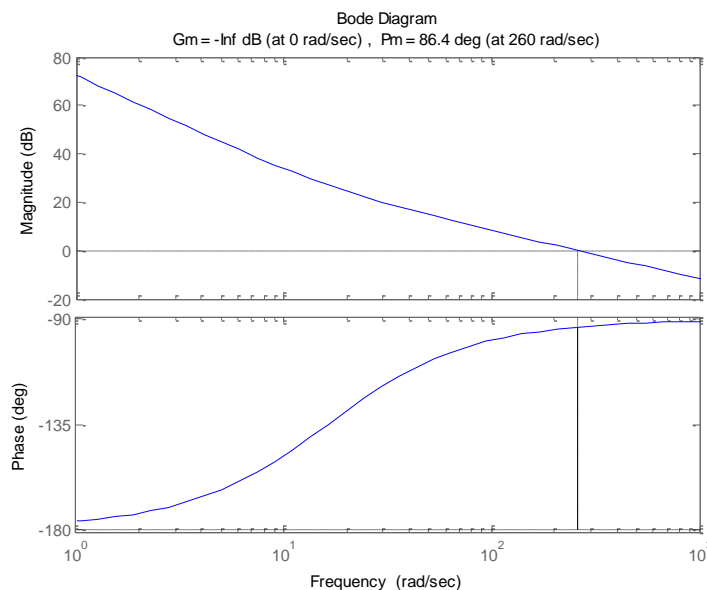


Figura 17 – Diagrama de Bode para $G_{PI_{CC}}$ em malha aberta
Fonte: Autoria Própria

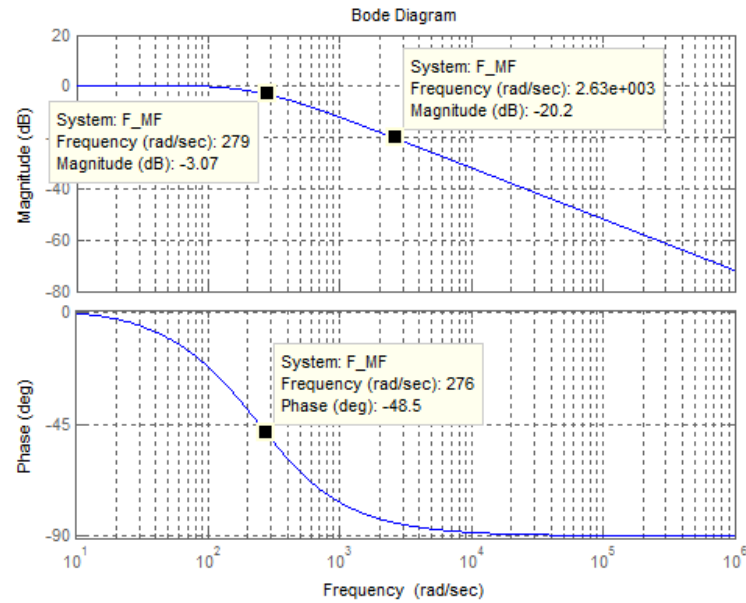


Figura 18 – Diagrama de Bode para G_{PIcc} em malha fechada

Fonte: Autoria Própria

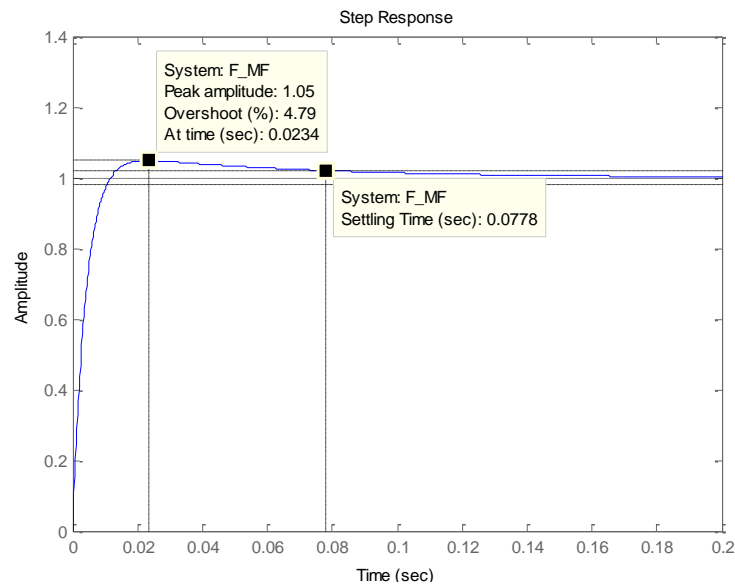


Figura 19 – Resposta ao degrau da malha de tensão do barramento CC com controlador PI.

Fonte: Autoria Própria

3.5.1 Discretização do controle PI linear da malha de tensão do barramento CC

Aplicando-se a discretização no controle, obteve-se a função de transferência apresentada na equação (54), considerando a frequência de amostragem de 60kHz e utilizando discretização por *Tustin*.

$$G_{cvcc_d} = \frac{0,8601z - 0,8599}{z - 1} \quad (54)$$

3.6 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou os projetos dos controladores lineares para as três malhas de controle presentes no FAPP monofásico. Uma vez determinado os critérios de desempenho do sistema, métodos de determinação dos parâmetros dos controladores foram utilizados com o objetivo de obter o controlador com o melhor desempenho.

Os parâmetros do controlador PI linear que apresenta o melhor desempenho é determinante para comprovar a melhoria de desempenho utilizando o PIDNLCG, além de servir como base para a variação dos ganhos do controlador adaptativo.

4 CONTROLADOR PID NÃO LINEAR BASEADO EM CURVAS GAUSSIANAS

No controlador PID não linear proposto em Kaster et al. (2011), os ganhos, diferentemente do controle PID clássico, passam a ser definidos como uma função não linear da entrada. Para o ganho proporcional, utiliza-se uma função variável em função da amplitude do erro com valor mínimo β (KASTER et al., 2011).

Uma alternativa à função quadrática apresentada em Kaster et al. (2011) é uma curva Gaussiana invertida para os ganhos proporcional e derivativo. A função convencional é utilizada para o integrador. Dessa forma, todos os ganhos tornam-se dependentes de uma mesma função, ou seja, uma função Gaussiana, restando determinar os parâmetros da curva para cada ganho pretendido. Utilizando esta análise, a função geral dos ganhos do PIDNLCG proposto é dada pela equação (55).

$$f(\delta) = k_1 - (k_1 - k_0)e^{-p_g \cdot \delta^2} \quad (55)$$

onde δ representa o erro do sistema, k_0 e k_1 são os ganhos limitadores e p_g é a variável que regula a concavidade da curva gaussiana. A função do parâmetro p_g é dada pela equação (56).

$$p_g = -\frac{\ln\left(\frac{k_1 - f(\delta)}{k_1 - k_0}\right)}{\delta_{ref}^2} = -\frac{\ln(1 - \lambda)}{\delta_{ref}^2} \quad (56)$$

onde λ representa o percentual de teste da curva Gaussiana e δ_{ref} representa o erro de referência. Todos os ganhos do PID não linear proposto são baseados na equação (55). Analisando essas funções, é possível concluir que $(1 - \lambda)$ tanto para $k_0 < k_1$ quanto para o inverso, ou seja, as curvas sempre dependerão de um mesmo valor de λ escolhido na curva dos ganhos não lineares. A função proposta, que a princípio será mais atrativa para uso no ganho proporcional do PIDNLCG, é apresentada na equação (57).

$$k_p(\delta) = k_{p1} - (k_{p1} - k_{p0})e^{-p_g \cdot \delta^2} \quad (57)$$

onde p_g é a variável que regula a concavidade da curva gaussiana invertida. Portanto, a função não linear do controle proporcional propõe um valor máximo, evitando assim ganhos muito elevados quando o erro for elevado. Essa função é apresentada na Figura 20 (b).

Esta função também oferece um ganho proporcional elevado quando o erro é grande, ajudando a acelerar a resposta transitória. Já para erro pequeno, próximo ao zero, o valor do

ganho proporcional é pequeno o que ajuda a evitar o sobressinal (KASTER et al., 2011). A equação que representará o ganho derivativo é apresentada na equação (58)

$$k_d(\delta) = k_{d1} - (k_{d1} - k_{d0}) \cdot e^{-p_g \cdot \delta^2} \quad (58)$$

O ganho derivativo possui uma forma similar à função do ganho proporcional, porém, deve-se considerar $k_{d0} = 0$, a equação (58) pode ser reduzida conforme a equação (59).

$$k_d(\delta) = k_{d1} - k_{d1} \cdot e^{-p_g \delta^2} \quad (59)$$

A escolha desses valores deve-se ao fato de a componente derivativa está associada à aceleração da resposta transitória. Porém, ela contribui para amplificação dos ruídos, particularmente os de alta frequência e os picos transitórios que saturam o atuador. Por este motivo escolheu-se um ganho derivativo nulo nas imediações do valor de regime da saída do sistema (KASTER et al., 2011).

Para o ganho integral, utiliza-se uma função de distribuição gaussiana, apresentada na Figura 20 (a), conforme a equação (60).

$$k_i(\delta) = k_{i1} - (k_{i1} - k_{i0}) \cdot e^{-p_s \delta^2} \quad (60)$$

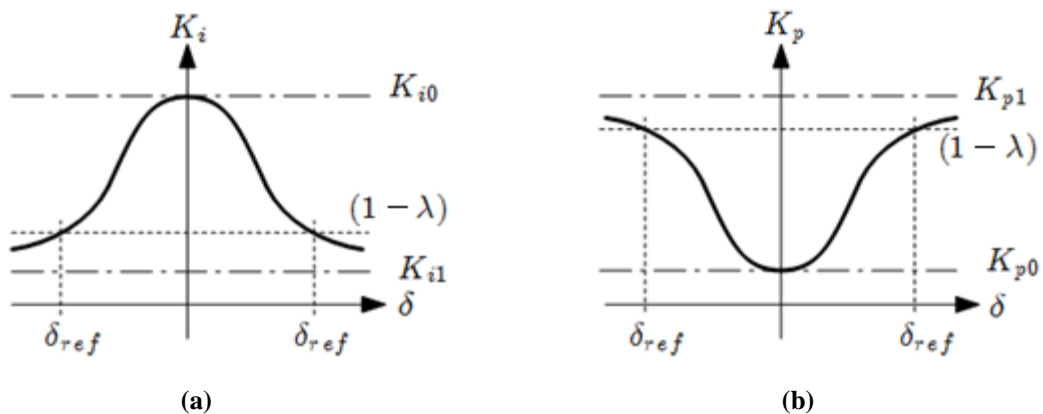


Figura 20 – Representações: (a) função do ganho $k_i(\delta)$ e (b) função do ganho $k_p(\delta)$
Fonte: Autoria própria

O ganho integral é importante, pois possibilita o erro nulo em regime permanente para sistemas tipo zero (DORF; BISHOP, 2001). Portanto ele é máximo nas proximidades do erro nulo. Entretanto, um ganho integral de grandes proporções pode levar o sistema a uma resposta mais lenta e amplificar a oscilação do sinal. Dessa forma, para erros elevados, deseja-se um ganho integral pequeno. A função de distribuição gaussiana é uma função não linear que atende essas características.

A metodologia deste projeto de controle necessita da estimação dos valores dos ganhos, algo que é obtido tomando como base o projeto de um controlador linear para obtenção dos valores k_{plin} , k_{ilin} e k_{dlin} . Como a ideia principal do projeto é a melhora do desempenho, obtêm-se os ganhos de forma a alcançar uma resposta ótima de aproximação do erro nulo.

Esses valores serão experimentados de forma a obter uma resposta ótima de aproximação do erro nulo. Uma análise adicional para determinação dos parâmetros iniciais de k_{p0} , k_{p1} , k_{i0} e k_{i1} será apresentada na próxima seção.

Nesse trabalho, apesar dos estudos contemplarem uma estratégia para o derivativo, o mesmo não foi implementado, ficando como sugestão para trabalhos futuros. Portanto, este trabalho fica restrito a uma proposta de controlador PI adaptativo, entretanto, como a análise do derivativo foi desenvolvida, optou-se por manter PID na sigla da proposta do PIDNLCG.

4.1 CRITÉRIO DE DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR PIDNLCG

A função do ganho proporcional linear é dada pela Equação (61).

$$P_{out} = k_p \cdot \delta(t) \quad (61)$$

A variação do ganho proporcional tem impacto na velocidade da curva de resposta do sistema, além de impactar também o máximo sobressinal do sinal de saída e no valor do erro em regime permanente (DORF; BISHOP, 2001)

A função do ganho integral linear é dada pela Equação (62).

$$I_{out} = k_i \int_0^t \delta(\tau) d\tau \quad (62)$$

A variação do ganho integral tem impacto na oscilação do sistema, ou seja, quanto maior o valor do ganho integral, mais oscilatório será o comportamento do sistema e sua resposta tende a ficar mais lenta, aumentando também o sobrepasso.

Um controlador do tipo proporcional-integral (PI), a inserção de um polo na origem, ou seja, a ação do integrador vem acompanhada de uma contribuição de fase de -90° . Isso

implica que haverá impacto direto na margem de fase do sistema. Por isso há necessidade de se limitar os ganhos do PIDNLCG de forma a satisfazer os critérios de controle.

Tomando como premissa a não existência de ganhos negativos, uma metodologia para determinação dos parâmetros k_{p0} , k_{p1} , k_{i0} e k_{i1} será apresentada. Um dos critérios adotados é variar os valores dos ganhos independentemente um do outro para um sistema de segunda ordem e verificar o impacto no controlador.

O valor de p_g , o qual é referente à abertura da concavidade da curva Gaussiana, é dado pela Equação (56) e, portanto, não faz parte deste escopo. Para o estudo das curvas serão considerados os ganhos k_{plin} e k_{ilin} iguais a 1 p.u.

As curvas que caracterizam os ganhos não lineares que serão praticados nesse estudo são apresentadas nas figuras a seguir. A Figura 21 para os ganhos do integrador e a Figura 22 para os ganhos do proporcional.

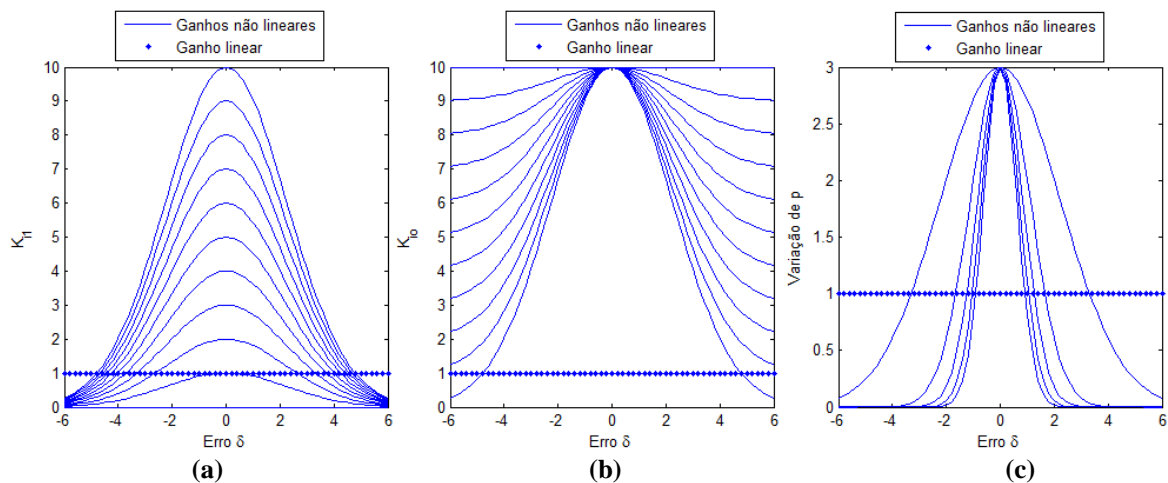


Figura 21 – Ganho do integrador variando o parâmetro (a) k_{i1} (b) k_{i0} (c) p_g
Fonte: Autoria própria

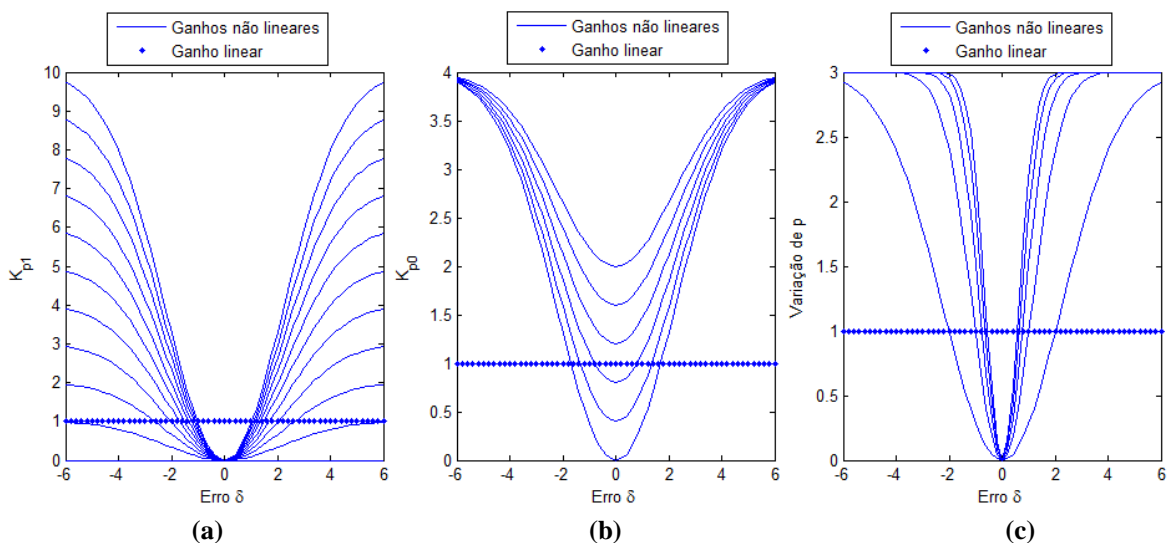


Figura 22 – Ganho proporcional variando o parâmetro (a) k_{p1} (b) k_{p0} (c) p_g
Fonte: Autoria própria

No caso do ganho integral, é desejado que seu valor mínimo seja o mais próximo de zero para acelerar a resposta transitória. Também é interessante que seu valor máximo não seja muito maior que o valor do ganho integral linear, pois implicará na desaceleração da resposta transitória.

Como o DSOGI-pPLL é um controlador utilizado nessa proposta que, dada a metodologia de projeto, pode ser simplificado para um sistema de segunda ordem, o mesmo foi adotado para determinação dos parâmetros do PIDNLCG.

A forma adotada para quantificação do desempenho para cada caso sob estudo foi pelo tempo de acomodação da resposta transitória. A definição do tempo de acomodação considera o instante onde a resposta transitória entra definitivamente na faixa de tolerância (é comum usar-se uma faixa de 5%). Essa definição traz um grande inconveniente, pois uma dada variação em um dos parâmetros da planta ou da malha de controle pode provocar um salto nesse tempo caracterizando uma variação não-proporcional e com descontinuidades. Esse salto é exemplificado na Figura 23.

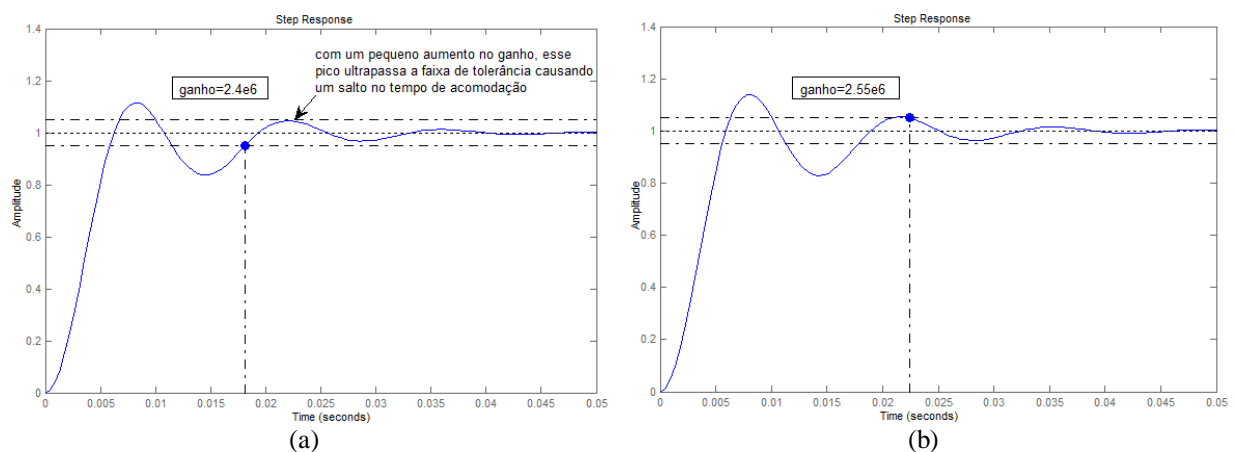


Figura 23 – Salto no tempo de acomodação para uma pequena variação de ganho: (a) ganho $2,4e6$, $t_a=18,1ms$; (b) ganho $2,55e6$, $t_a=22,4ms$.

Fonte: Autoria própria

Desta forma, adota-se o conceito de tempo de acomodação pela envoltória, conforme mostrado na Figura 24. A envoltória compreende o ajuste de uma curva exponencial à curva da resposta transitória e o tempo de acomodação compreende o instante em que essa envoltória entra na faixa de tolerância. A envoltória é obtida da aplicação da função apresentada na equação (63).

$$f(t) = A \pm D e^{-\rho t} \quad (63)$$

onde A representa o nível médio entre a envoltória superior e a inferior, D representa a amplitude da envoltória no instante $t=0$ e ρ representa o grau de decaimento da exponencial.

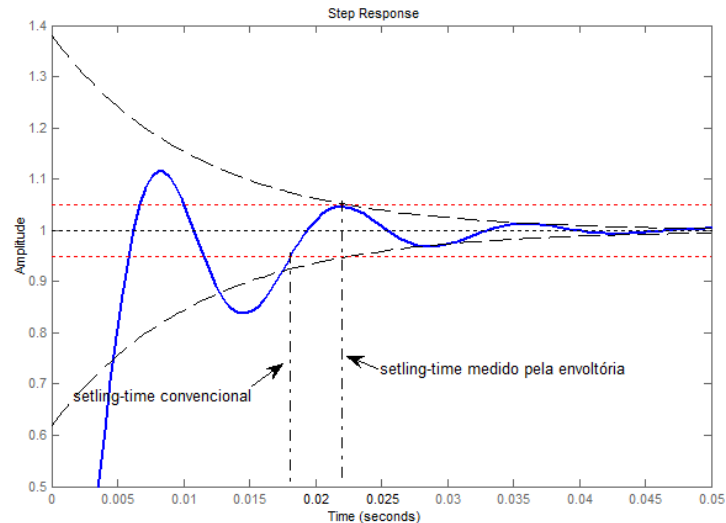


Figura 24 – Comparação entre o tempo de acomodação convencional e o tempo de acomodação pela envoltória.

Fonte: Autoria própria

Esse critério de quantificação possui a vantagem de apresentar uma variação aproximadamente proporcional e sem descontinuidades.

Devido às características inerentes da planta e da malha de controle, nem sempre é possível ajustar perfeitamente a resposta transitória à envoltória. Faz-se então o ajuste mais criterioso na vizinhança da região de interesse que corresponde ao instante em que a envoltória entra na faixa de tolerância.

Com relação ao ganho proporcional, assumindo que o ganho k_{plin} seja o limitador superior de k_{p0} , este deve estar entre zero a uma vez o valor de k_{plin} . Dessa forma, variando apenas este parâmetro e mantendo os demais limitados a uma vez do valor linear do ganho, ou seja, igual ao ganho linear, obteve-se a resposta do sistema conforme apresenta a Figura 25.

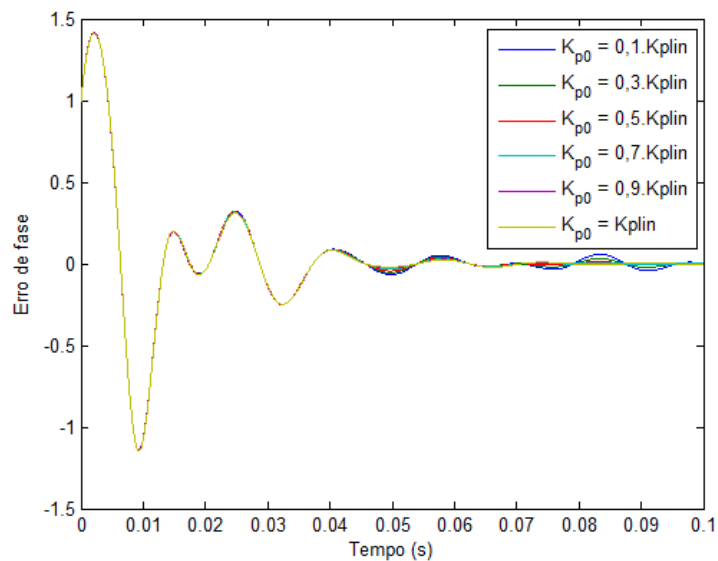


Figura 25 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p0} do controlador PIDNLCG

Fonte: Autoria própria

Observa-se que o comportamento inicial no sistema é muito semelhante para todas as variações, entretanto, conforme vai passando o tempo, quando mais k_{p0} se aproxima do valor linear menos oscilatório o sistema vai se tornando. Aproximando a imagem da Figura 23, observa-se melhor este comportamento, conforme é apresentado na Figura 26.

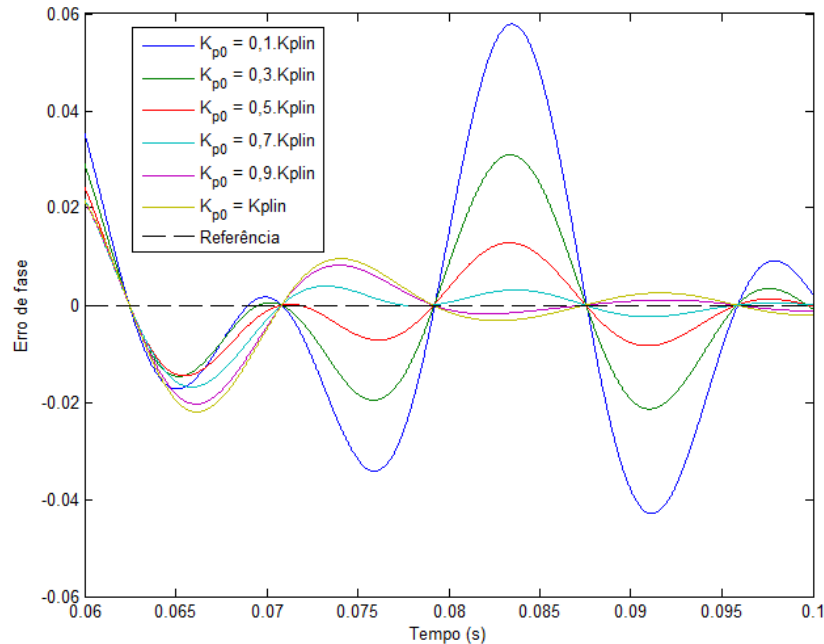


Figura 26 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p0} do controlador PIDNLG (aproximado).
Fonte: Autoria própria

Fazendo a análise da curva envoltória, o resultado dos tempos de acomodação em função do ganho k_{p0} é apresentado na Tabela 7. Com base nos resultados dessa tabela, um gráfico que apresenta o tempo de assentamento em função do valor do parâmetro k_{p0} é apresentado na Figura 27

Tabela 7 - Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{p0} .

| Valor do parâmetro k_{p0} | Tempo de Assentamento (t_a) |
|-----------------------------|---------------------------------|
| 0,1 | 0,06283 |
| 0,2 | 0,06187 |
| 0,3 | 0,06133 |
| 0,4 | 0,06061 |
| 0,5 | 0,05993 |
| 0,6 | 0,05918 |
| 0,7 | 0,05879 |
| 0,8 | 0,05812 |
| 0,9 | 0,05744 |
| 1,0 | 0,0581 |

Fonte: Autoria própria

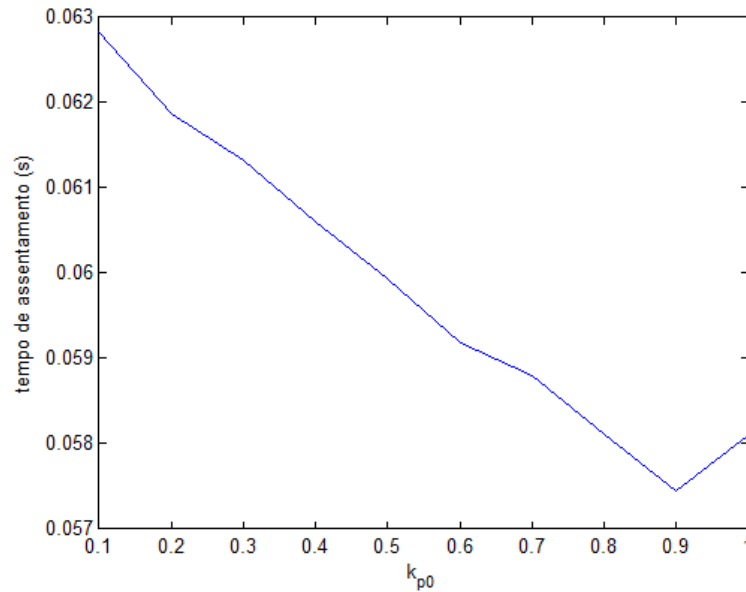


Figura 27 – Tempo de assentamento variando k_{p0} .
Fonte: Autoria própria

Observa-se que para o valor de $k_{p0} = 0,9k_{plin}$, o sistema apresenta o menor valor de tempo de assentamento em relação aos demais valores. Dessa forma, o primeiro valor determinado para o controlador proposto é $k_{p0} = 0,9k_{plin}$.

Da mesma forma da determinação do parâmetro k_{p0} , assume-se que o ganho k_{plin} seja o limitador inferior de k_{p1} , este deve estar entre um a infinitas vezes o valor de k_{plin} . De forma similar a anteriormente mencionada, variando apenas este parâmetro e mantendo os demais limitados em uma vez do valor linear do ganho, obteve-se a resposta do sistema conforme apresenta a Figura 28.

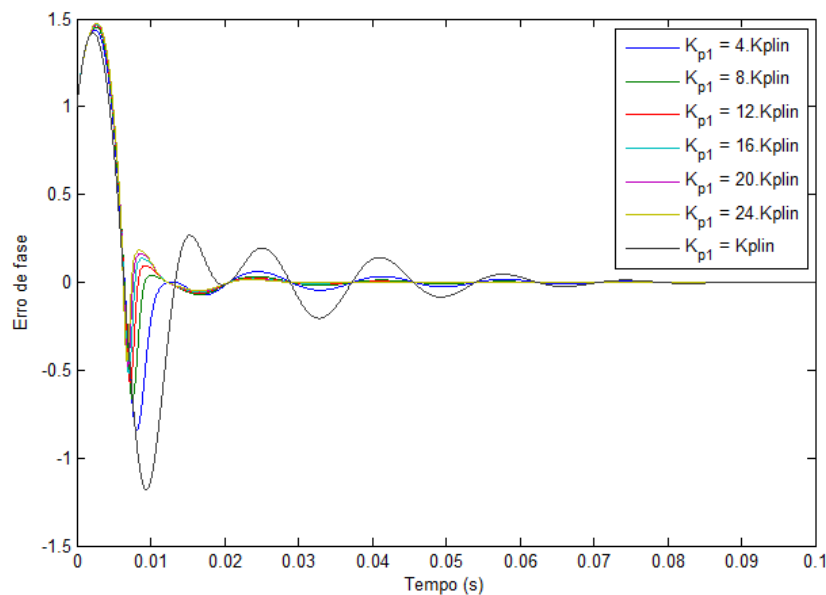


Figura 28 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p1} do controlador PIDNLCG
Fonte: Autoria própria

Observando a figura anterior, nota-se que quanto maior o valor de k_{p1} , mais rápido o sistema se aproxima do valor de referência. É isso que se espera deste parâmetro controlador, uma aceleração quando o erro é elevado. Aproximando a figura anterior, temos a resposta do sistema na Figura 29.

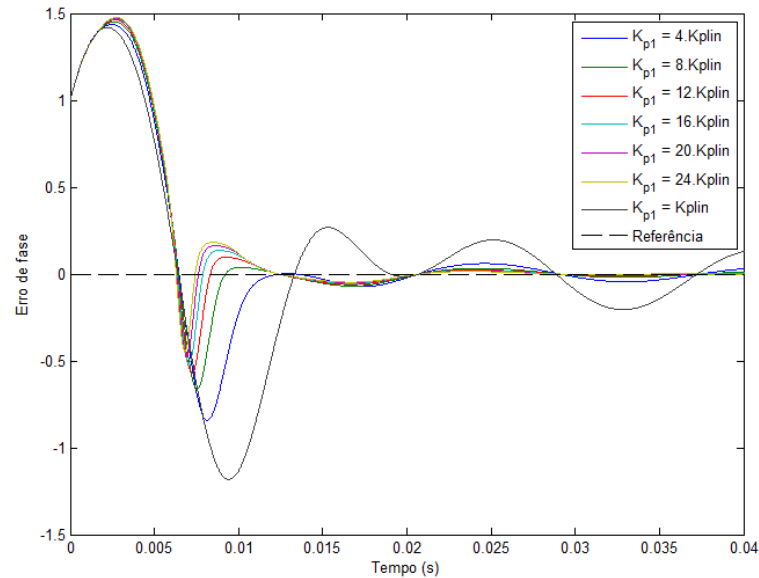


Figura 29 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{p1} do controlador PIDNLCG em uma imagem aproximada

Fonte: Autoria própria

Utilizando a análise da curva envoltória, o resultado dos tempos de acomodação em função do ganho k_{p1} é apresentado na Tabela 8. Com base nos resultados dessa tabela, um gráfico que apresenta o tempo de assentamento em função do valor do parâmetro k_{p1} é apresentado na Figura 30.

Tabela 8 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{p1} .

| Valor do parâmetro k_{p1} | Tempo de Assentamento (t_a) |
|-----------------------------|---------------------------------|
| 1 | 0,0581 |
| 2 | 0,04949 |
| 3 | 0,038 |
| 4 | 0,03121 |
| 5 | 0,02422 |
| 6 | 0,021 |
| 7 | 0,01754 |
| 8 | 0,01641 |
| 9 | 0,01536 |
| 10 | 0,01438 |
| 11 | 0,01335 |
| 12 | 0,013 |
| 13 | 0,01289 |
| 14 | 0,01278 |
| 15 | 0,01256 |

Fonte: Autoria própria

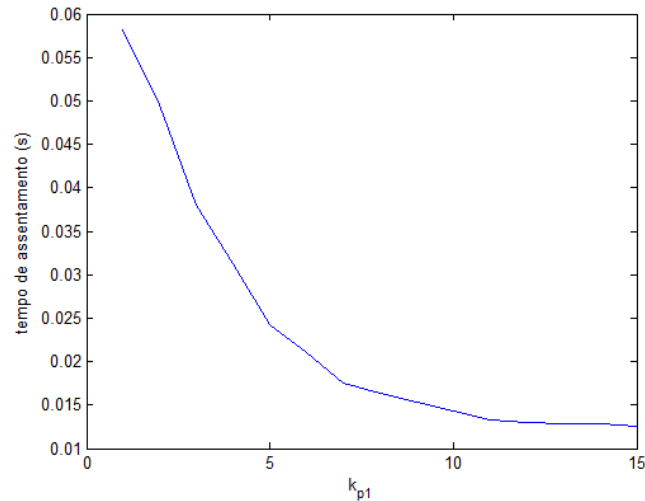


Figura 30 – Tempo de assentamento variando k_{p1} .
Fonte: Autoria própria

Analisando a figura anterior, observa-se que há um momento onde o aumento do ganho não melhora tão significativamente a resposta em relação ao ganho linear. Nota-se que a partir de 12 vezes o valor do ganho linear a aceleração é menos expressiva, portanto, podemos considerar que o valor máximo que pode assumir é $k_{p1} = 12$.

Em nova análise com variações menos agressivas, observa-se que para $k_{p1} = 4k_{plin}$ o sistema tem uma aceleração média entre k_{plin} e k_{p1} máximo. Portanto, assume-se que $k_{p1} = 4k_{plin}$ pois, dessa forma, tem-se um valor que acelera consideravelmente bem o sistema e diminui-se o risco de ganhos que saturam a saída do controlador.

Uma vez definido os parâmetros do ganho proporcional, deve-se agora estabelecer critérios para determinação dos ganhos do integrador. Similarmente ao que já foi apresentado, fixou-se os demais parâmetros em uma vez o ganho linear e variou-se o parâmetro k_{i0} , conforme apresentado na Figura 44.

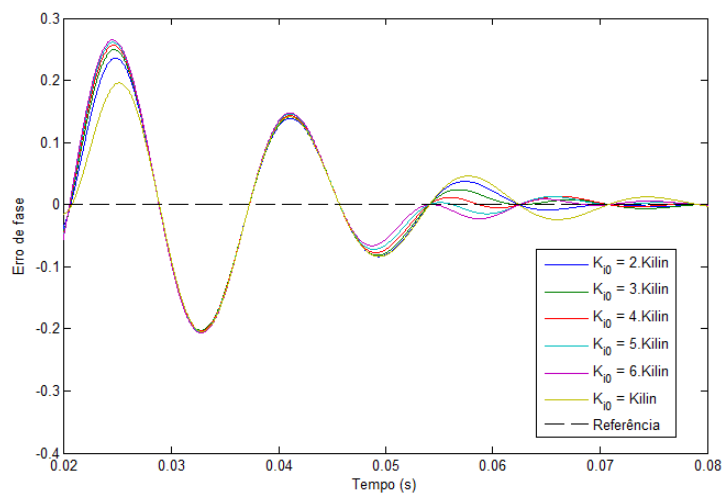


Figura 31 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{i0} do controlador PIDNLCG
Fonte: Autoria própria

Pelo critério da curva envoltória, o resultado dos tempos de acomodação em função do ganho k_{i0} é apresentado na Tabela 9. Com base nos resultados dessa tabela, um gráfico que apresenta o tempo de assentamento em função do valor do parâmetro k_{i0} é apresentado na Figura 32.

Tabela 9 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{i0} .

| Valor do parâmetro k_{i0} | Tempo de Assentamento (t_a) |
|-----------------------------|---------------------------------|
| 1 | 0,05805 |
| 2 | 0,05712 |
| 3 | 0,05512 |
| 4 | 0,05546 |
| 5 | 0,05546 |
| 6 | 0,05321 |

Fonte: Autoria própria

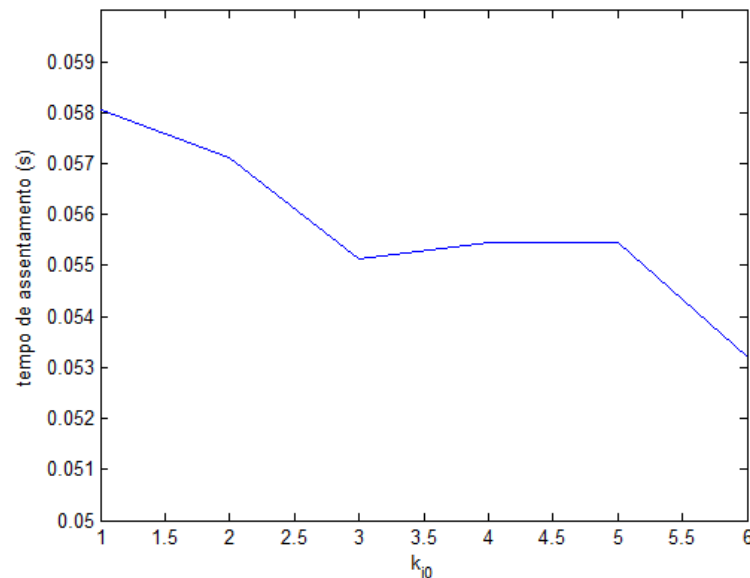


Figura 32 – Tempo de assentamento variando k_{i0} .

Fonte: Autoria própria

Observa-se na figura anterior que conforme se aumenta o valor de k_{i0} , o máximo de sobressinal também aumenta, porém o sistema tende ao erro nulo mais rapidamente. Entretanto, essa aceleração não interfere significativamente no sistema, pois todos eles atingem o valor de regime praticamente ao mesmo tempo, portanto, assume-se $k_{i0} = k_{ilin}$.

O último parâmetro a ser definido é o k_{il} . Conforme apresentado na Figura 21 (a), o valor de k_{il} deve ter seu limite superior igual à k_{ilin} . Portanto, variações deste parâmetro entre zero e um foram realizadas e a resposta obtida é apresentada na Figura 33.

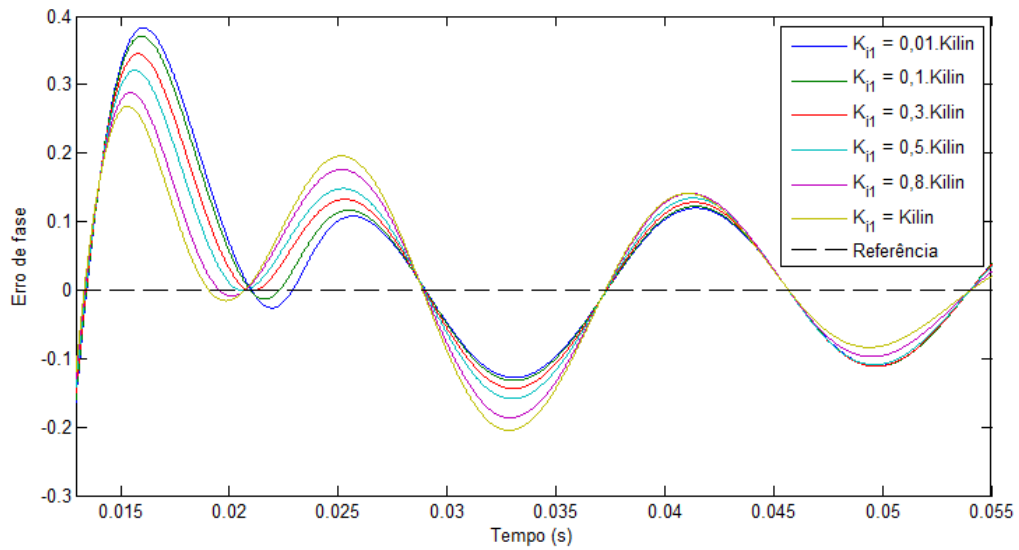


Figura 33 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro k_{ii} do controlador PIDNLCG

Fonte: Autoria própria

Pelo critério da curva envoltória, o resultado dos tempos de acomodação em função do ganho k_{ii} é apresentado na Tabela 10. Com base nos resultados dessa tabela, um gráfico que apresenta o tempo de assentamento em função do valor do parâmetro k_{ii} é apresentado na Figura 34.

Observa-se que nesse caso o tempo de assentamento diminui conforme se aumenta os valores do parâmetro k_{ii} . Entretanto, se for levando em consideração os parâmetros dos ganhos não lineares até aqui já estipulados, o resultado é outra curva de tempo de acomodação, conforme apresentado na Tabela 11 e na Figura 35.

Tabela 10 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{ii} .

| Valor do parâmetro k_{ii} | Tempo de Assentamento (t_a) |
|-----------------------------|---------------------------------|
| 0,01 | 0,09062 |
| 0,1 | 0,08688 |
| 0,2 | 0,081 |
| 0,3 | 0,07842 |
| 0,4 | 0,07448 |
| 0,5 | 0,07007 |
| 0,6 | 0,06819 |
| 0,7 | 0,06354 |
| 0,8 | 0,06249 |
| 0,9 | 0,05842 |

Fonte: Autoria própria

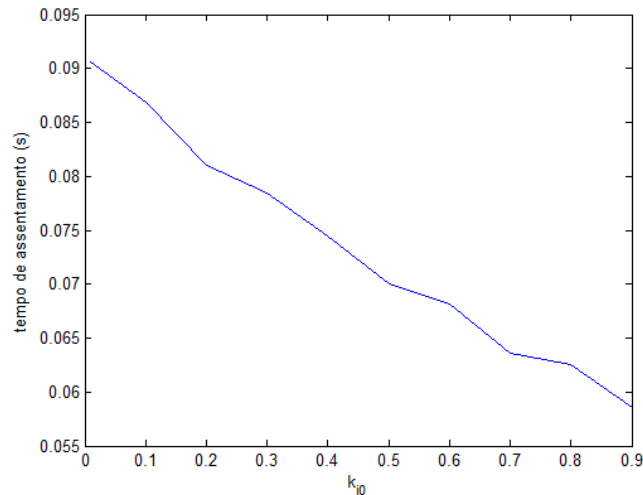


Figura 34 – Tempo de assentamento variando k_{i0} .

Fonte: Autoria própria

Tabela 11 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de k_{i0} com ganhos não lineares.

| Valor do parâmetro k_{i0} | Tempo de Assentamento (t_a) |
|-----------------------------|---------------------------------|
| 0,01 | 0,03232 |
| 0,1 | 0,03049 |
| 0,2 | 0,03056 |
| 0,3 | 0,03116 |
| 0,4 | 0,03121 |
| 0,5 | 0,031 |
| 0,6 | 0,031 |
| 0,7 | 0,03097 |
| 0,8 | 0,031 |
| 0,9 | 0,03097 |

Fonte: Autoria própria

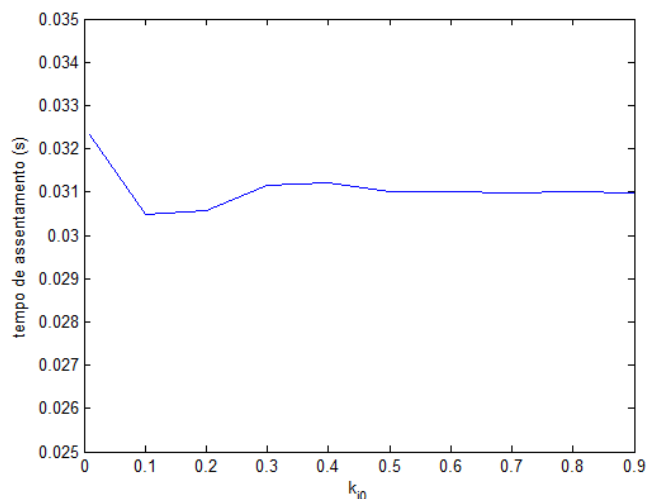


Figura 35 – Tempo de assentamento variando k_{i0} com ganhos não lineares

Fonte: Autoria própria

O valor $k_{i0} = 0,1k_{i0lin}$ tem uma resposta muito próxima ao valor mínimo, portanto escolheu-se este valor para k_{i0} . Com base nas considerações anteriores, uma proposta de projeto para sintonia do controlador PIDNLCG. Foi adotado para os parâmetros do ganho

proporcional $k_{p0} = 0,9k_{plin}$ e $k_{p1} = 4k_{plin}$. Já para o ganho integral foi adotado $k_{i0} = 1k_{ilin}$ e $k_{i1} = 0,01k_{ilin}$, conforme mostrado na Tabela 12.

Tabela 12 – Metodologia de projeto do PIDNLCG

| Ganho | Linear | Não Linear |
|--------------|------------|--|
| Proporcional | k_{plin} | $k_{p0} = 0,9k_{plin}$ $k_{p1} = 4k_{plin}$ |
| Integral | k_{ilin} | $k_{i0} = 1k_{ilin}$ $k_{i1} = 0,1k_{ilin}$ |

Fonte: Autoria própria

Outros dois parâmetros que fazem parte da curva Gaussiana é o parâmetro λ e o δ_{ref} , utilizados para determinação do parâmetro p_g dado na Equação (56). Para determinação do parâmetro λ , sabe-se que esta se situa entre zero e um (0 a 100%) da curva. Neste caso, como os parâmetros dos ganhos proporcional e integral já foram determinados, os mesmos serão utilizados conforme apresentado na Tabela 12.

O valor do parâmetro λ deve ser menor que um e maior que zero, pois quando seu valor for zero, k_p assumirá o valor de k_{p0} e k_i assumirá o valor que k_{i1} . Quando for unitário, k_p assumirá o valor de k_{p1} e k_i assumirá o valor que k_{i0} . O valor de $\delta_{ref} = 1$ foi considerado para os testes de λ . Conforme apresentado na Figura 36, quanto maior o valor de λ , mais fechada torna-se a curva gaussiana. Deve-se investigar o impacto dessa curvatura no sistema DSOGI-pPLL.

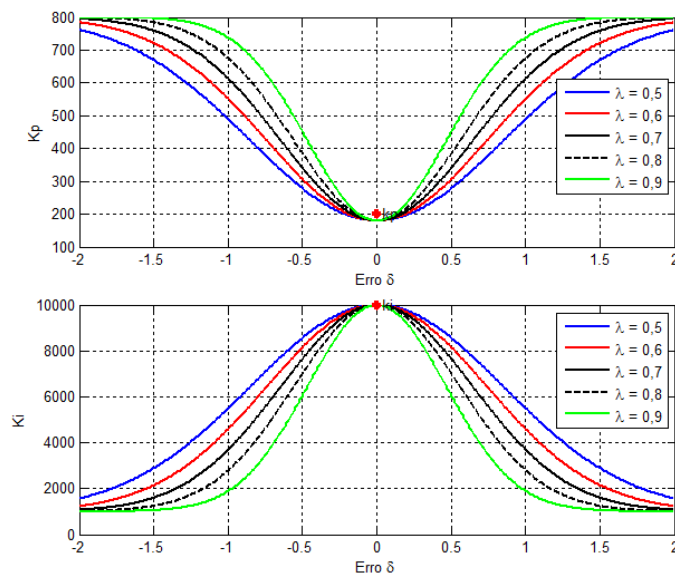


Figura 36 – Curva Gaussiana variando o parâmetro λ .

Fonte: Autoria própria

Observa-se que quanto maior o valor de λ , mais fechada é a concavidade Gaussiana e mais rápida é a resposta do sistema, conforme apresentado na Figura 37. Uma imagem

ampliada que fornece uma visualização mais clara da afirmação anterior é apresentada na Figura 38. Utilizando o critério da curva envoltória, conforme apresentado na Tabela 13 e na Figura 39, e, portanto, de $\lambda = 0,9$ foi determinado para este controlador.

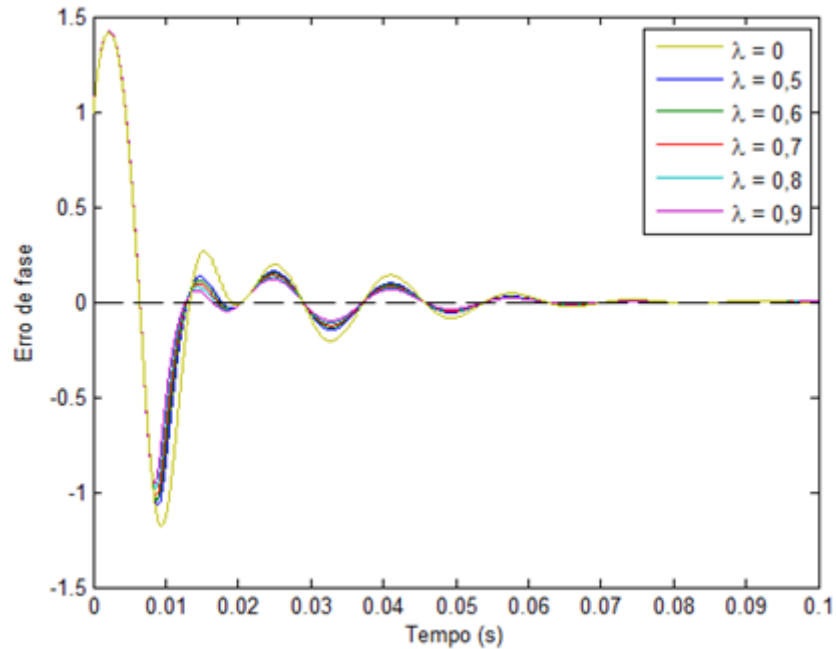


Figura 37 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro λ .

Fonte: Autoria própria

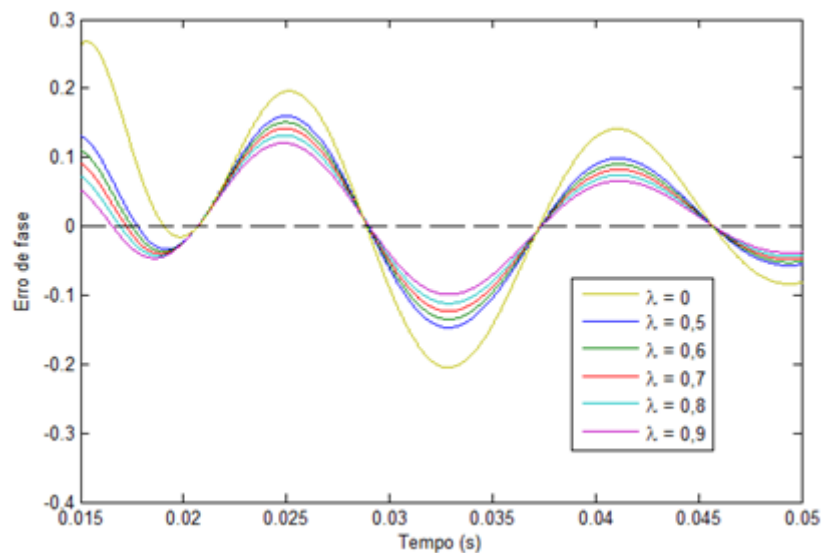


Figura 38 – Erro de fase do PLL variando o parâmetro λ em imagem ampliada

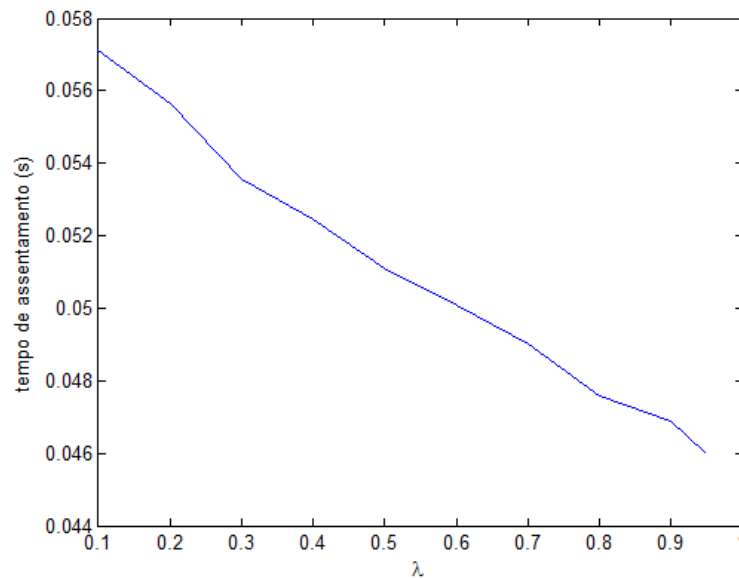
Fonte: Autoria própria

Pelo critério da curva envoltória, o resultado dos tempos de acomodação em função do parâmetro λ é apresentado na Tabela 13. Com base nos resultados dessa tabela, um gráfico que apresenta o tempo de assentamento em função do valor do parâmetro λ é apresentado na Figura 39.

Tabela 13 – Tempo de assentamento pela curva envoltória para variação de λ

| Valor do parâmetro λ | Tempo de Assentamento (t_a) |
|------------------------------|---------------------------------|
| 0,1 | 0,05714 |
| 0,2 | 0,05564 |
| 0,3 | 0,05356 |
| 0,4 | 0,05246 |
| 0,5 | 0,0511 |
| 0,6 | 0,05006 |
| 0,7 | 0,049 |
| 0,8 | 0,0476 |
| 0,9 | 0,0469 |
| 0,95 | 0,04599 |

Fonte: Autoria própria

Figura 39 – Tempo de assentamento variando λ .

Fonte: Autoria própria

O valor de δ_{ref} também faz parte do escopo para determinação da concavidade da curva de ganhos, entretanto, a determinação do mesmo fica a critério do projetista.

Desta maneira, uma nova tabela que especifica estes dois parâmetros é definida e apresentada na Tabela 14.

Tabela 14 – Parâmetros de projeto do PIDNLCCG

| Variável | Valor |
|----------------|-------------------------------------|
| λ | 0,9 |
| δ_{ref} | 10% do erro máximo que pode assumir |

Fonte: Autoria própria

Como os ganhos praticados são não lineares, a forma como esses ganhos são aplicados também deve ser diferenciada. Em sistemas com controle PID com ganhos lineares, é possível, simplesmente, utilizar o esquema apresentado na Figura 40. Entretanto, para a aplicação de ganhos não lineares, deve-se utilizar o esquema apresentado na Figura 41.

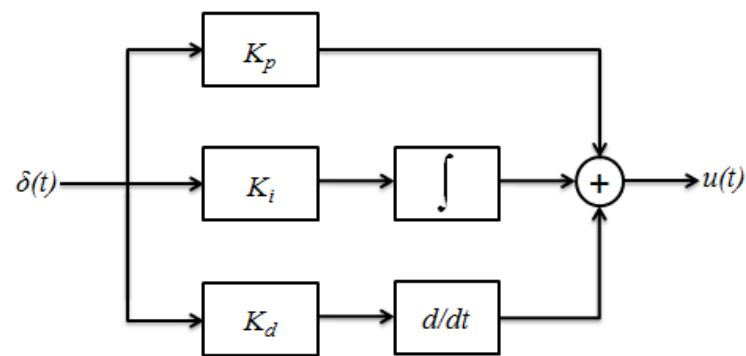


Figura 40 – Esquema de implementação do PID linear paralelo.

Fonte: Kaster, Cunha, *et al* (2011)

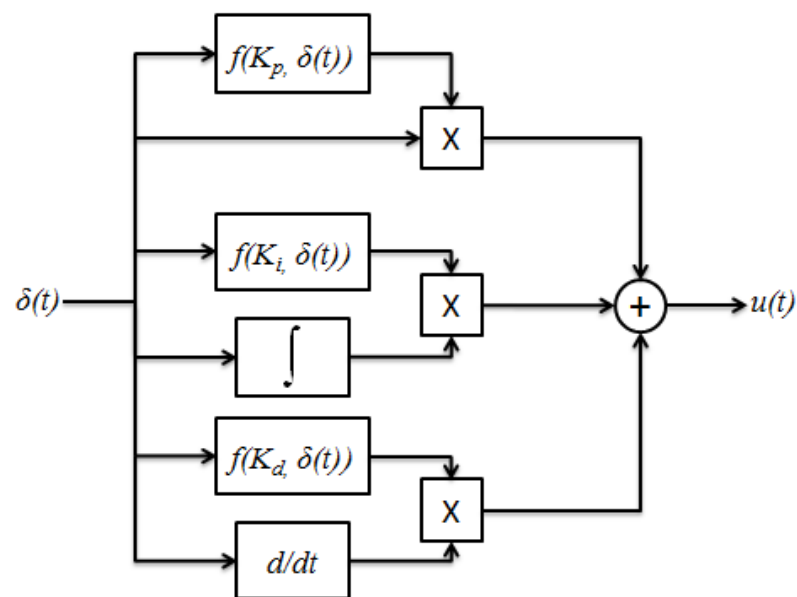


Figura 41 – Esquema de implementação dos ganhos não lineares

Fonte: Autoria própria

4.2 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou o controlador PID baseado em curvas Gaussianas, denominado PIDNLCG. Escolheu-se a curva Gaussiana por essa não apresentar pontos de descontinuidade em sua função característica. A curva Gaussiana serve como parâmetro dos ganhos do integrador, já a Gaussiana invertida como parâmetro de ganhos proporcional.

Os critérios para determinação dos parâmetros do controlador PIDNLCG levaram em consideração as variáveis que modificavam as características básicas da curva Gaussiana, como ponto de máximo, concavidade e valor de paralelismo com o eixo das abscissas.

A forma de quantificar o desempenho de cada variação de parâmetros adotada levou em consideração o critério do tempo de acomodação da resposta transitória por meio da curva envoltória que ela representa, dada por uma função exponencial.

Curvas que representam o comportamento do tempo de acomodação em função da variação de cada parâmetro foram traçadas, com o objetivo de obter os melhores parâmetros das curvas de ganho. Além disso, foi apresentado o esquema de implementação dos ganhos do PIDNLCG que são função do erro do sistema.

5 PROJETO DOS CONTROLADORES UTILIZANDO O PIDNLCG

Nesta seção será apresentado o projeto do controlador não-linear utilizando a metodologia do PIDNLCG proposta neste trabalho.

5.1 CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DO DSOGI-PPLL

Considerando como ponto de partida os ganhos lineares do controlador PI para o DSOGI-pPLL, uma análise dos ganhos não lineares para este controle foi desenvolvida. Considerando que o sinal de referência gerado pelo DSOGI-pPLL pode estar entre -1 e 1, o valor máximo possível para o erro é 2. Utilizando primeiramente os parâmetros que determinam a regulação da curva Gaussiana, definidos na Tabela 14, o valor de δ_{ref} considerado é de 0,2. Dessa forma, tem-se que:

$$P_g = -\frac{\ln(1-0,9)}{0,2^2} = 57,5646 \quad (64)$$

Como o projeto do controlador PI adaptativo é baseado nos ganhos do controle linear, conforme apresentado na seção anterior, os ganhos lineares do controlador são dados na Tabela 4. As curvas de ganho do controlador proporcional e integral são apresentadas na Figura 42.

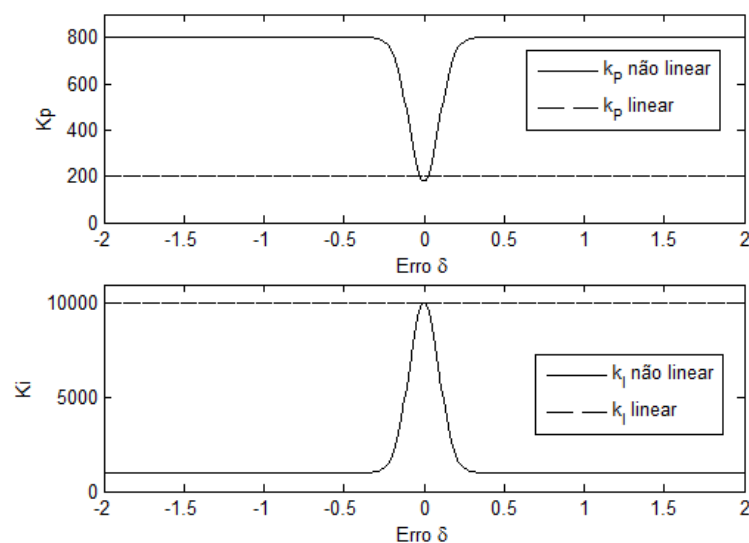


Figura 42 – Curvas de ganho do controle PI não linear do DSOGI-pPLL
Fonte: Autoria própria

5.2 CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DA MALHA DE CORRENTE

Considerando os ganhos lineares do controlador PI para a malha de corrente e as especificações físicas do equipamento onde o controle será aplicado, sabe-se que a corrente máxima é de 20A, portanto, este será o erro máximo considerado. Utilizando os parâmetros de projeto especificados na Tabela 14, o $\lambda_{ref} = 2$. Dessa forma, tem-se que:

$$p_g = -\frac{\ln(1-0,9)}{2^2} = 0,5756 \quad (65)$$

Utilizando a mesma metodologia utilizada para o projeto anterior, as curvas de ganhos não lineares para o PIDNLG para a malha de corrente são apresentadas na Figura 43.

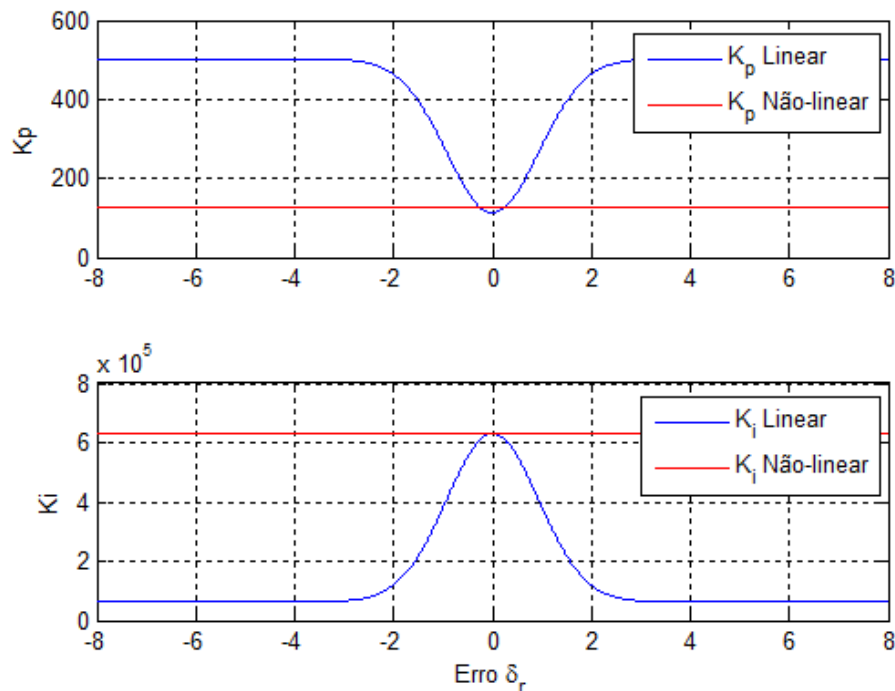


Figura 43 – Curvas de ganho do controle PI não linear da malha de corrente
Fonte: Autoria própria

5.3 CÁLCULO DO CONTROLADOR PI NÃO LINEAR DA MALHA DE TENSÃO

Considerando os ganhos lineares do controlador PI para a malha de tensão e as especificações físicas do equipamento onde o controle será aplicado, o erro máximo

considerado é de 20V. Dessa forma, adotando a metodologia já mencionada de proposta do projeto do controlador PIDNLCG é dada na Equação (66). Admitindo os ganhos lineares do controlador dados na Tabela 5, as curvas dos ganhos proporcional e integral são apresentadas na Figura 44.

$$p_g = -\frac{\ln(1-0,9)}{20^2} = 0,0058 \quad (66)$$

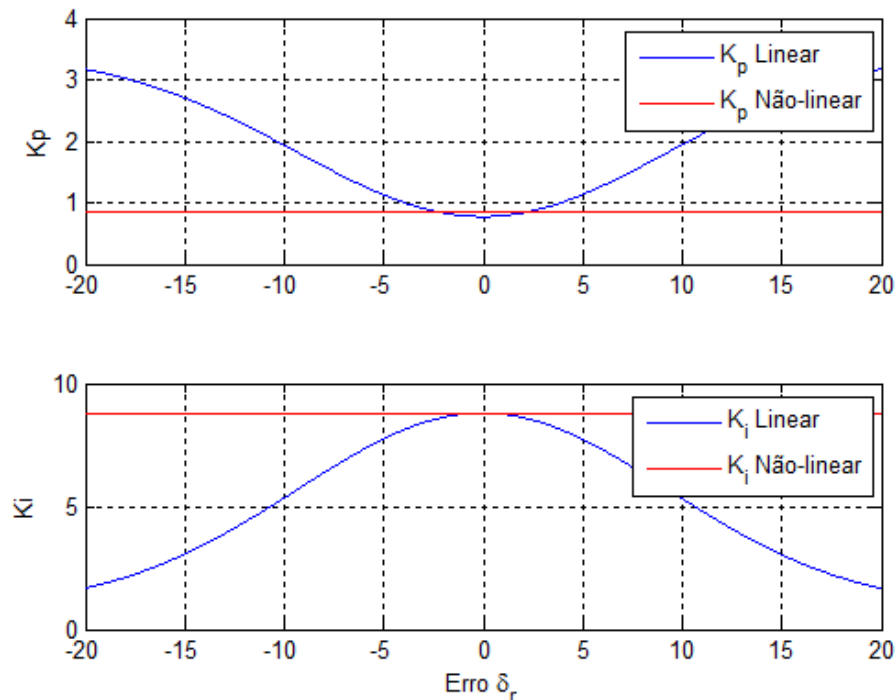


Figura 44 – Curvas de ganho do controle PI não linear da malha de corrente
Fonte: Autoria própria

5.3.1 Discretização dos controladores não-lineares utilizando PIDNLCG

A estratégia de controle será aplicada em uma plataforma discreta. Os ganhos não lineares praticados são função do erro, conforme já mencionado. O processamento do ganho do controlador utilizando uma função a cada varredura do software torna o processamento lento. Dessa forma, uma alternativa é a geração de uma tabela de dados que possibilite a mudança dos ganhos baseado na estratégia PIDNLCG.

A forma como isso foi organizado é apresentado a seguir. Como a curva Gaussiana é simétrica, é possível armazenar apenas metade dela na tabela, dessa forma temos uma resolução duplicada na quantidade de dados.

Para a implementação no DSP, foi necessário estabelecer tabelas que contenham os ganhos não lineares que serão aplicados. Optou-se por uma tabela de 100 posições. Para facilitar o acesso a estas posições na tabela, uma normalização do erro foi aplicada em cada malha de controle.

Para o DSOGI-pPLL, sabe-se que o erro máximo é 2, portanto se o erro for multiplicado por 50 e do resultado obtido extrair o valor inteiro, será possível obter a posição da tabela que deve-se escolher o ganho. Por exemplo, se o erro calculado for de 0,13, multiplicado por 50 tem-se 6,5, portanto extraindo a parte inteira desse valor é possível aplicar o ganho tabelado que encontra-se na posição 6.

A Figura 45 apresenta a curva de referência para geração dos valores da tabela que contempla os valores do ganho proporcional do PIDNLCG. A Figura 46 apresenta a curva de referência para geração dos valores do ganho integral para a tabela de dados.

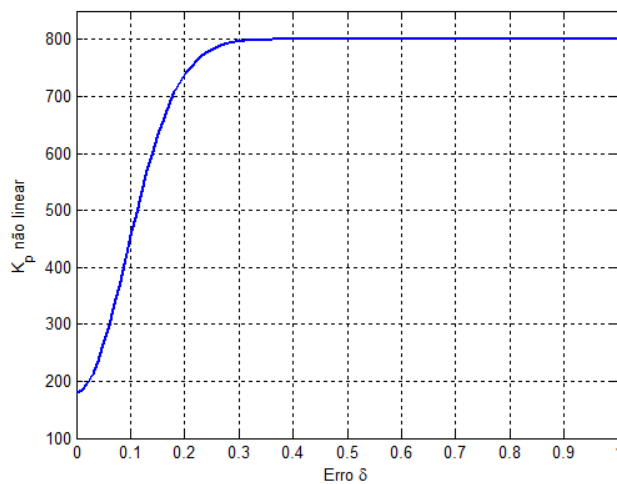


Figura 45 – Curva de referência para geração da tabela de ganho proporcional do DSOGI-pPLL em tempo contínuo.

Fonte: Autoria própria

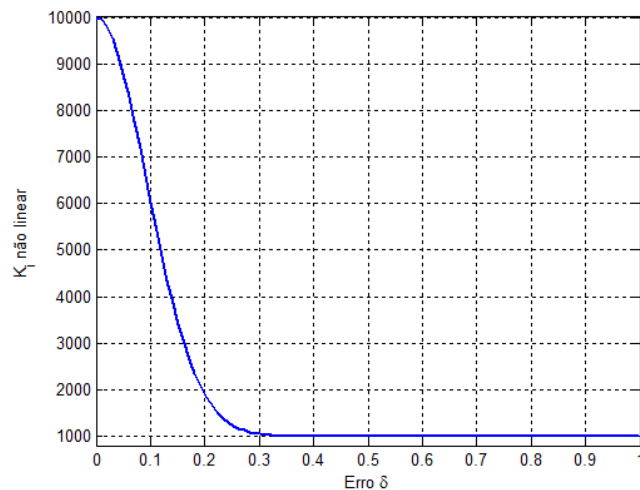


Figura 46 – Curva de referência para geração da tabela de ganho integral do DSOGI-pPLL em tempo contínuo.

Fonte: Autoria própria

5.4 CRITÉRIOS DE ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS CONTROLADORES

O tempo de acomodação foi o principal critério para determinar o desempenho dos controladores. A faixa de magnitude especificada foi de 5% do valor absoluto final. Para sistemas de segunda ordem, as curvas envoltórias da resposta transitória para uma entrada degrau unitário determinam a que a resposta oscilatória sempre ficará dentro dessa curva.

Traçando as curvas envoltórias e a faixa de tempo de acomodação, é possível analisar o desempenho dos controladores e assim, fazer um comparativo entre eles.

Para exemplificar este critério, o DSOGI-pPLL foi submetido a uma entrada degrau e seu erro de fase foi analisado, conforme apresentado na Figura 47 e Figura 48 que mostra a resposta do sistema utilizando PI linear e PIGNLGC respectivamente.

Observa-se que a Figura 47 apresenta uma curva envoltória mais aberta em comparação a Figura 48, o que caracteriza já que essa última apresenta uma resposta mais rápida. Analisando a faixa de tolerância, nota-se que o PIDNLCG apresenta um tempo de acomodação muito superior ao PI linear, neste caso sendo aproximadamente 26ms mais rápido.

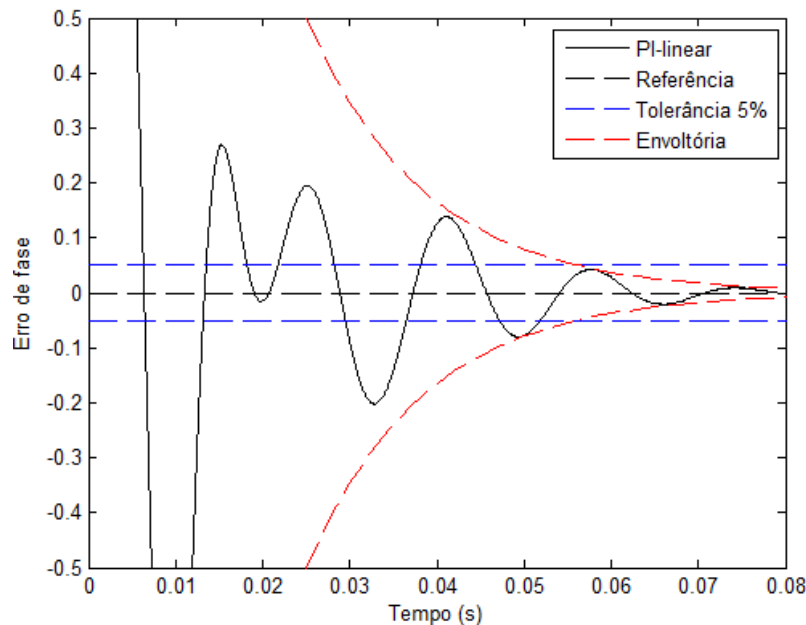


Figura 47 – Curva envoltória para análise de desempenho do PI-linear do DSOGI-pPLL.
Fonte: Autoria própria

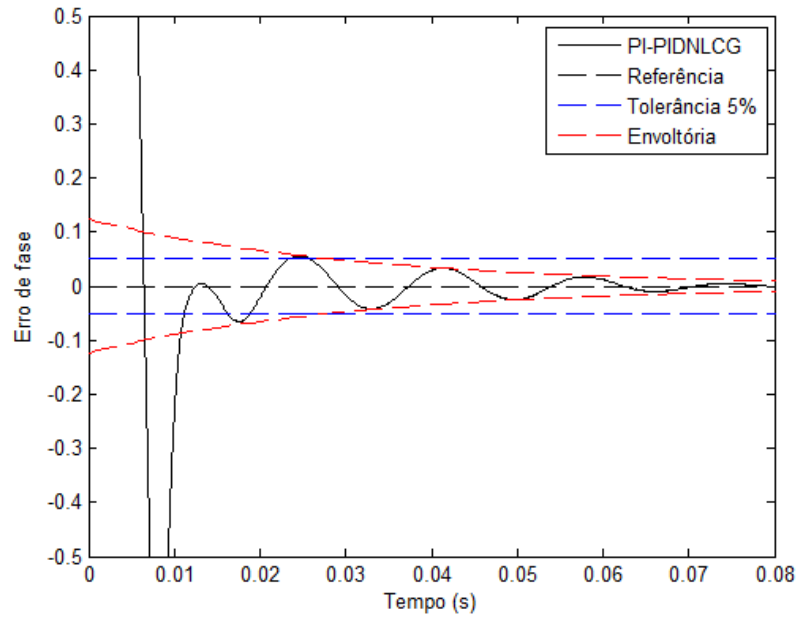


Figura 48 – Curva envoltória para análise de desempenho do PI-PIDNLCG do DSOGI-pPLL.
Fonte: Autoria própria

5.5 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou o cálculo do controlador PIDNLCG utilizando como referência os ganhos obtidos no projeto linear do controlador apresentado no Capítulo 3. O comportamento Gaussiano dos ganhos praticados ficou evidente. Além disso, a forma como cada controlador foi implementado em DSP também foi desenvolvido.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação utilizando o Matlab para o FAPP, para o algoritmo de sincronismo DSOGI-pPLL, para o controlador de corrente de compensação e para o controle da tensão do barramento CC.

As simulações foram realizadas considerando tempo discreto, considerando também as variáveis que interferem no tempo de processamento, como a taxa de aquisição. Dessa forma, é possível obter resultados muito próximos aos reais.

Distúrbios que o sistema pode estar submetido como salto de fase, variações de frequência, afundamento e elevação de tensão e harmônicos também serão avaliados.

6.1 RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DO DSOGI-pPLL

Utilizando o algoritmo DSOGI-pPLL, um sinal de entrada puramente senoidal foi aplicado, onde se pretende observar a dinâmica transitória dos controladores.

A Figura 49 apresenta o erro de fase para os dois controladores. Utilizando o auxílio de ferramentas computacionais, observa-se que utilizando PI adaptativo o sistema apresenta uma dinâmica superior ao PI convencional em 26ms, além de apresentar uma amplitude de oscilação com média reduzida.

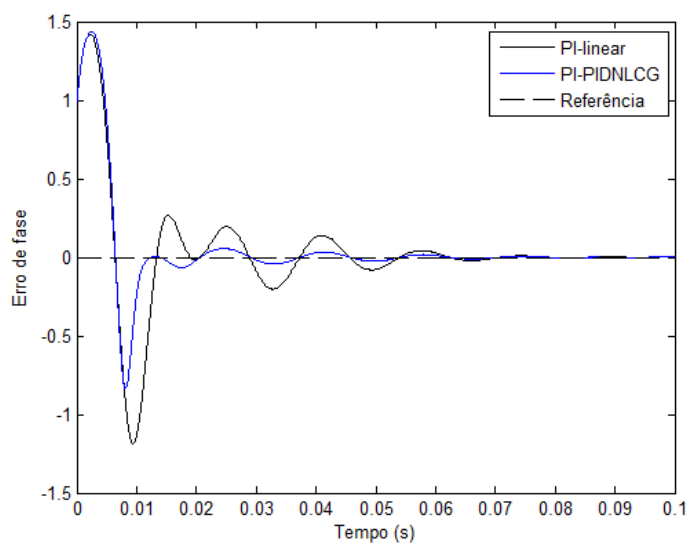


Figura 49 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG no transitório de partida.
Fonte: Autoria própria

Optou-se por apresentar apenas o erro de fase para os demais testes, pois o PLL objetiva anular o erro de fase e apresentado este resultado já é suficiente para comprovar a eficácia do algoritmo e do controle.

A Figura 50 apresenta a variação dos ganhos do controlador quando utilizado o PIDNLCG bem como o valor de referência linear projetado. Observa-se o comportamento gaussiano dos ganhos, o que proporciona ganhos suavizados, conforme proposto.

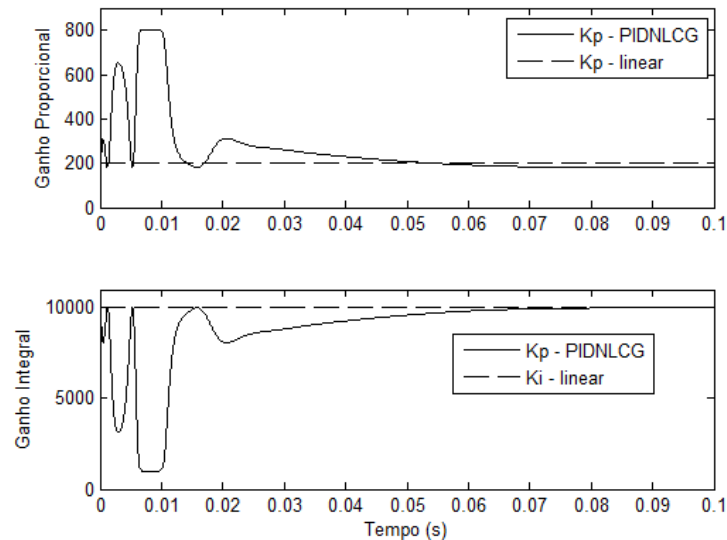


Figura 50 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

Sistemas elétricos, como já mencionado, estão sujeitos a alguns distúrbios. Os distúrbios interferem na dinâmica do controlador, portanto, é importante avaliá-los. Um distúrbio de elevação de tensão foi aplicado durante 3 ciclos de rede em 30% da tensão nominal, conforme apresentado na Figura 51.

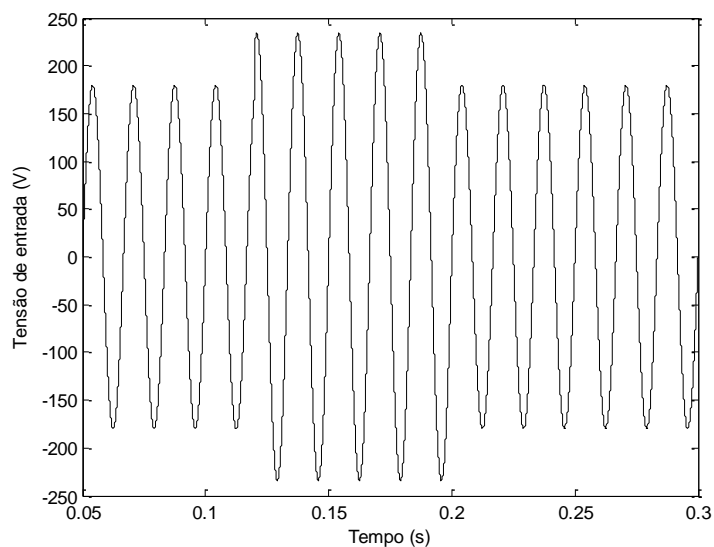


Figura 51 – Tensão de entrada sob elevação de 30% da tensão nominal.
Fonte: Autoria própria

A Figura 52 apresenta o erro de fase para os dois controladores. Observa-se que o comportamento para ambos é muito parecido, portanto, é possível desprezar qualquer variação mensurável.

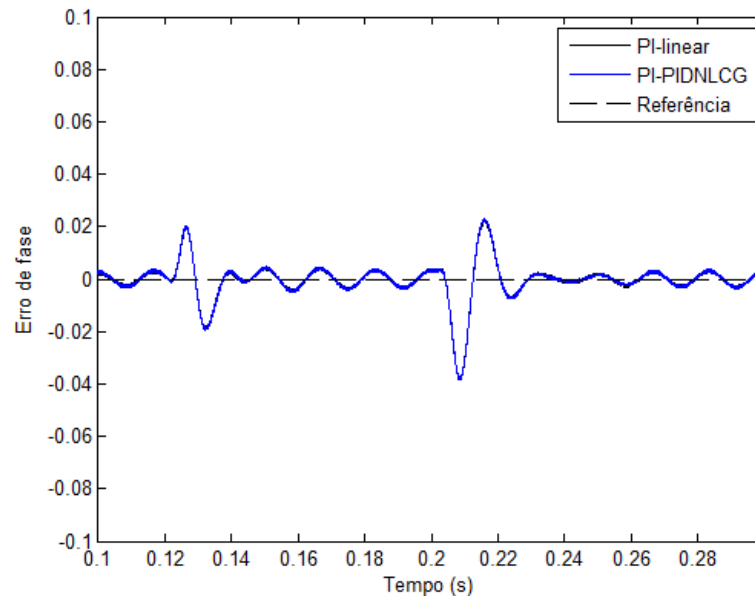


Figura 52 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob uma elevação de tensão.
Fonte: Autoria própria

A Figura 53 apresenta a variação dos ganhos do controlador quando utilizado o PIDNLCG bem como o valor de referência de ganho linear projetado. Observa-se que praticamente não há variação dos ganhos do PIDNLCG, pois a variação do erro é muito pequena e, portanto, não se justifica uma brusca variação nos ganhos.

Com base nesta análise, as simulações mostraram resultados semelhantes para o distúrbio de afundamento de tensão.

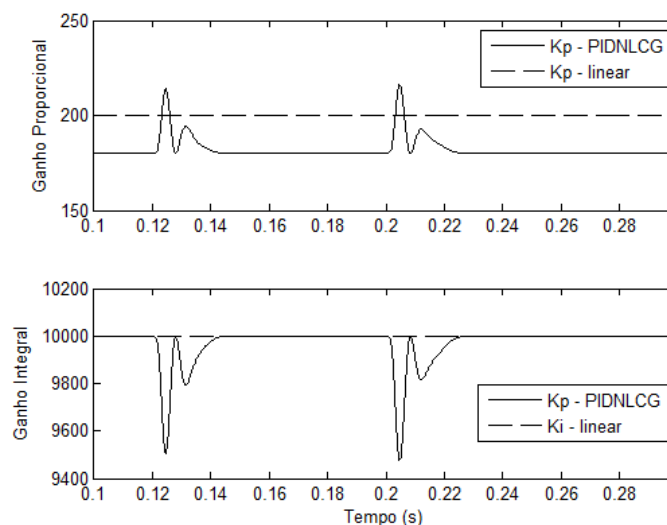


Figura 53 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

Saltos de fase são distúrbios da rede elétrica caracterizados por uma variação instantânea do ângulo de fase da rede, que passa a assumir o novo valor do ângulo. Um salto de fase extremo é de 180° . Este distúrbio é apresentado na Figura 54.

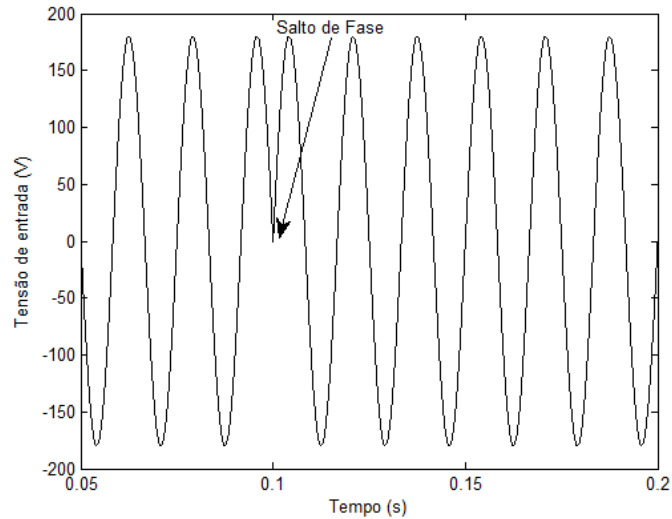


Figura 54 – Tensão de entrada sob um salto de fase de 180° .
Fonte: Autoria própria

A Figura 55 apresenta o erro de fase para os dois controladores. Observa-se que o comportamento para o PI com PIDNLCG apresenta uma redução no tempo de assentamento em aproximadamente 50ms além de apresentar uma oscilação mais reduzida, respondendo melhor a uma variação brusca na fase do sistema.

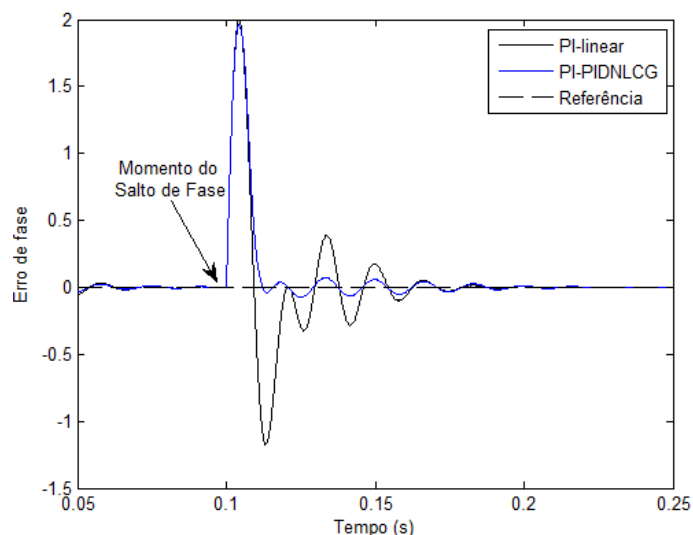


Figura 55 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob um salto de fase de 180° .
Fonte: Autoria própria

A Figura 56 apresenta a variação dos ganhos do controlador quando utilizado o PIDNLCG bem como o valor de referência linear projetado, onde é observado comportamento dos ganhos em obedecendo a função Gaussiana.

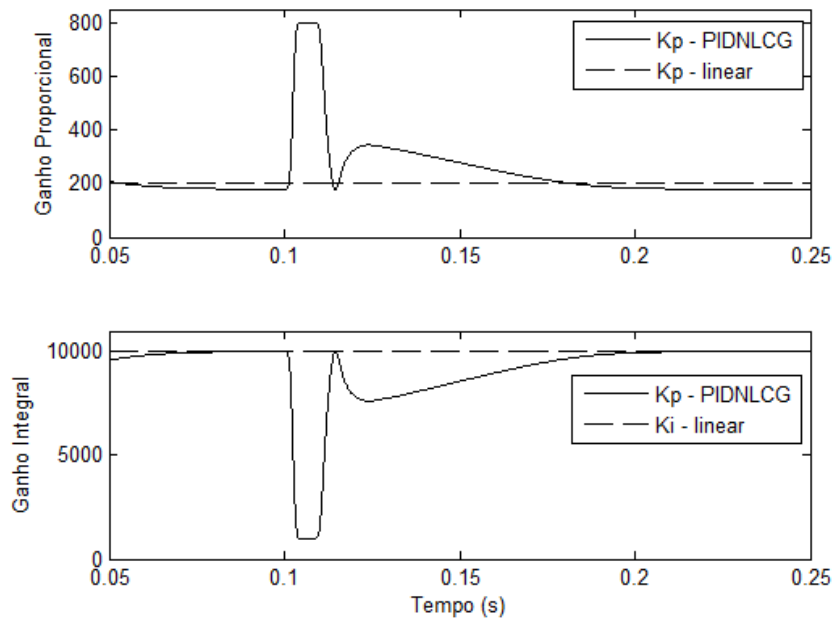


Figura 56 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

Variações de frequência podem acontecer em um sistema elétrico, pois os geradores são equipamentos que estão sujeitos a variações de operação devidas principalmente a resposta do controle dos geradores quando sujeitos a variações de carga.

Segundo a norma IEC 61000-2-2 (INTERNATIONAL..., 2005), são aceitáveis variações de até ± 1 Hz. Apesar disto, uma variação de 5 Hz é aplicada no sistema, cujo objetivo é verificar a robustez do controle e também a adaptabilidade proposta pelo algoritmo DSOGI-pPLL (SANTOS; SILVA; BACON, 2012). Esta entrada é apresentada na Figura 57.

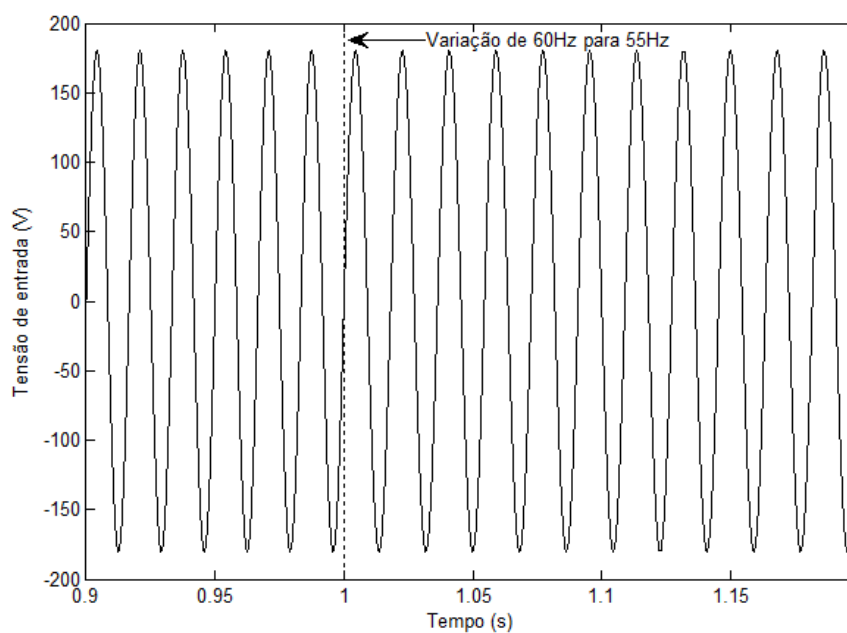


Figura 57 – Tensão de entrada sob variação de frequência
Fonte: Autoria própria

A Figura 58 apresenta o erro de fase para os dois controladores. Observa-se que ambos os controladores apresentam um comportamento muito parecido. Entretanto, o PIDNLCG apresenta oscilação reduzida, porém demora aproximadamente 25ms a mais que o PI linear para atingir o valor de regime.

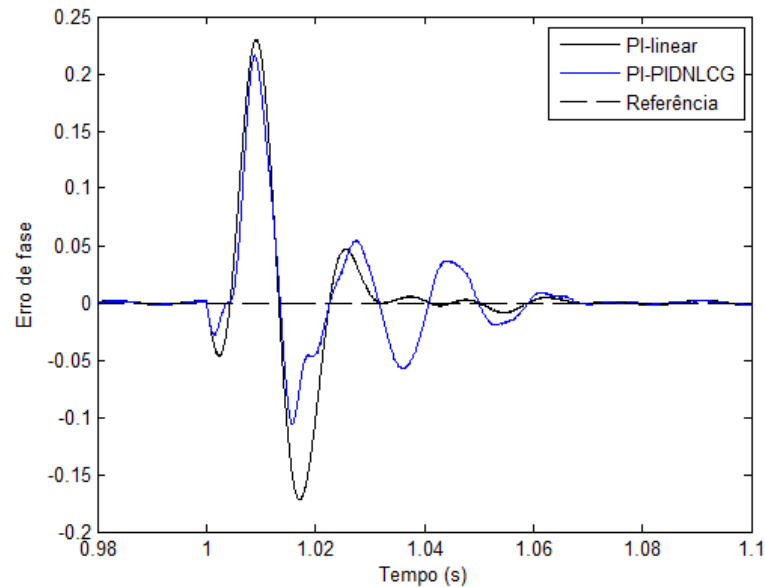


Figura 58 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob variação de frequência
Fonte: Autoria própria

A Figura 59 apresenta a variação dos ganhos do controlador quando utilizado o PIDNLCG bem como o valor de referência linear projetado. Observa-se novamente o comportamento não linear dos ganhos do PIDNLCG, entretanto, a variação é muito pequena por decorrência deste distúrbio afetar pouco o erro de fase.

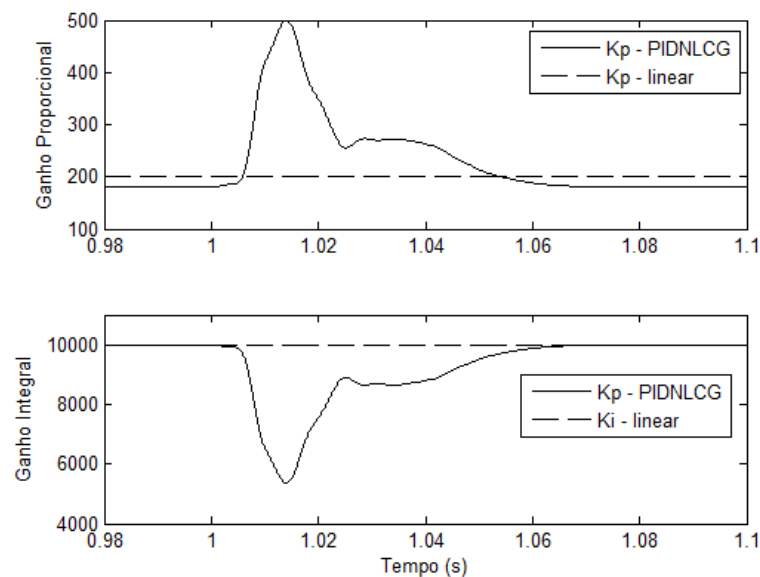


Figura 59 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

A Figura 60 apresenta a frequência obtida pelo DSOGI-pPLL utilizando o controle PI linear e o PI-PIDNLCG. Observa-se que os controladores tem uma resposta muito parecida, pois novamente o erro de fase não é muito superior aos limites estabelecidos para uma atuação mais efetiva do controle PIDNLCG.

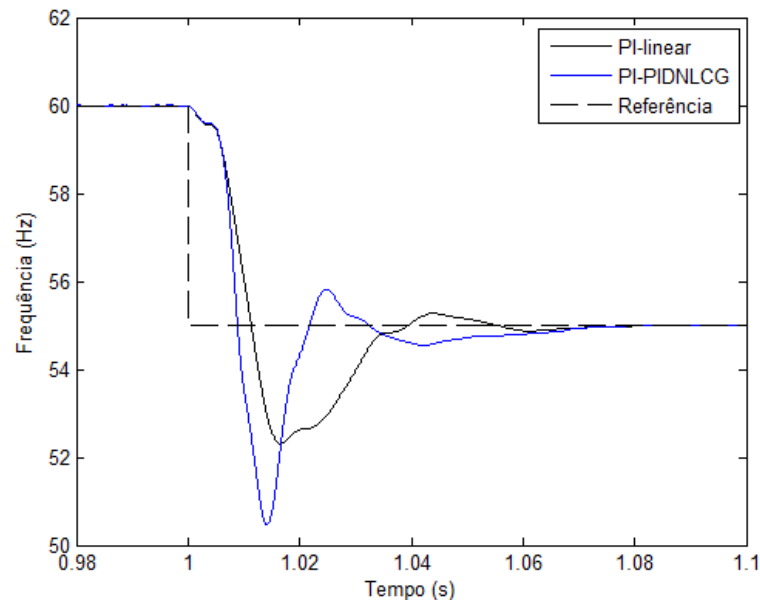


Figura 60 – Frequência obtida pelo DSOGI-pPLL utilizando PI linear e PI-PIDNLCG.
Fonte: Autoria própria

Com o constante avanço da utilização de cargas não-lineares nos sistemas elétricos, os harmônicos também são distúrbios no qual o sistema pode estar submetido. Os harmônicos são caracterizados pela deformação da forma de onda. Os principais equipamentos responsáveis para geração deste distúrbio são: máquinas de solda, inversores de frequência, computadores, máquinas copadoras, aparelhos de fax, TV, forno micro-ondas, iluminação néon, no-breaks, entre outros, ou seja, desde a área industrial até os aparelhos domésticos (LINDEKE, 2003; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007; SILVA, 2001)

A presença de harmônicos na tensão da rede interfere diretamente na qualidade da geração do ângulo de fase obtido pelo PLL. Dessa forma, é necessário também avaliar a robustez do controlador quando influenciado pelos distúrbios da rede elétrica. Um sinal com taxa de distorção harmônica (TDH) de 18,95% com a presença de harmônicos de ordem 3, 5, 7 e 9 foi testado.

O objetivo do DSOGI-pPLL é atenuar a influência dos distúrbios de harmônicos de tensão (RODRIGUEZ, et al., 2006) (SANTOS; SILVA; BACON, 2012) de forma a obter um ângulo de fase mais próximo ao valor da componente de frequência fundamental da rede elétrica. A Figura 61 apresenta o sinal de entrada com essas características.

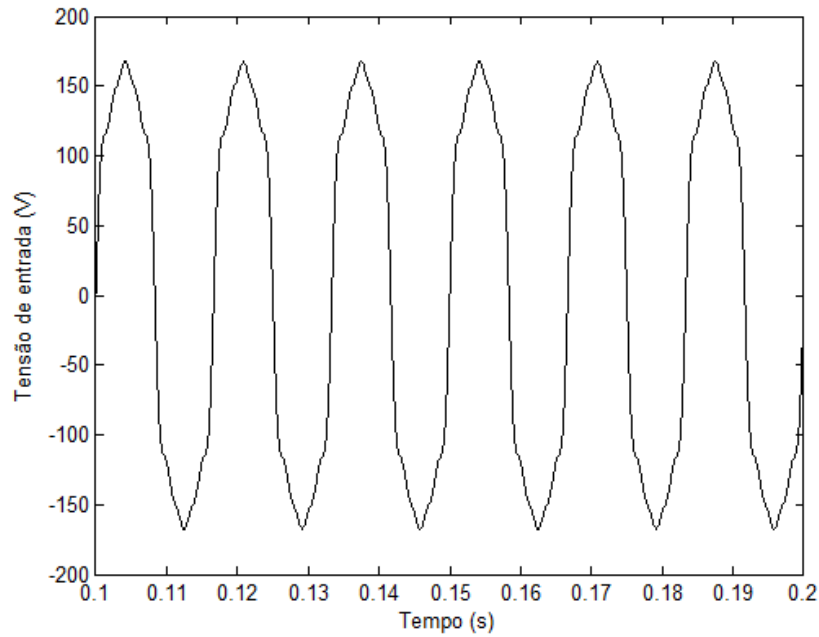


Figura 61 – Tensão de entrada sob influência de harmônicos de ordem 3, 5, 7 e 9.
Fonte: Autoria própria

A Figura 62 apresenta o erro de fase para os dois controladores. Observa-se que o PI utilizando o PIDNLCG apresenta uma resposta muito similar ao PI linear. Isso é decorrente da variação do erro ser muito pequena, o que faz com que o controlador PIDNLCG tenha ganhos muito próximos aos do controlador PI linear.

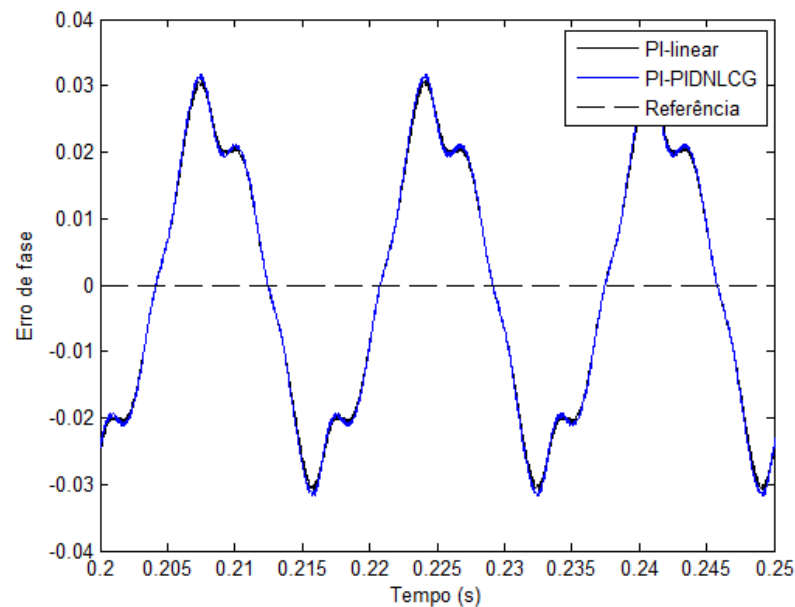


Figura 62 – Comparação do erro de fase entre o PI-linear e PI-PIDNLCG sob variação de frequência
Fonte: Autoria própria

A Figura 63 apresenta a variação dos ganhos do controlador quando utilizado o PIDNLCG bem como o valor de referência linear projetado. O comportamento periódico na

variação dos ganhos do PIDNLCG evidenciam a dependência do valor do erro como parâmetro da função Gaussiana. Também pode ser observado que estas variações oscilam sobre ganhos suavizados pela função Gaussiana dos ganhos.

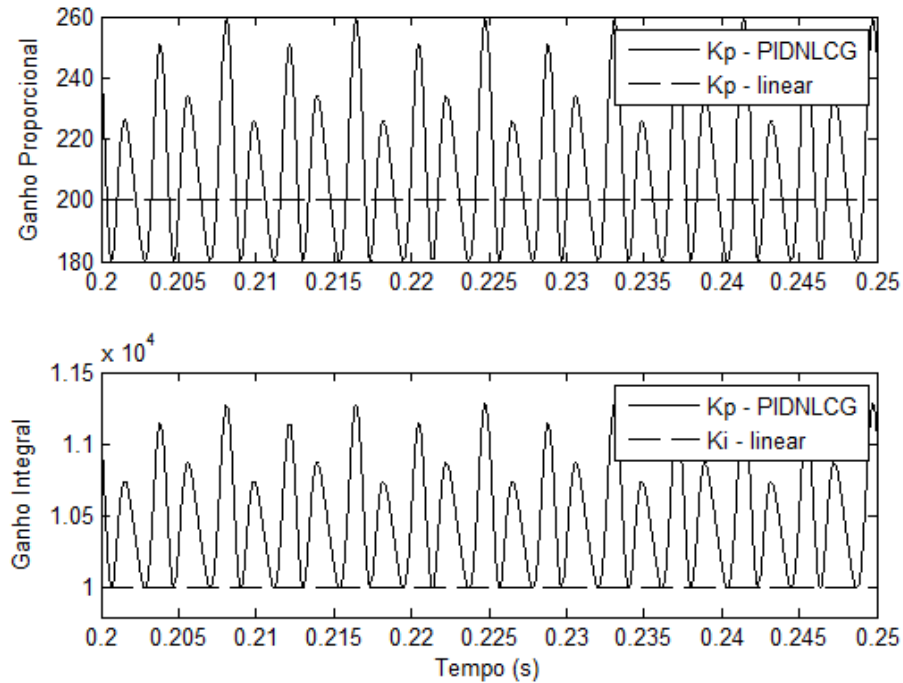


Figura 63 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

Com base nos resultados de simulação até agora apresentados, conclui-se que mesmo um projeto de um PI linear com o melhor desempenho possível, o PIDNLCG consegue um melhor desempenho global para o DSOGI-pPLL, conforme resume a Tabela 15.

Tabela 15 – Desempenho dos controladores para DSOGI-pPLL

| Entrada | Tempo de Assentamento (t_s) | |
|------------------------|---------------------------------|---------|
| | PI linear | PIDNLCG |
| Senoidal | 52ms | 26ms |
| Afundamento de tensão | 0ms | 0ms |
| Salto de fase | 67ms | 50ms |
| Variação de frequência | 21ms | 38ms |
| Harmônicos | 0ms | 0ms |

Fonte: Autoria própria

6.2 RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE

A malha de controle de corrente foi simulada utilizando a topologia apresentada na Figura 64.

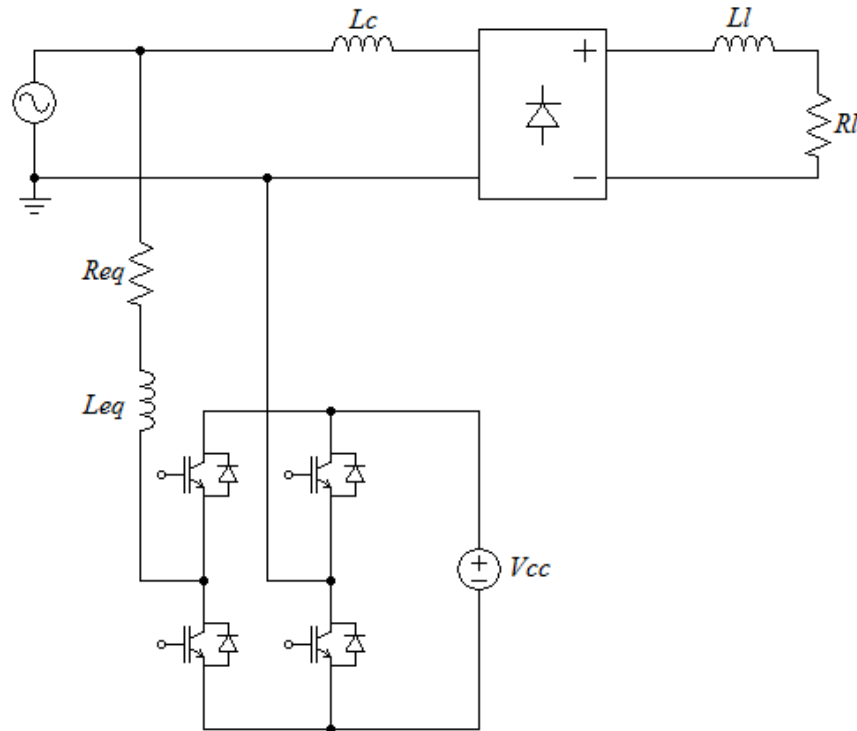


Figura 64 – Topologia utilizada na simulação do FAPP monofásico para malha de corrente.
Fonte: Autoria própria

Os parâmetros de simulação utilizados foram:

- Ll (Indutância da Carga) = 150 mH
- Rl (Resistência da Carga) = 5 Ω
- Lc (Indutância de Acoplamento) = 1 mH
- Leq (Indutância equivalente ($L_f + L_{dt}$)) = 1,629 mH
- Req (Resistência equivalente ($R_f + R_{dt}$)) = 0,485 Ω
- V_{cc} (Tensão no barramento CC) = 230V

O desempenho do PI utilizando PIDNLCG na malha de controle da corrente de compensação do FAPP é apresentado na Figura 65. A parte superior da figura apresenta a corrente compensada e a tensão na rede. Apresenta-se apenas 15% do valor da tensão apenas para facilitar a visualização. Na parte inferior da figura, é apresentada a corrente de

compensação calculada que servirá de referência bem como a corrente que foi gerada pelo FAPP.

É importante avaliar a taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente compensada com o objetivo de verificar se o controle garante uma corrente de compensação que atenua os harmônicos de corrente presente no sistema.

Utilizando ferramentas computacionais, é possível verificar que a TDH da corrente compensada é de 5,54%. Observa-se que ainda há uma pequena defasagem entre a tensão da rede e a corrente compensada, o que denota que não foi possível compensar todo o reativo da rede.

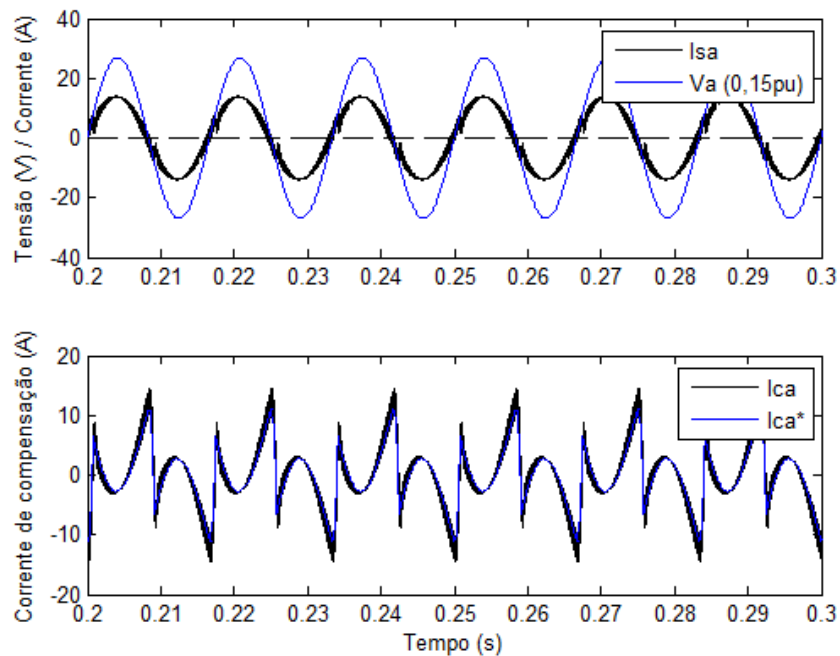


Figura 65 – Corrente compensada tensão de entrada (0,15 pu) (superior); corrente de compensação (inferior) utilizando PI linear.

Fonte: Autoria própria

A Figura 66 apresenta o desempenho do PI utilizando o PIDNLCG. Analisando a TDH obteve-se um valor de 4,87%, uma redução de 0,67% em comparação ao PI linear. Na parte superior é apresentado a corrente compensada e a tensão de entrada (0,15 pu) e na parte inferior as correntes de compensação. Apesar dessa redução verificada via simulação, o hardware de coleta de dados experimentais não possui tamanha resolução, e portanto, resultados com essa precisão não poderão ser observados. A Figura 67 apresenta a dinâmica de variação dos ganhos aplicados na malha de corrente.

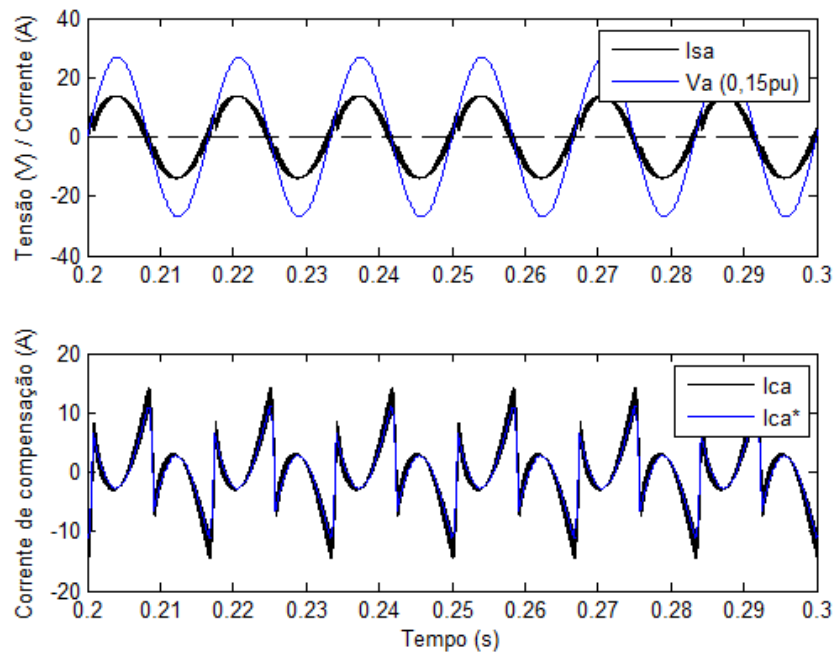


Figura 66 – Corrente compensada tensão de entrada (0,15 pu) (superior); corrente de compensação (inferior) utilizando PI-PIDNLCG.

Fonte: Autoria própria

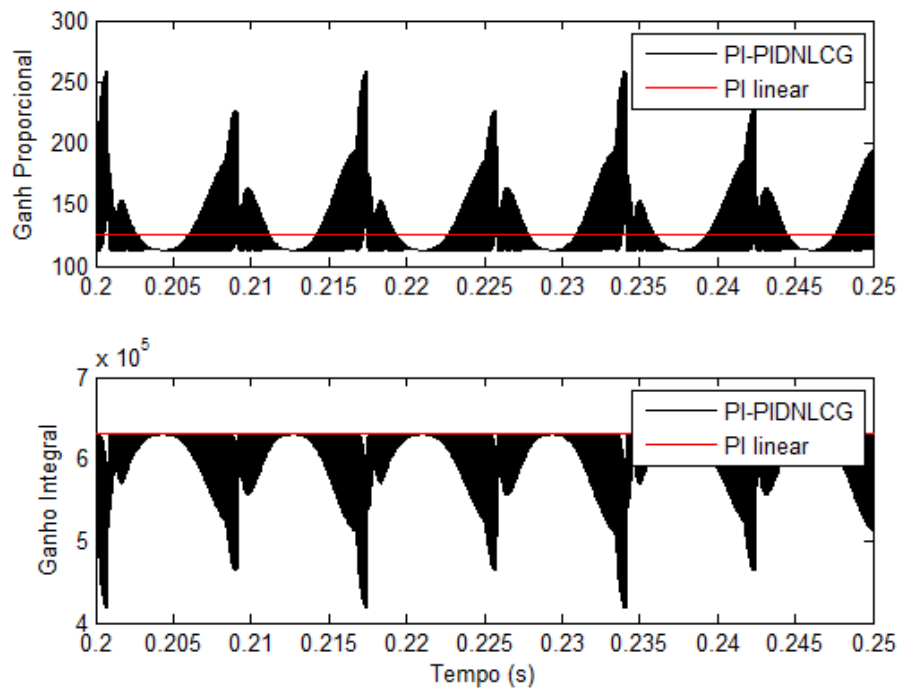


Figura 67 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)

Fonte: Autoria própria

Com base nos resultados apresentados para o PIDNLCG em comparação com o controlador linear na malha de corrente do FAPP é possível concluir que o PIDNLCG apresenta um melhor desempenho também nesta malha de controle, conforme resume a Tabela 16.

Tabela 16 – Desempenho dos controladores para malha de corrente

| TDH da carga | TDH da fonte com PI linear | TDH da fonte com PIDNLCG |
|--------------|----------------------------|--------------------------|
| 26,09% | 5,54% | 4,87% |

Fonte: Autoria própria

6.3 RESULTADOS DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO

Utilizando os mesmos parâmetros de simulação anteriores, a malha de controle da tensão no barramento CC do FAPP foi simulada. Para avaliar o desempenho do PI utilizando PIDNLCG nessa malha, um degrau de carga foi aplicado no sistema, onde a carga foi aumentada para dobro no seu valor, conforme apresenta a Figura 68. Conforme destacado nesta figura, o PI utilizando o PIDNLCG apresenta uma melhoria quanto à correção do valor sob o distúrbio de degrau de carga, fazendo a tensão no barramento ter uma menor queda em relação ao PI linear.

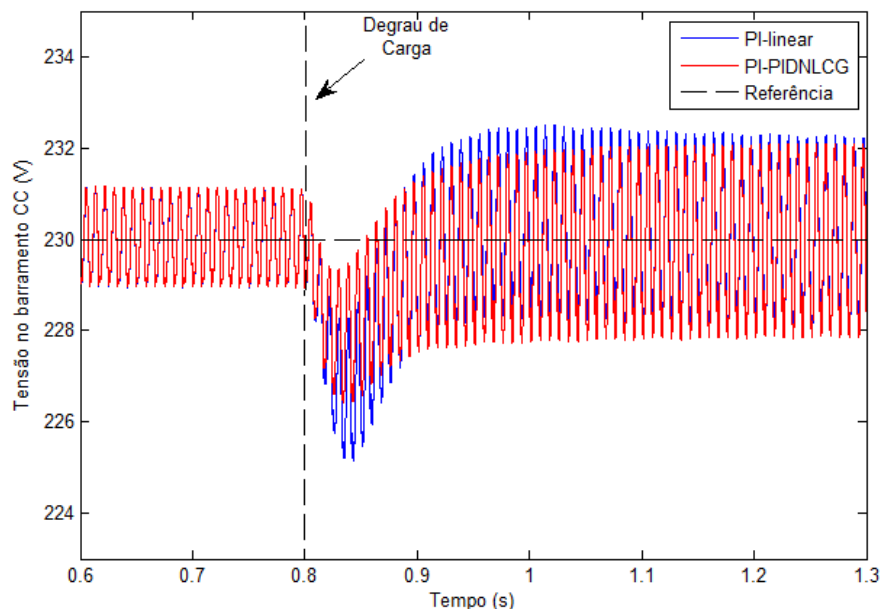


Figura 68 – Tensão no barramento CC sob degrau de carga

Fonte: Autoria própria

A Figura 69 apresenta a tensão média no barramento CC para os dois controladores testados. Nesta figura fica mais claro que o PIDNLCG proporciona menor oscilação frente ao distúrbio de degrau de carga em comparação ao PI linear.

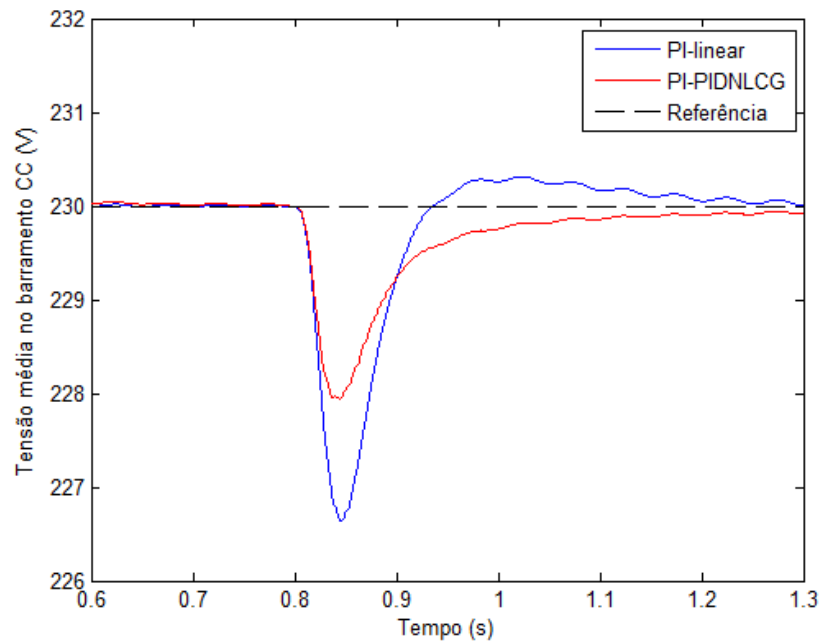


Figura 69 – Tensão média no barramento CC
Fonte: Autoria própria

A Figura 70 apresenta a dinâmica dos ganhos do controlador PIDNLCG quando comparados ao controlador linear. Novamente é possível observar a variações dos ganhos frente ao erro em relação a referência desejada.

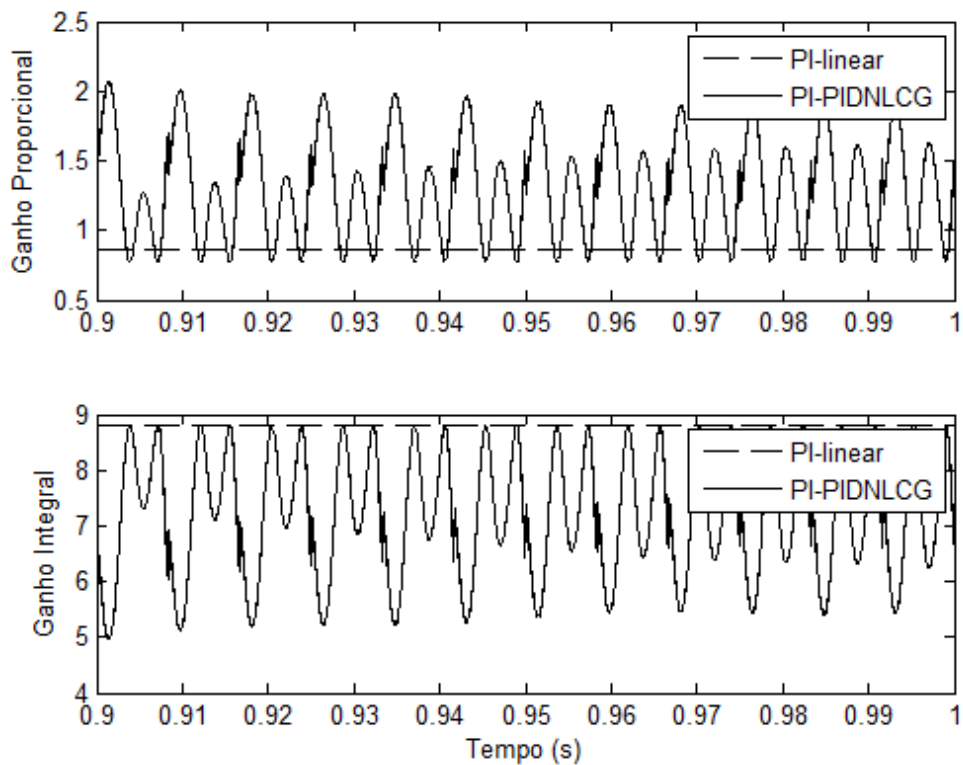


Figura 70 – Grandezas do controlador para os ganhos proporcional (superior) e integral (inferior)
Fonte: Autoria própria

Com base nos resultados apresentados para o PIDNLCG em comparação com o controlador linear na malha de controle da tensão no barramento CC é possível concluir que o PIDNLCG apresenta um melhor desempenho também nesta malha de controle, conforme resume a Tabela 17, entretanto como os dois controladores oscilam dentro na margem dos 5% do tempo de assentamento, o critério utilizado neste caso é a queda de tensão.

Tabela 17 – Desempenho dos controladores para malha de tensão

| Tensão de Referência | Queda de tensão PI linear | Queda de tensão PIDNLCG |
|----------------------|---------------------------|-------------------------|
| 230V | 4,8V | 3,6V |

Fonte: Autoria própria

6.4 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou os resultados de simulação para as três malhas de controle presentes no FAPP monofásico. Cada malha foi testada separadamente utilizando parâmetros dos ganhos mencionados no Capítulo 4 e Capítulo 5.

O primeiro controlador analisado foi o da malha de controle do PLL, o DSOGI-pPLL. Os resultados comprovam que o PIDNLCG obteve melhor desempenho para todas os distúrbios testados, exceto no degrau de frequência.

Para a malha de controle da corrente, o PIDNLCG apresentou novamente melhor desempenho em relação ao PI linear, atenuando a taxa de distorção harmônica.

Na malha de controle do barramento CC, o PIDNLCG também obteve melhor desempenho, apresentando um afundamento de tensão menor, além de não apresentar sobressinal.

7 RESULTADOS DE EXPERIMENTAIS

Nesta seção serão apresentados os resultados experimentais utilizando o DSP 28335 da Texas Instruments® para os algoritmos de sincronismo pPLL e DSOGI-pPLL, malha de controle de corrente de compensação do FAPP e malha de controle da tensão no barramento CC do FAPP.

7.1 RESULTADOS DO ALGORITMO DSOGI-pPLL

O DSOGI-pPLL foi implementado e testado fora do FAPP, pois a fonte utilizada para os testes não comporta a potência instalada do FAPP. Dessa forma, foi possível submeter o sistema a alguns distúrbios de rede e analisar o impacto no erro de fase do PLL.

A Figura 74 apresenta a dinâmica do transitório de partida da malha de controle do PLL utilizando PI linear. Já a Figura 75 apresenta este desempenho utilizando PIDNLCG. Analisando as figuras mencionadas, observa-se que o PIDNLCG apresenta um desempenho transitório superior ao PI linear, anulando o erro de fase em praticamente 40ms enquanto o PI linear leva cerca de 60ms.

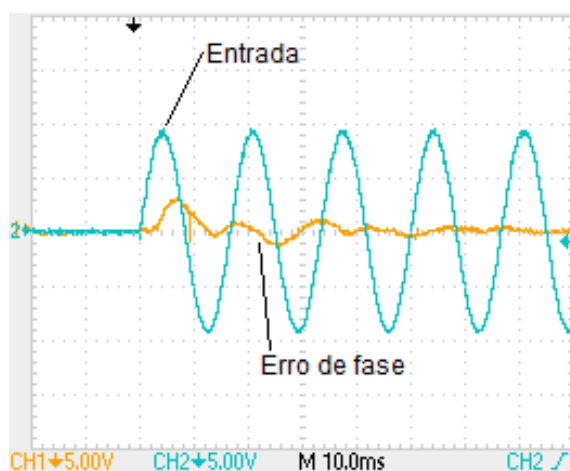


Figura 71 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear para uma entrada senoidal
Fonte: Autoria própria

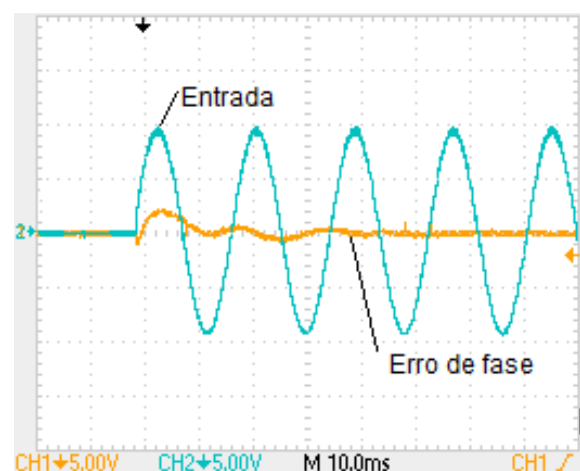


Figura 72 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG para uma entrada senoidal
Fonte: Autoria própria

A um sinal puramente senoidal aplicou-se um afundamento de 30% sobre o valor da tensão nominal e o comportamento dos controladores foi analisado. A Figura 73 apresenta a dinâmica do erro de fase utilizando o PI linear e a Figura 74 utilizando PIDNLCG. Conforme observado no resultado de simulação, o comportamento de ambos os controladores é muito parecido, já que o erro é muito pequeno e o PIDNLCG não vai sofrer variações elevadas nos ganhos.

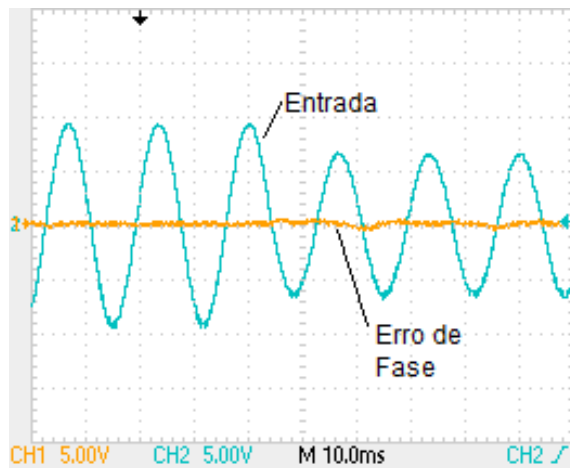


Figura 73 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear frente a um afundamento de 30% na tensão de entrada
Fonte: Autoria própria

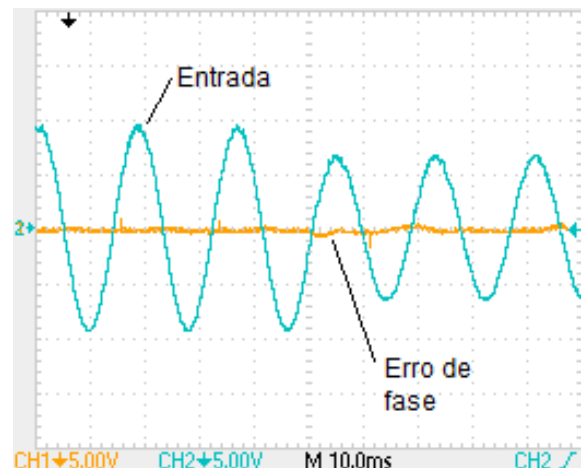


Figura 74 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG frente a um afundamento de 30% na tensão de entrada
Fonte: Autoria própria

Perturbações harmônicas de 3, 5, 7 e 9 ordens foram adicionadas à tensão de entrada, que apresentou uma TDH de aproximadamente 19%. Apresenta-se na Figura 75 e Figura 76 a dinâmica do erro de fase frente a esta perturbação utilizando PI linear e PIDNLCG respectivamente. Pelo mesmo motivo do teste anterior, os resultados para este distúrbio apresentaram comportamento similar.

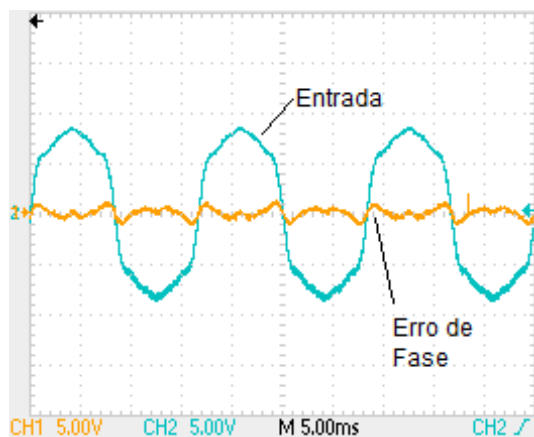


Figura 75 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear frente a distúrbios harmônicos de 19%
Fonte: Autoria própria

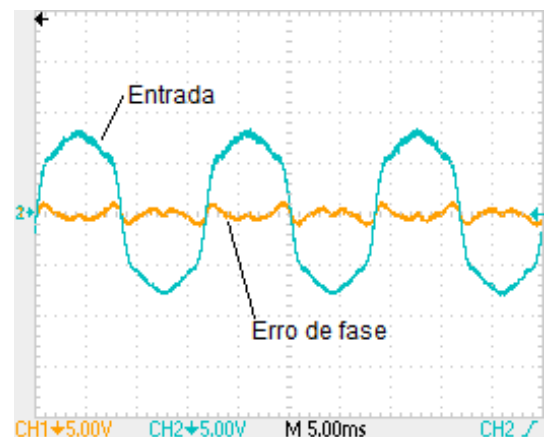


Figura 76 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG frente a distúrbios harmônicos de 19%
Fonte: Autoria própria

Variações na frequência da rede também foram experimentadas. Neste teste a frequência é alterada sob uma rampa com 100ms partindo da frequência de 60Hz até a frequência de 55Hz, conforme apresentado na Figura 77 e Figura 78. Devido ao equipamento não fornecer um degrau de frequência, o erro de fase fica praticamente imperceptível para a sensibilidade do equipamento utilizado. Por isso optou-se por apresentar a frequência estimada pelo PLL.

A Figura 77 apresenta a frequência obtida pelo DSOGI-pPLL frente à variação de frequência na rede elétrica utilizando PI linear e a Figura 78 utilizando PIDNLCG. A frequência calculada utilizando o PIDNLCG é calculada praticamente no mesmo tempo que o PI linear, entretanto, nota-se que o sinal tem menos ruído, o que se conclui que o valor calculado utilizando o PIDNLCG é menos oscilatório que o PI linear.

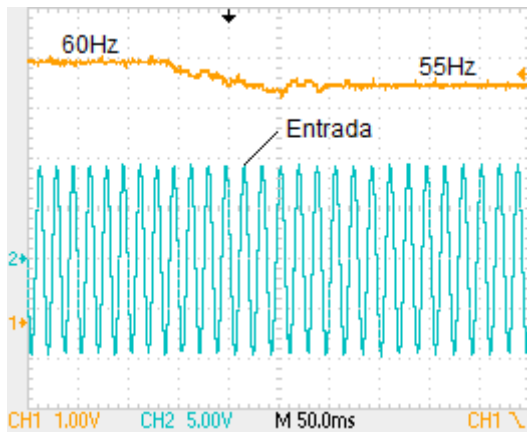


Figura 77 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear sob uma rampa de mudança de frequência

Fonte: Autoria própria

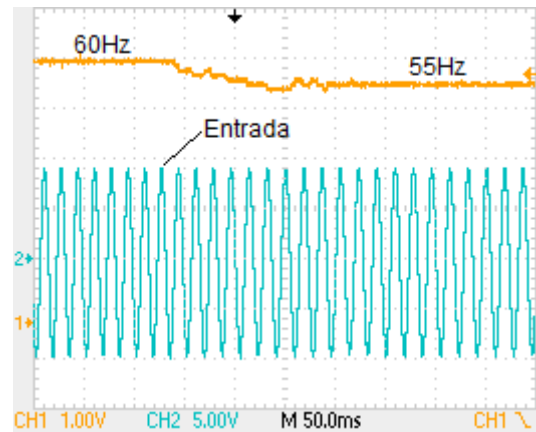


Figura 78 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG sob uma rampa de mudança de frequência

Fonte: Autoria própria

O último teste realizado foi à aplicação de um salto de fase de 180° no sinal da rede, conforme apresentado na Figura 79 e Figura 80. A Figura 79 apresenta a dinâmica do erro de fase utilizando o PI linear e a Figura 80 utilizando o PIDNLCG.

Analisando as figuras anteriormente mencionadas, observa-se que o PIDNLCG converge para o erro nulo 40ms antes que o PI linear, além de apresentar uma oscilação mais reduzida.

Frente aos resultados experimentais apresentados, observa-se que todos ficaram muito semelhantes aos de simulação, comprovando a melhora significativa de desempenho utilizando o PIDNLCG na maioria dos casos.

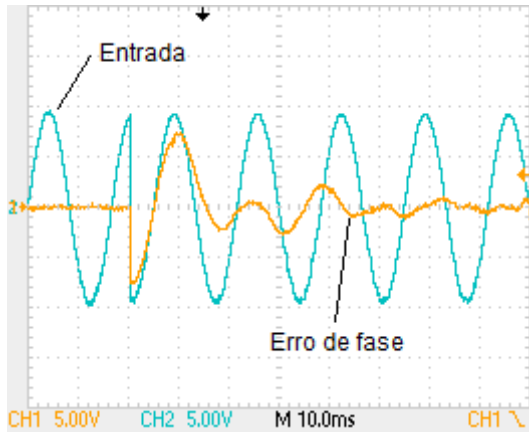


Figura 79 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PI linear sob um salto de fase de 180°
Fonte: Autoria própria

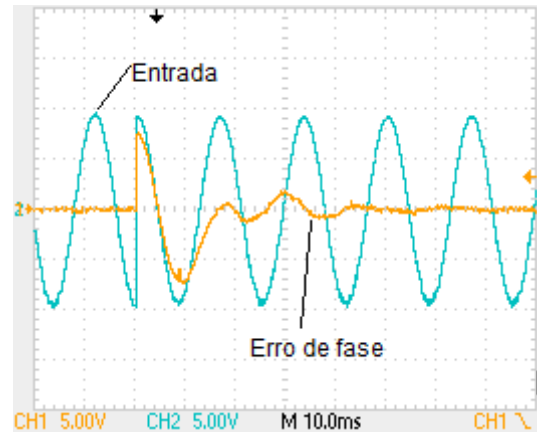


Figura 80 – Dinâmica do DSOGI-pPLL utilizando PIDNLCG sob um salto de fase de 180°
Fonte: Autoria própria

7.2 RESULTADOS DO CONTROLE DA MALHA DE CORRENTE

A malha de corrente é a que apresenta maior sensibilidade aos ajustes dos ganhos não lineares utilizando o PIDNLCG. Para a análise experimental do controlador desta malha, a resposta em regime permanente e sob um degrau de carga foram analisados.

A Figura 81 apresenta a corrente de entrada sem a compensação pelo FAPP com uma TDH de 27,2% conforme apresentado na Figura 82.

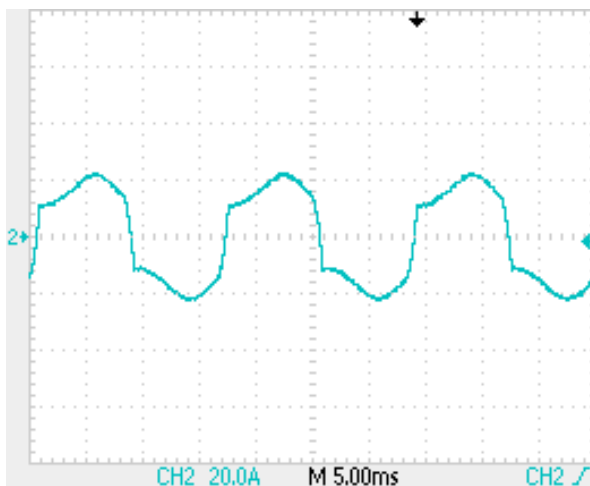


Figura 81 – Corrente de entrada não compensada.
Fonte: Autoria própria

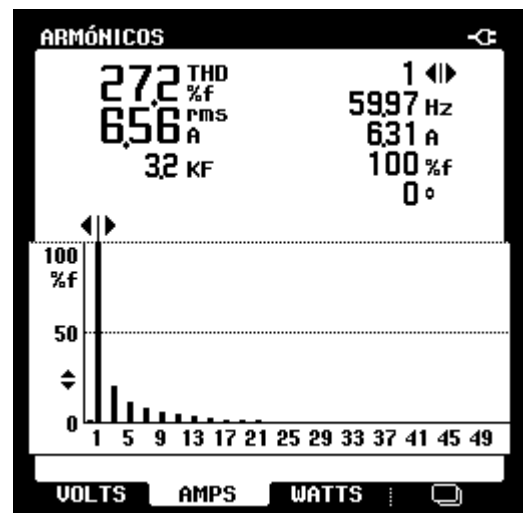


Figura 82 – TDH da corrente não compensada.
Fonte: Autoria própria

A primeira análise foi verificar o comportamento em regime permanente do controlador PI para os ganhos lineares e ganhos do PIDNLCG. A Figura 83 apresenta a

corrente compensada com o FAPP utilizando o PI linear no controle da malha da corrente de compensação. A figura também apresenta a tensão do barramento CC controlada. Já a Figura 84 apresenta estes resultados utilizando o PIDNLCG na malha de controle do PI. Conforme se observa na Figura 85 e na Figura 86, para o regime permanente os dois controladores têm comportamentos praticamente iguais.

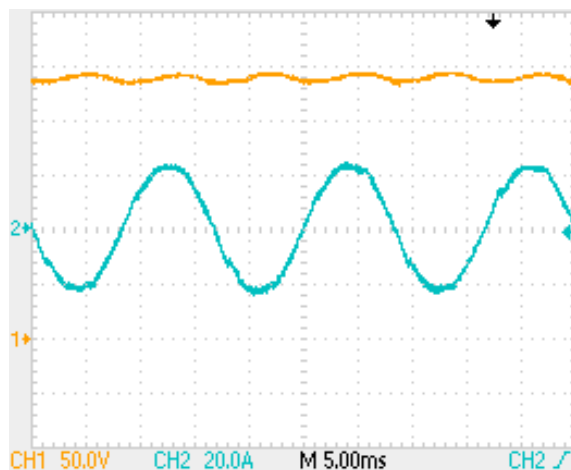


Figura 83 – Corrente de entrada compensada utilizando PI linear e tensão do barramento CC.
Fonte: Autoria própria

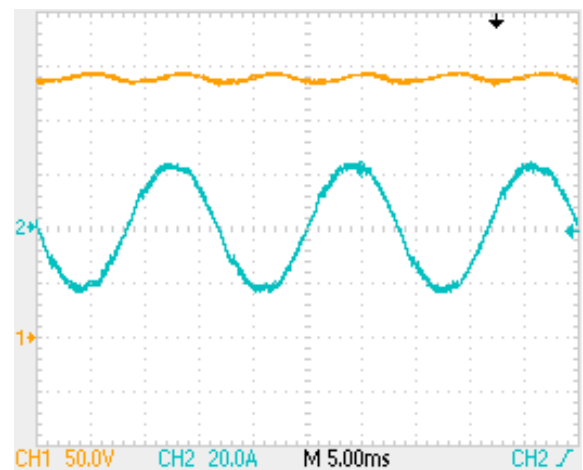


Figura 84 – Corrente de entrada compensada utilizando PI-PIDNLCG e tensão do barramento CC.
Fonte: Autoria própria



Figura 85 – TDH da corrente compensada utilizando PI linear.
Fonte: Autoria própria



Figura 86 – TDH da corrente compensada utilizando PI-PIDNLCG.
Fonte: Autoria própria

Um degrau de carga foi aplicado com o objetivo de verificar o desempenho dos controladores. As Figura 87 e Figura 88 apresentam o comportamento da corrente compensada sob esse distúrbio utilizando PI linear e PI-PIDNLCG respectivamente. Analisando o comportamento das respostas, observa-se que praticamente não há diferenças significativas entre os dois controladores.

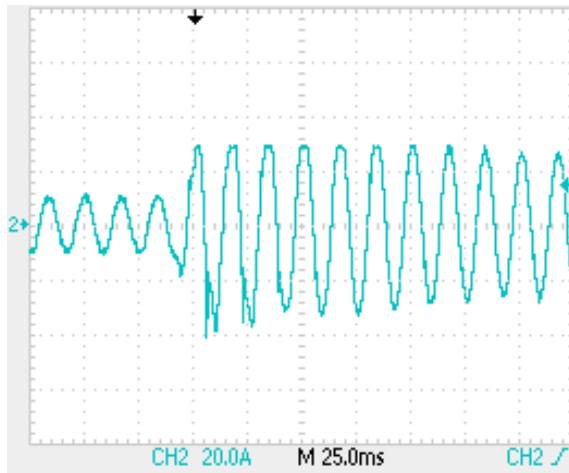


Figura 87 –TDH da corrente compensada utilizando PI linear.
Fonte: Autoria própria

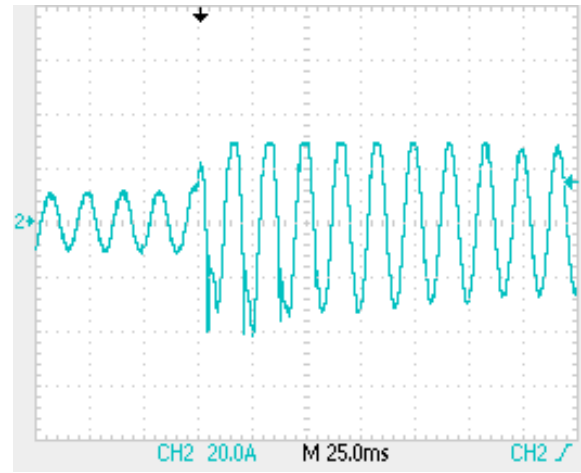


Figura 88 – TDH da corrente compensada utilizando PI-PIDNLCG.
Fonte: Autoria própria

Os resultados experimentais para esta malha se assemelham muito aos resultados de simulação. A resolução dos equipamentos de aquisição de sinais não permite uma análise tão aprofundada quanto à simulação, porém são suficientes para analisar os resultados e com base neles concluir sobre a comparação dos controladores aplicados. Para a malha de corrente, o controlador PIDNLCG pode não ser uma alternativa viável, já que o controlador PI linear tem seu código mais simplificado.

7.3 RESULTADOS DO CONTROLE DA MALHA DE TENSÃO

Nesses resultados experimentais, foi analisado o transitório de degrau de carga bem como o sinal da corrente compensada. A corrente de entrada, em decorrência da presença de cargas não-lineares, apresenta uma forma distorcida, com uma TDH de 27,2% (Figura 81), conforme apresenta a Figura 82.

Um degrau de aumento de carga foi aplicado com o objetivo de analisar o comportamento transitório dos controladores. A Figura 89 apresenta o transitório da tensão no barramento CC utilizando o PI linear. Após a perturbação, a tensão volta ao seu valor de referência em aproximadamente 400ms além de apresentar um afundamento de quase 80V e um sobressinal de 25V.

Utilizando o PIDNLCG, após a mesma perturbação de degrau de tensão aplicada anteriormente, o transitório de tensão se estabelece junto a referência em aproximadamente

350ms, conforme apresenta a Figura 90. Utilizando apoio de ferramentas computacionais, comparando a resposta transitória da Figura 89 com a da Figura 90, observa-se uma pequena diminuição de 5V no afundamento da tensão no momento do degrau de carga.

Os resultados experimentais se assemelham com os resultados de simulação e, além na diminuição do sobressinal da tensão obteve-se um assentamento 50ms mais rápido utilizando o PIDNLCG.

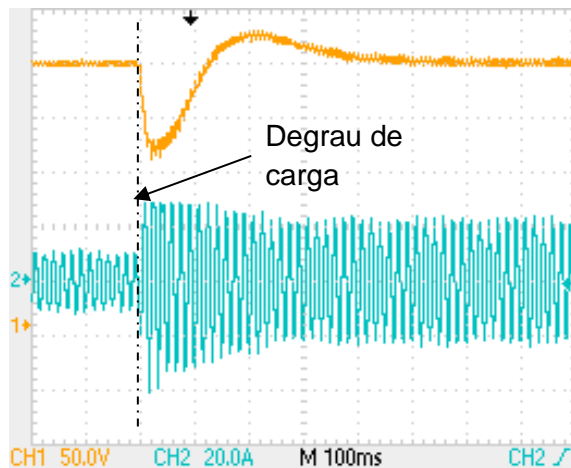


Figura 89 – Controle de Tensão no barramento CC para um degrau de carga (PI linear)
Fonte: Autoria própria

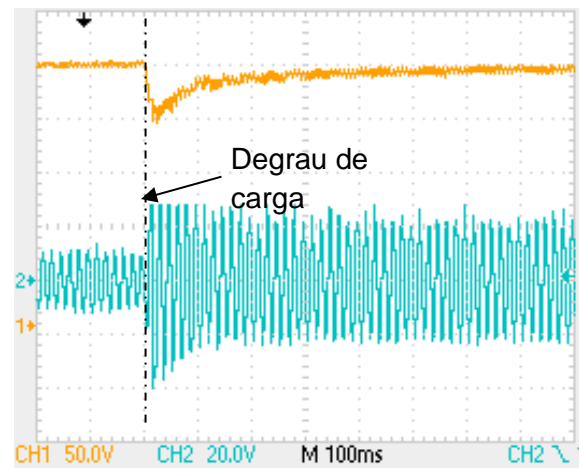


Figura 90 – Controle de Tensão no barramento CC para um degrau de carga (PI-PIDNLCG)
Fonte: Autoria própria

A Figura 91 apresenta a TDH medida na corrente compensada utilizando o PI linear no controle da tensão no barramento CC. Já a Figura 92 apresenta a TDH do mesmo sinal anteriormente citado. Observa-se que a TDH é praticamente a mesma, portanto o PIDNLCG aplicado à malha de tensão não altera na qualidade da corrente compensada. Nos resultados experimentais para este controlador, as respostas utilizando o PIDNLCG obtiveram melhor desempenho quando comparado ao PI linear.

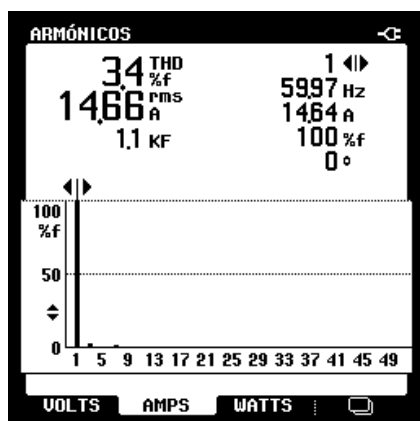


Figura 91 – Verificação da TDH da corrente compensada com controle PI convencional no barramento CC
Fonte: Autoria própria

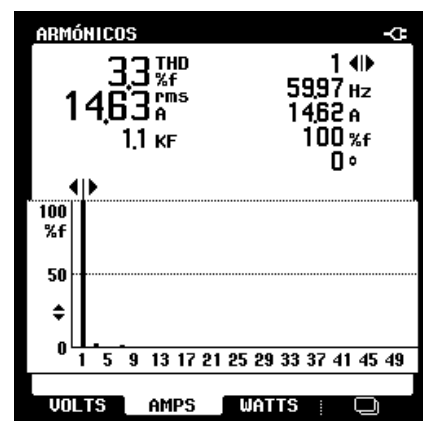


Figura 92 – Verificação da TDH da corrente compensada com controle PI adaptativo no barramento CC
Fonte: Autoria própria

Com base nesses resultados, observa-se uma pequena melhora no desempenho do controle da malha de tensão, justificando a utilização do PIDNLCG nessa malha do FAPP.

7.4 CONCLUSÃO

Esse capítulo apresentou os resultados experimentais para as malhas de controle presentes no FAPP monofásico. Os resultados experimentais validam os resultados de simulação, apresentando novamente melhor desempenho quando utilizando o PIDNLCG.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou uma proposta de PID não linear adaptativo utilizando curvas gaussianas em função do erro do sistema, cuja estratégia foi intitulada PIDNLCG.

Foi apresentado o filtro ativo de potência paralelo de topologia *full-bridge*, bem como a estratégia de controle utilizada para o mesmo, que no caso foi o método SRF para a geração da componente de referência para compensação da corrente. O filtro possui três malha de controle: malha de controle do PLL, malha de controle da corrente de compensação e malha de controle da tensão no barramento CC.

Para o PLL, foi utilizado um algoritmo DSOGI-pPLL que foi adaptado para sistemas monofásicos, baseado na teoria da potência ativa instantânea trifásica junto com um extrator de sequência positiva utilizando o integrador generalizado de segunda ordem duplo, atenuando dessa forma, os distúrbios de tensão, proporcionando a obtenção da referência de ângulo de fase e frequência com melhor qualidade.

Desenvolveram-se os projetos dos controladores lineares para as três malha de controle presentes no FAPP monofásico, utilizando critérios de desempenho do sistema bem determinados, com o objetivo de obter o controlador com o melhor desempenho. Essa característica é importante para comprovar que realmente os ganhos do controlador PIDNLCG oferecerão melhor desempenho quando comparados ao PI linear, além de servir como referência do mesmo.

A escolha da curva Gaussiana deve-se ao fato da mesma não apresentar pontos de descontinuidade em sua função característica. A curva Gaussiana serve como parâmetro dos ganhos do integrador, já a Gaussiana invertida como parâmetro de ganhos proporcional.

Os critérios para determinação dos parâmetros do controlador PIDNLCG levaram em consideração as variáveis que modificavam as características básicas da curva Gaussiana, como ponto de máximo, concavidade e valor de paralelismo com o eixo das abscissas.

A forma de quantificar o desempenho de cada variação de parâmetros adotada levou em consideração o critério do tempo de acomodação da resposta transitória por meio da curva envoltória que ela representa, dada por uma função exponencial.

O tempo de acomodação da resposta transitória foi o critério de quantificação do desempenho do sistema. Foram traçadas curvas representam o comportamento do tempo de acomodação em função da variação de cada parâmetro, com o objetivo de obter os melhores

parâmetros das curvas de ganho. A forma como esses ganhos devem ser aplicado no sistema também foi apresentada.

Simulações foram desenvolvidas para cada malha de controle presente no FAPP monofásico. Cada malha foi testada separadamente utilizando os ganhos e seus respectivos parâmetros mencionados no Capítulo 4 e Capítulo 5.

Analisando a malha de controle do DSOGI-pPLL, os resultados comprovam que o PIDNLCG obteve melhor desempenho para todos os distúrbios testados, exceto no degrau de frequência. Na malha de controle da corrente, o PIDNLCG apresentou novamente melhor desempenho em relação ao PI linear, atenuando a taxa de distorção harmônica.

Para a malha de controle do barramento CC, o PIDNLCG também obteve melhor desempenho, apresentando um afundamento de tensão menor, além de não apresentar sobressinal.

Com o objetivo de validar os resultados de simulação, o método proposto foi implementado via DSP. Os resultados experimentais tiveram os mesmos resultados obtidos na simulação, com exceção da malha de controle de corrente, que obteve o mesmo resultado.

8.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Para trabalhos futuros, propõe-se investigar a estratégia de forma a estabelecer uma metodologia que leve em consideração plantas com maior sensibilidade ao ajuste dos ganhos e o desempenho da proposta apresentada em controladores do tipo PID. Uma forma adaptada de filtro *anti-windup* para o ganho integral também é sugerida.

Uma forma é explorar o uso de algoritmos genéticos para a busca dos parâmetros ótimos. Esse algoritmo realiza uma varredura de todos os parâmetros que lhe forem instruídos e a cada interação vão sendo atualizados os melhores resultados. Ao final, o resultado deverá apresentar a melhor escolha dentro do universo de possibilidades.

9 ARTIGOS PUBLICADOS RELACIONADOS

Durante o desenvolvimento do trabalho, os seguintes artigos foram publicados:

SANTOS, L. A.; KASTER, M. S.; SILVA, S. A. O. Applying A nonlinear pi in a single phase PLL control. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES 2012), 2012. **Proceedings...** Bengaluru: IEEE, 2012. p. 1-4.

SANTOS, L.A; SILVA, S.A.O.; BACON, V.D. Algoritmo PLL Monofásico Usando o Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo. In: IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON 2012), 10., 2012. **Proceedings...** Fortaleza: IEEE, 2012.

REFERÊNCIAS

AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2007.

AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **Industry Applications, IEEE Transactions on.**, v. IA-20, n. 3, p. 625 – 630, may/june 1984.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: Ed. do autor, 2006.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital control in power electronics**. 1. ed.: Morgan & Claypool Publishers, 2006

CAMPANHOL, L. B. G. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro fios**. 2012. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio. 2012.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **CEI/IEC 61000-2-2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems**. 1st. ed. Geneva: IEC, 2005.

CLARKE, E. **Circuit and analysis of A-C power systems: symmetrical and related components**. New York: J. Wiley & Sons, 1943. v. 1.

CONGYING, L. et al. Anti-windup nonlinear PID controller design and its application to winged missile control system. In: CHINESE CONTROL CONFERENCE, 27., 2008. Kunming, Yunnan, China. **Proceedings...** Kunming, Yunnan, China: [s.n.], 2008. p. 377-379.

COSTA JR., D. R.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M. Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing Circuit – PLL Circuit. In: IEEE INTERNACIONAL SYMPOSIUM OF INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2003. **Proceedings...** Rio de Janeiro: IEEE, 2003.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001.

EGAN, W. **Phase-Lock Basics**. 2. ed.: [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2008.

EVANS, W. R. Control System Synthesis by Root Locus Method. **American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the**, v. 69, n. 1, Jan 1950.

FACCIN, F. **Abordagem inovadora no projeto de controladores PID**. 2004. 66 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Química) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre: 2004.

FENG, M. et al. Design and implementation of a medical robot for celiac minimally invasive surgery. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS AND BIOMIMETICS, 2010. **Proceedings...** Tianjin: ROBIO, 2010. p. 47-52.

FRANKLIN, G. F. **Digital control of dynamic systems**. 3. ed. Half Monn Cay: Ellis-Kagle, 2006.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback control of dynamic systems**. 6th ed. New York: Pearson, 2010.

FREIJEDO, F. D. et al. A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filters. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 8, p. 2829-2840, ago. 2009.

HEMERLY, Elder Moreira. **Controle por computador de sistemas dinâmicos**. 2. ed. São Paulo: E. Blücher, 2000.

KASTER, M. et al. Análise do uso de controle PID não linear aplicado a conversor Buck. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA DE DINÂMICA, CONTROLE E APLICAÇÕES, 10., 2011. **Anais...** Águas de Lindóia: DINCON, 2011.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Pleasant Ridge, v. 33, n. 1, p. 58-63, jan./feb. 1997.

KIM, J.-S.; JEON, H.-W.; JUNG, S. Hardware implementation of nonlinear PID controller with FPGA based on floating point operation for 6-DOF manipulator robot arm. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL, AUTOMATION AND SYSTEMS, 2007. **Proceedings...** Seoul: ICCAS, 2007. p. 1066-1071.

KIM, J.-S.; JEON, J.; HEO, H. Design of adaptive PID for pitch control of large wind turbine generator. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENVIRONMENT AND ELECTRICAL ENGINEERING, 10., 2011. **Proceedings...** Rome: IEEE, 2011. p. 1-4.

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico e digital**. 2003. 173 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2003.

LYON, W. V. **Application of the method of symmetrical components**. New York: McGraw-Hill, 1937.

MODESTO, R. A. **Método de compensação ativa de potência aplicado a um filtro ativo paralelo monofásico**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina. Londrina: 2007.

NISE, N. S. **Engenharia de sistemas de controle**. 6. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

NUELLA, I.; CHENG, C.; CHIU, M.-S. Adaptive PID controller design for nonlinear systems. **Industrial & Engineering Chemistry Research**, v. 48, n. 10, p. 4877-4883, apr. 2009.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000.

PÁDUA, M. S. D. **Técnicas digitais para sincronização com a rede elétrica com aplicação em geração distribuída**. 2006. 165 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Unicamp. Campinas. 2006.

PENG, K. et al. Friction and nonlinearity compensation in hard disk drive servo systems using robust composite nonlinear feedback control. In: ASIAN CONTROL CONFERENCE, 5., 2004. **Proceedings...** Singapore, 2004. p. 58-63.

RODRIGUEZ, P. et al. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 37., 2006. **Proceedings...** Jeju: PESC, 2006. p. 1-7.

RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. **IEEE Transactions on power electronics**, Aalborg East, Denmark, v. 22, n. 2, p. 584-592, mar. 2007.

ROMANO, V. F. **Robótica industrial**: aplicação na indústria de manufatura e de processos. 1. ed. São Paulo: E. Blücher, 2002.

ROSSETO, L.; TENTI, P.; ZUCCATO, A. Electromagnetic compatibility of industrial equipment. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 4., 1997. **Anais...** Belo Horizonte: COBEP, 1997. p. 3-13.

SANTOS, L. A.; SILVA, S. A. O.; BACON, V. D. Algoritmo PLL monofásico usando o integrador generalizado de segunda ordem duplo. In: IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 10., 2012. **Proceedings...** Fortaleza: INDUSCON, 2012.

SIGHIERI, L.; NISHINARI, A. **Controle automático de processos industriais**: instrumentação. 2. ed. São Paulo: E. Blücher, 1973.

SILVA, S. A. O. **Sistemas de energia ininterrupta line interactivetrifásicos com compensação ativa de potência série e paralela**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.

SILVA, S. A. O. et al. A three-phase line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Pleasant Ridge, v. 38, n. 6, p. 1581-1590, nov./dec. 2002.

SILVA, S. A. O.; COELHO, E. A. A. Analysis and design of a three-phase PLL structure for utility connected systems under distorted utility conditions. In: IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONGRESS, 9. **Proceedings...** Florianópolis: INDUSCON, 2004. p. 218- 223.

SILVA, S. A. O.; NOVOCHADLO, R.; MODESTO, R. A. Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2008. **Proceedings...** Rhodes: PESC, 2008. p. 4706-4711.

SILVEIRA, P. R.; SANTOS, W. E.. **Automação e controle discreto**. 4. ed. São Paulo: Érica, 2002.

SLACK, N.; CHAMBERS, S.; JOHNSTON, R. **Administração da produção**. 3. ed. São Paulo: Atlas, 2009.

STASZEWSKI, R. B. et al. All-digital PLL and transmitter for mobile phones. **IEEE Journal Of Solid-State Circuits**, Corvallis, v. 40, n. 12, dec. 2005. p. 2469- 2482.

ZHAO, G. et al. Research on nonlinear PID position controller of CNC system. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON AUTOMATION AND LOGISTICS, 2007. **Proceedings...** Jinan, China: IEEE, 2007. p. 2446-2450.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. **Transactions of the A.S.M.E.**, Rochester, N.Y., v. 64, n. 11, p. 759-765, nov. 1942.