

PROJETO E SIMULAÇÃO DE UM PI^λ FRACIONÁRIO PARA FILTRO ATIVO PARALELO

JOÃO PEDRO C. OLIVEIRA*, EDSON A. BATISTA*, RUBEN B. GODOY, CRISTIANO Q. ANDREA*

**Laboratório de Sistema Embarcados - LABSEM
Laboratório de Inteligência Artificial, Eletrônica de Potência e Eletrônica Digital – BATLAB
Faculdade de Engenharias, Arquitetura Urbanismo e Geografia –FAENG
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul - UFMS
Campo Grande, MS, 79070-900 Brasil*

E-mails: jpcazeiro@gmail.com, edson.batista@ufms.br,
ruben.ufms@gmail.com, quevedo_unesp@yahoo.com.br

Abstract— This paper presents the design and simulation of a fractional proportional-integral controller (PI^λ) to act on the suppression of harmonic currents and compensation of reactive by a parallel active filter (PAF). The tuning of the proposed controller was performed using Artificial Intelligence, specifically with a technique called Differential Evolution (DE). At first, considering the implementation difficulties, results were achieved based on simulations with MATLAB/Simulink. Load steps were simulated and high levels of harmonic distortion were addressed to the demanded current. The achieved results proved satisfactory performance for the proposed controllers.

Keywords— PI^λ , Fractional Controller, Proportional-Integral, Fractional Calculus, Active Filter

Resumo— Este artigo apresenta o projeto e simulação de um controlador proporcional-integral fracionário (PI^λ) para atuação na supressão de correntes harmônicas e compensação de reativos usando um Filtro Ativo Paralelo (FAP). A sintonia do controlador proposto foi realizada com o auxílio de Inteligência Artificial, mais especificamente de uma técnica denominada Evolução Diferencial (ED). Neste primeiro momento, considerando as dificuldades de implementação, os resultados foram obtidos através de simulações em ambiente MATLAB/Simulink. Foram simuladas situações de degraus de carga e elevados índices de distorção harmônica foram considerados nas correntes demandadas. Os resultados alcançados comprovaram desempenho satisfatório dos controladores propostos.

Palavras-chave— PI^λ , Controlador Fracionário, Proporcional Integral, Calculo Fracionário, Filtro Ativo.

1 Introdução

Nos últimos anos, os controladores fracionários têm chamando a atenção dos pesquisadores em virtude de suas boas respostas dinâmicas em sistemas de automação complexos. A representatividade dos controladores fracionários é baseada no grau estabelecido para o integrador (I) e para o derivador (D), ou seja, $PI^\lambda D^\mu$, sendo λ e μ as respectivas ordens supramencionadas. Em trabalhos correlatos (Praboo, 2013) afirma-se que os controladores fracionários são generalizações dos convencionais, pois eles permitem encontrar compensadores refinados para um determinado sistema.

Na literatura científica os $PI^\lambda D^\mu$ podem ser encontrados em várias aplicações, como por exemplo, controle de velocidade de um motor CC (Praboo, 2013), controle de um conversor Boost (Tehrani, 2009), controle automático de um canal hidráulico (Feliu-Batlle, 2009), controle de posição de servomecanismo (Chunna Zhao, 2008) e aplicações em filtros ativos de potência (Ismail, 2015).

De um modo geral, o $PI^\lambda D^\mu$ possibilita não só o ajuste dos ganhos já presentes nos controladores convencionais, mas também os ajustes nas ordens das parcelas integral e derivativa. Assim como os ganhos, este ajuste nas ordens contribui para aumentar ou diminuir a ação destas parcelas do controlador.

Apesar da ampla aplicação de controladores clássicos, alguns trabalhos mostram que seus desempenhos podem não ser satisfatórios (Fenili, 2007). Fenili (Fenili, 2007), implementa um controlador com filtro no seu trabalho, ganhando um polo a mais que o convencional, e subsequentemente passa a ter desempenho melhorado, eliminando componentes de alta frequência impostas pela frequência de comutação.

Atualmente os controladores fracionários já podem ser aplicados na forma analógica ou digital. Entretanto, para que isso seja possível é necessário transformar sua função de transferência irracional em uma função racional, isto é, convertê-la em uma função de ordem inteira através de métodos de aproximação (Oustaloup, 2000). Para realizações analógicas, os controladores fracionários tornam-se complexos, pois as funções aproximadas geralmente possuem ordens elevadas e resultam em circuitos com muitos componentes. Por outro lado, para aplicações digitais, torna-se relativamente mais atrativa, visto que as equações de diferença podem ser implementadas mesmo em ordens elevadas. Porém, no caso das aplicações digitais, é válido mencionar a necessidade de maior capacidade de processamento dependendo do número de amostras que serão consideradas durante os cálculos.

Existem diferentes métodos para a sintonia de controladores fracionários. Geralmente são utilizados métodos numéricos ou técnicas de Inteligência Artificial. Biswas et al (Biswas, 2009) apresenta o uso da Evolução Diferencial para sintonia do $PI^\lambda D^\mu$.

E Liguio Qu et al (Liguio Qu, 2009) apresenta a sintonia para $PI^{\lambda}D^{\mu}$ utilizando otimização por enxame de partículas.

O presente artigo tem por objetivo apresentar uma proposta de função custo para o algoritmo Evolução Diferencial para sintonia de controladores PI^{λ} . Além do mais, apresenta dois exemplos de atuação de compensadores PI^{λ} no sistema de controle de um Filtro Ativo de Potência (FAP) para comprovar a proposta da função custo. Os resultados de simulação foram obtidos utilizando o *software* MATLAB/Simulink. Visando concentrar as informações deste artigo no projeto e desempenho do controlador, omitiu-se a descrição e dimensionamento criterioso dos elementos de potência que compõem o FAP (planta na qual o controlador atua). Sendo assim, a seção 2 apresenta uma breve descrição do sistema. Na sequência, é apresentado o projeto de sintonia do controlador. Os resultados obtidos e a discussão de desempenho dos controladores estão apresentados na seção 4. Finalmente, as conclusões e trabalhos futuros são mencionados na seção 5.

2 Visão Geral do Sistema

Na Figura 1 representa-se de forma genérica o sistema que serviu como planta para validação da compensação proposta. As cargas não-lineares foram alimentadas a partir de um sistema elétrico com características apresentadas na Tabela 1.

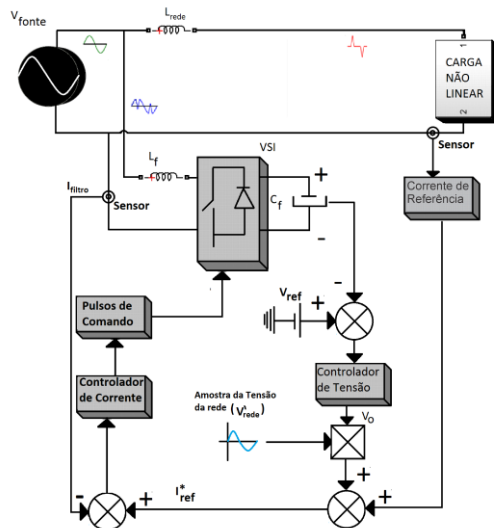


Figura 1. Visão Geral do Sistema.

Tabela 1. Sistema Elétrico.

Especificações	Valores
Tensão de Pico da Fonte	311 V
Frequência da Fonte	60 Hz
Indutância de Linha	100 μH

Os principais parâmetros de projeto adotados para o dimensionamento do FAP estão resumidos na Tabela 2. Tais critérios foram baseados em metodologia comprovada pela literatura (Souza, 2000).

Tabela 2. Especificações do FAP.

Especificações	Valores
Indutor de acoplamento (L_f)	794 μH (Cenário 1) 608 μH (Cenário 2)
Capacitor do Inversor (C_f)	1,0mF (Cenário 1) 18,8mF (Cenário 2)
Tensão Barramento CC	400 V (cenário 1) 420 V (cenário 2)
Ripple da Corrente em L_f	10%
Ripple da Tensão em C_f	10%
Ganho sensor corrente	1,0
Ganho Sensor de Tensão	10,4.10 ⁻³

A corrente de referência inserida no sistema de controle do Filtro Ativo foi obtida pela Teoria de Potência Conservativa (TCP) (Arbex, 2011), para compensação de componentes harmônicos e reativos. Esta teoria permite distinguir distúrbios a ser compensada pelo FAP. Desta forma, a corrente de referência foi determinada pela diferença entre a corrente total (drenada pela carga) com a corrente ativa (condutância equivalente pela TCP). O resultado deste cálculo determina a corrente de referência, isto é, a componente reativa somada com a residual.

3 Sintonia do Controlador PI^{λ}

Esta seção tem como propósito de mostrar o método de sintonia para o controlador Proporcional-Integral fracionário (PI^{λ}). A função de transferência para este modelo de controlador é apresentada na equação (1), sendo que K_p e K_i correspondem, respectivamente, aos ganhos proporcional e integral, e λ representa a ordem da ação integral.

$$G_{Frac}(s) = K_p + \frac{K_i}{s^{\lambda}}, \text{ tal que } \lambda > 0 \quad (1)$$

Conforme descrito na introdução, a sintonia do controlador foi realizada utilizando o algoritmo evolutivo denominado ED. Uma melhor descrição deste algoritmo é apresentada na seção 3.1. Na seção 3.2 descreve a proposta para a função custo da ED para sintonia do controlador proporcional integral de ordem não inteira.

Considerando que a sintonia ocorre no domínio contínuo “s”, com vistas à implementação digital o controlador deve ser representado no domínio “z”. Não foi realizado nenhum estudo comparativo entre métodos de discretização. Adotou-se o método Tustin, conforme a equação (2), com taxa de amostragem de 200kHz. Ressalta-se que não foi considerado no projeto do controlador o efeito do retentor de ordem zero sobre a planta do sistema bem como o atraso de transporte que representa o tempo que o processador digital gasta entre o sinal amostrado e a ação do modulador PWM (Pulse Width Modulation)

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

3.1 Evolução Diferencial

A primeira publicação da ED foi apresentada por Stone e Price em 1997 (Storn, 1997). Embora seja uma metaheurística simples de implementação, esta possui eficiência para otimização contínua. O algoritmo da Evolução diferencial inicializa criando uma população aleatória com N vetores (estes descrevem as características de cada indivíduo) disseminados em um espaço de busca. Assim, a população irá sofrer modificação a cada iteração do algoritmo pelos operadores da ED, sejam, seleção, mutação e cruzamento. É importante que a *função custo* da ED seja robusta (descrevendo bem as condições de projeto), pois esta irá direcioná-la na busca de uma otimização do problema imposto. A Figura 2 apresenta o Fluxograma genérico da ED.

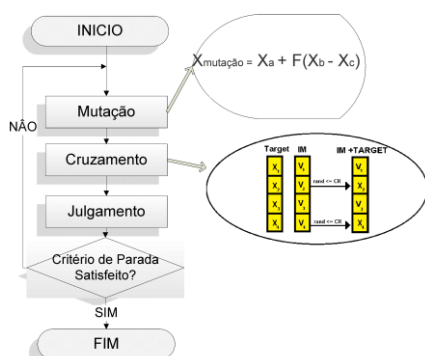


Figura 2. Fluxograma da Evolução Diferencial.

O vetor que descreve cada indivíduo apresenta três variáveis desconhecidas conforme equação (3). Sendo estas as características do controlador PI^λ

$$\vec{X}_{j,G} = (K_p, K_i, \lambda) \quad (3)$$

3.2 Função Custo

Para a formulação da função objetivo faz-se necessário atender requisitos específicos tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo. As regras no domínio da frequência são estabelecidas a partir de dados fornecidos pelo diagrama de Bode, sendo, Faixa de Frequência de Cruzamento (FFC), Faixa do Ganho na Frequência de Cruzamento (FGFC) e Faixa de Margem de Fase (FMF). No domínio do tempo também foram estabelecidas regras que interferem na função custo de cada solução ou indivíduo. O conjunto de requisitos no tempo são, Faixa do Percentual de Ultrapassagem (FPO), Faixa do Tempo de Assentamento (FTA), Verificador de *Undershoot* (VU) e Faixa do Expoente (FE). Com base nos requisitos do domínio do tempo e frequência, os indivíduos são previamente enquadrados em diferentes categorias $C1$ à $C4$ na frequência e $T1$ à $T4$ no tempo.

Para determinar os valores das variáveis mencionadas no parágrafo anterior é necessário ressaltar dois pontos importantes. O primeiro, no domínio da frequência, o sistema (já com o controlador) é analisado

em malha aberta no diagrama de Bode. O segundo, no domínio do tempo, o sistema controlado é analisado em malha fechada com um degrau unitário aplicado na entrada. Observando as categorias (tempo e frequência), todas possuem uma faixa de valores que classificam os indivíduos da população da ED, por exemplo, para que um indivíduo “x” pertence a categoria $C1$ (ou até mesmo em $T1$) os valores obtidos nas análises precisam respeitar as faixa de valores de cada regra que formam a categoria (colunas das tabelas). Ressalta-se que as classificações em cada domínio são independentes um do outro, isto é, um indivíduo pode ser classificado em $C1$ no domínio da frequência e $T4$ no domínio do tempo ou vice-versa.

As tabelas 3 e 4 retratam as faixas de valores para o encaixe em cada categoria. As categorias $C1$ e $T1$ são as mais rigorosas, ou seja, recebem os melhores indivíduos de seus domínios. Já a categoria $C4$ e $T4$ recebe os indivíduos que não se ajustaram a nenhuma das outras categorias presente nas tabelas, ou seja, os piores indivíduos (o valor da parcela de custo destes indivíduos é de 5000).

Tabela 3. Tabela de Regras no Domínio da Frequência.

Requisito	$C1$	$C2$	$C3$
FGFC	-1dB a 1dB	-2dB a 2dB	-5dB a 5dB
FFC(kHz)	2,9 a 3,1	2,8 a 3,2	2,7 a 3,3
FMF	50° a 179°	50° a 179°	50° a 179°
Custo 1	0	30	1000

Os valores pré-estabelecidos de cada parcela da função custo, não possui um cálculo específico ou qualquer outra forma paramétrica. Assim, o custo final para cada indivíduo é definido pela soma das parcelas *Custo 1* e *Custo 2*, presentes nas Tabelas 3 e 4.

Tabela 4. Tabela de Regras no Domínio do Tempo.

Requisito	$T1$	$T2$	$T3$
FPO	0% a 2%	0 a 5%	0 a 10%
VU	0 ou 1	0 ou 1	0 ou 1
FTA	0% a 2%	0% a 5%	0% a 10%
FE	$0 < \lambda < 1$	$0 < \lambda < 1$	$0 < \lambda < 1$
Custo 2	0	50	1500

3.3 Aproximação de Oustaloup

Os métodos de aproximação permitem transformar uma função irracional em uma função racional, também chamada de função generalizada aproximada. Segundo J. Baranowski (J. Baranowski, 2015), atualmente há vários métodos de aproximação, dentre estes, Expansões por Séries de Taylor Truncadas, Expansão por Séries de Potência, Expansão em Frações Contínuas, Aproximação de Oustaloup etc. Muitos sistemas físicos reais podem ser melhor representados por funções de transferência fracionárias (Praboo, 2013), porém, tornam-se complexas ao serem aplicadas na prática.

O método de Oustaloup foi utilizado neste trabalho para realizar a aproximação necessária do contro-

lador sintonizado. O método de aproximação de Oustaloup (A. Oustaloup, 1999) pode ser representado por uma função de transferência racional, conforme equação (4). As equações (5), (6) e (7) são parte da equação (4). W_b e W_h são as faixas de frequência de aproximação. N está relacionado à ordem da equação de aproximação ($2N+1$).

$$S^r = k \prod_{k=-N}^N \frac{(s + w'k)}{(s + wk)} \quad (4)$$

$$w'k = wb * \left(\frac{wh}{wb} \right)^{\frac{((K+N+1)/2) * (1-r)}{(2N+1)}} \text{ rads / s;} \quad (5)$$

$$wk = wb * \left(\frac{wh}{wb} \right)^{\frac{((K+N+1)/2) * (1+r)}{(2N+1)}} \text{ rads / s;} \quad (6)$$

$$k = wh^r; \quad (7)$$

3.4 Controladores Fracionários

Para a sintonia dos controladores foram utilizados dois cenários diferentes. No cenário 1 utilizou-se como carga não linear (conectada à rede elétrica) um retificador monofásico de onda completa com carga RL, 3,0kVA, sendo $R=14\Omega$ e $L=100\text{mH}$. Para o cenário 2 utilizou-se como carga não linear também um retificador monofásico de onda completa, 8,7kVA, com carga RC, sendo $R=18\Omega$ e $C=5\text{mF}$.

Na Figura 3 apresenta-se o diagrama de blocos do sistema de controle do FAP. A malha externa é responsável por manter constante a tensão no barramento CC do inversor. Esta é uma malha lenta. A malha interna, tem o objetivo de compensar as harmônicas e reativos presente do sistema.

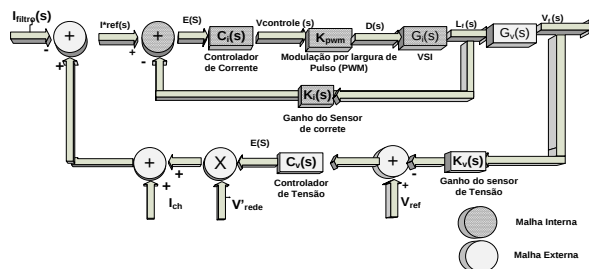


Figura 3. Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do FAP.

Nas Tabelas 5 e 6 estão as equações dos controladores fracionários (malha de tensão e malha de corrente) sintonizados pela ED para os Casos 1 e 2, respectivamente. Nas mesmas tabelas são apresentadas as aproximações para a ordem inteira dos compensadores.

Tabela 5. Compensadores para o cenário 1.

Cenário 1	Compensador	Aproximação
Corrente	$C(s) = \frac{0,279s^{0,912} + 0,230}{s^{0,912}}$	$C(s) = \frac{0,524(s+3,248)(s+3,313)}{(s+3,313)(s+0,302)}$
Tensão	$C(s) = \frac{3,064s^{0,927} + 4,446}{s^{0,927}}$	$C(s) = \frac{3,126(s+1,436)(s+71,510)}{(s+71,510)(s+0,140)}$

Tabela 6. Compensadores para o cenário 2

Cenário 2	Compensador	Aproximação
Corrente	$C(s) = \frac{10,668s^{0,728} + 19,478}{s^{0,728}}$	$C(s) = \frac{11,350(s+1,749)(s+28,55)}{(s+28,550)(s+0,035)}$
Tensão	$C(s) = \frac{7,524s^{0,414} + 13,550}{s^{0,414}}$	$C(s) = \frac{9,540(s+1,538)(s+6,721)}{(s+6,721)(s+0,149)}$

4 Resultados

Na Figura 4 observa-se a corrente logo após ser acionado o sistema de compensação. Já na Figura 5, após o sistema estar sendo compensado em carga plena, reduz-se abruptamente a carga em 50% do seu valor nominal. Na figura 5c é possível visualizar a corrente de compensação do filtro ativo seguir a corrente de referência calculada. Na Figura 6a demonstra-se a situação em que houve transição de carga plena para meia carga (2), retorno para carga nominal (3) e remoção completa de carga (4). Em todas estas situações o sistema permaneceu estável e com tempos de assentamento aceitáveis, comprovando o bom desempenho do compensador de corrente. Nas Figuras 6b e 6c é possível observar as oscilações de tensão no barramento CC. Fica evidente que o compensador de tensão garantiu a estabilidade da tensão CC tanto nos transitórios de carga quanto em regime permanente. A figura 7a ilustrado as componentes harmônicas presente na corrente da carga do cenário 1. Na figura 7b pode ser notado que as componentes harmônicas são minimizadas, embora haja ainda pequenas parcelas de terceira, quinta e sétima harmônica, pode-se afirmar que o controlador fracionário apresentou boa eficiência na supressão destas componentes presente na corrente da carga, a THD obtida por este controlador foi 7.39 %.

A Tabela 7 resume bem a melhoria sentida pelo sistema com a compensação. Os valores de Fator de Potência (FP) e Taxa de Distorção Harmônica provam que o controlador de corrente atuou de forma efetiva para compensar a corrente distorcida.

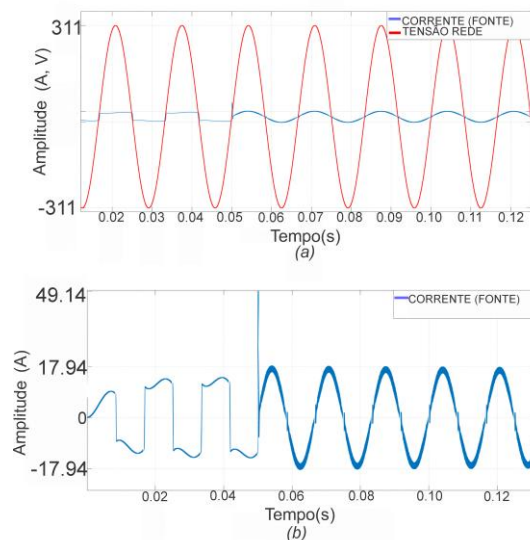


Figura 4. Cenário 1: (a) Corrente drenada (sem e com compensação do FAP) e tensão da rede. (b) Vista aproximada da corrente drenada (sem e com compensação do FAP) da fonte.

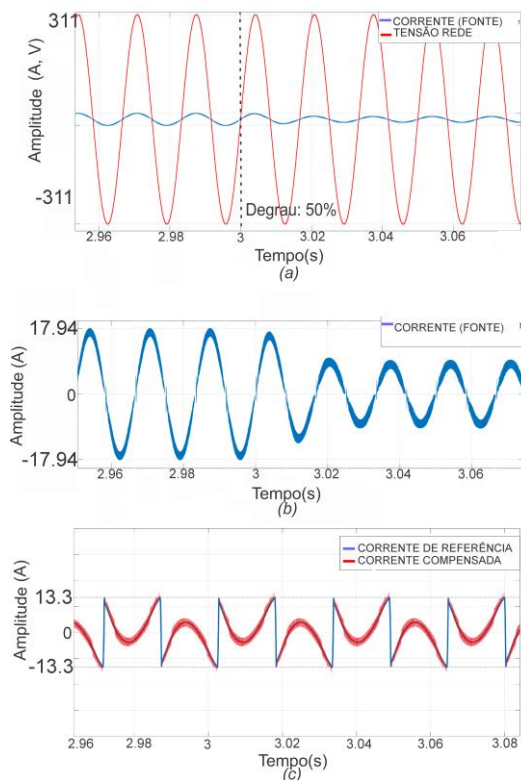


Figura 5. Cenário 1: (a) Corrente drenada da fonte durante transitório de carga (redução de carga nominal para meia carga). (b) Vista aproximada da corrente drenada da fonte durante transitório. (c) Corrente de Referência (azul) e a corrente de compensação (vermelha) do FAP.

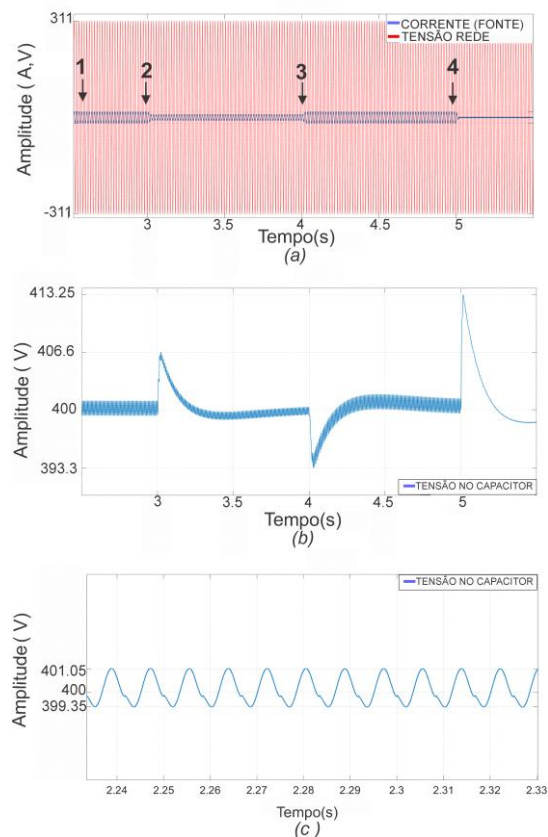


Figura 6. Cenário 1: (a) Transitório da corrente para transitórios subsequentes de carga (b) Comportamento da tensão no barramento CC durante transitórios de carga (c) Tensão no barramento CC em condição de regime permanente.

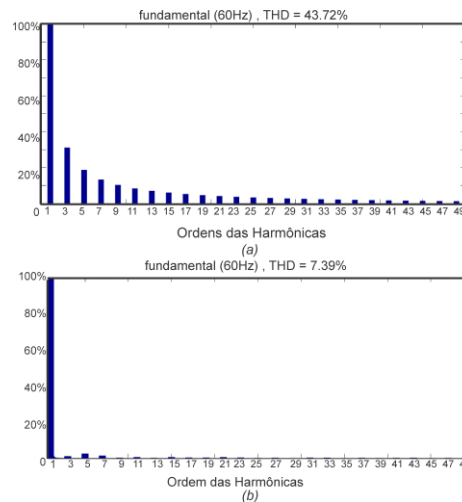


Figura 7. Cenário 1: (a) Espectro Harmônico da Corrente da Fonte sem compensação. (b) com compensação

Tabela 7. Cenário 1: Comparação de potências demandadas e índices de qualidade (antes e após compensação).

Especificações	Sem comp.	Com comp.
Potência Aparente	3071 VA	2785 VA
Potência de Distorção	1286,0 VAR	226,4 VAR
Potência Ativa	2789 W	2775 W
Fator de Potência	0,9082	0,9967
Taxa Distorção Harmônica	43,72%	7,39%

Para o cenário 2, as correntes solicitadas pelo retificador são ainda mais distorcidas. O filtro capacitivo impõe a presença de correntes com elevado fator de crista (Figura 8). Todavia, após o início da compensação, a corrente é corrigida apresentando um excelente fator de forma. Na Figura 8 pode-se observar o comportamento transitório da corrente após redução da carga para 50% do seu valor nominal. A figura 10a é possível observar as componentes harmônicas presente na corrente da carga no cenário 2. Porém, após iniciar a compensação, pode ser notado na figura 10b boa parte das componentes harmônicas e reativa são compensadas pelo FAP, com esses dados fica evidente a eficiência do controlador fracionário, a THD obtida por este controlador foi 4.33 %. Na Figura 9a a situação de redução de carga (2) é acompanhada de um degrau para retorno a carga nominal (3) e posteriormente a remoção completa da carga (4). Em todas as situações de transitórios de carga os compensadores atuaram de forma rápida e eficiente mostrando que o projeto do compensador fracionário foi satisfatório. Na figura 9c é possível observar a corrente de compensação do Filtro Ativo seguir a corrente de referência, demonstrando o bom funcionamento do controlador. Nas Figuras 11b e 11c fica evidente o bom desempenho do controlador de tensão. A compensação foi efetiva tanto nos momentos transitórios de carga quanto em regime permanente (carga plena).

Nas Figuras 11b e 11c fica evidente o bom desempenho do controlador de tensão. A compensação foi efetiva tanto nos momentos transitórios de carga quanto em regime permanente (carga plena).

Nas Figuras 11b e 11c fica evidente o bom desempenho do controlador de tensão. A compensação foi efetiva tanto nos momentos transitórios de carga quanto em regime permanente (carga plena).

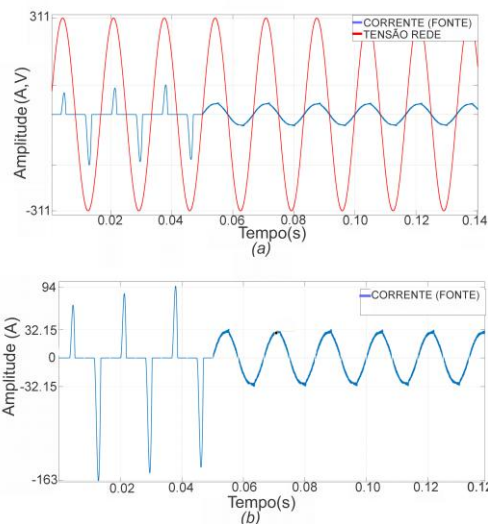


Figura 8. Cenário 2: (a) Corrente drenada (sem e com compensação do FAP) e tensão da rede. (b) Vista aproximada da corrente drenada (sem e com compensação do FAP) da fonte.

Tabela 8. Cenário 2: Comparação de potências demandadas e índices de qualidade (antes e após compensação).

Especificações	Sem comp.	Com comp.
Potência Aparente	8786 VA	5139 VA
Potência de Distorção	7129 VAR	249 VAR
Potência Ativa	5134 W	5133 W
Fator de Potência	0,5844	0,999
Taxa Distorção Harmônica	137,2%	4,33%

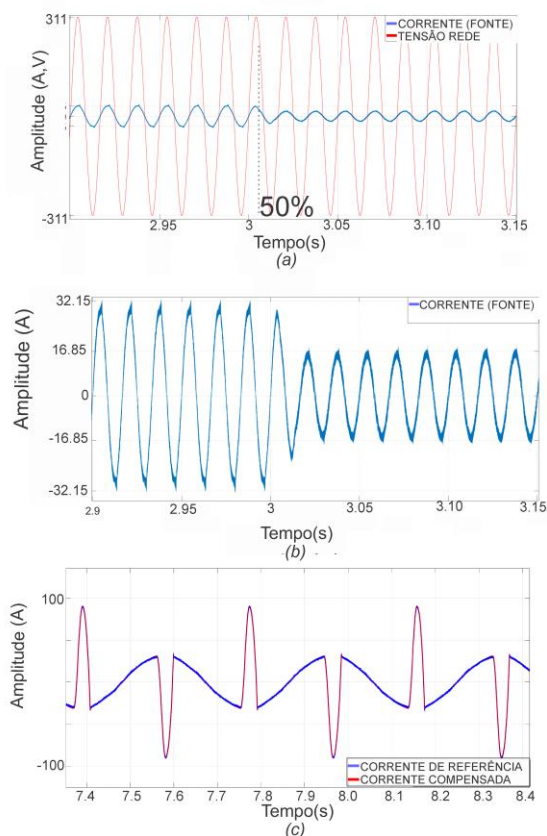


Figura 9. Cenário 2: (a) Corrente drenada da fonte durante transitório de carga (redução de carga nominal para meia carga). (b) Vista aproximada da corrente drenada da fonte durante transitório. (c) Corrente de Referência (azul) e a corrente de compensação (vermelha) do FAP.

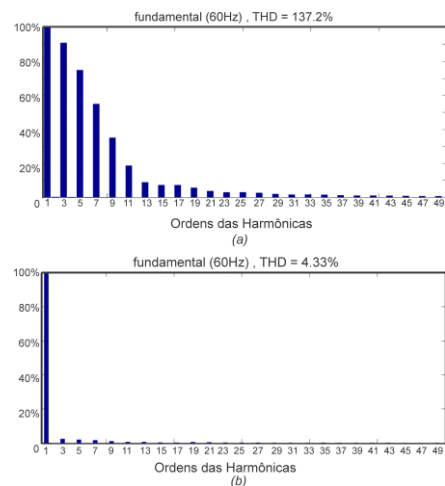


Figura 10. Cenário 2: (a) Espectro harmônico da corrente da fonte sem compensação. (b) com compensação.

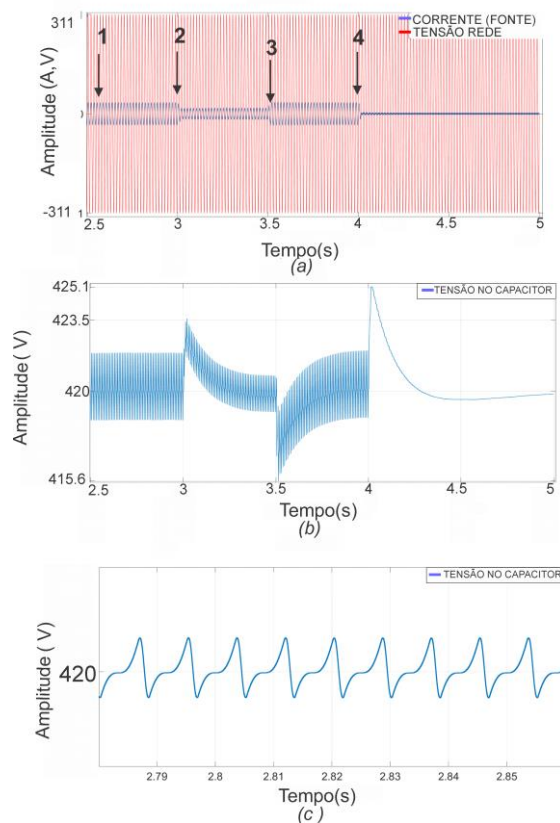


Figure 11. Cenário 2: (a) Transitório da corrente para transitórios subsequentes de carga (b) Comportamento da tensão no barramento CC durante transitórios de carga (c) Tensão no barramento CC em condição de regime permanente.

5 Conclusão

Confirmou-se através dos resultados de simulação o bom desempenho dos compensadores fracionários sintonizados para a operação de um FAP. A planta de um FAP é bastante atrativa por necessitar de duas malhas de controle, sendo uma interna e rápida para compensação de correntes distorcidas e

uma externa e lenta para compensação da tensão do barramento de tensão CC.

Apesar das dificuldades de sintonia impostas pelo cálculo fracionário, sistemas de Inteligência Artificial como a ED são alternativas para a busca de parâmetros e ordens de compensadores que resultem em boas dinâmicas de controle. Os compensadores sintonizados neste artigo foram aproximados para ordens inteiras e devidamente avaliados.

Os resultados demonstraram bom desempenho dos controladores PI^{λ} tanto para operação em regime permanente quanto mediante distúrbios abruptos na carga. Através dos resultados de simulação é possível comprovar a proposta da função custo para sintonia destes controladores pelo algoritmo da ED.

O próximo passo deste projeto consiste na implementação dos compensadores de tensão e corrente em linguagem de máquina. Será utilizado um FPGA visando trabalhar com elevadas taxas de amostragem. Inicialmente o sistema será avaliado em *Hardware in the Loop (HIL)* e posteriormente implementado para operar numa planta real.

Referências Bibliográficas

- Alain Oustaloup, François Levron, Benoit Mathieu, Florence M. Nanot, "Frequency-band complex noninteger differentiator: Characterization and Synthesis," IEEE Trans. Circuit and Systems-I: Fundamental Theory and Application. vol. 47, pp. 25-39, 2000.
- A. Biswas, Swagatam Das, Ajith Abraham, Sambarta Dasgupta, "Design of fractional-order PID controllers with an improved differential evolution". The international Journal of intelligent Real-Time Automation. 22(2):343–350, 2009.
- Arbex, C. José Nicolau, "Aplicação da teoria de Potência Conservativa Para compensação de Distúrbios de Corrente", Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista, 2011.
- Chunna Zhao; Zhang Xiangde, "The application of fractional order PID controller to position servomechanism", Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on , vol., no., pp.3380,3383, 25-27 June 2008.
- Fenili, M. de P., "Estudos e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kV". Tese de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- Feliu-Batlle, V., Rivas-Perez, R., Sanchez-Rodrigues, L., and Ruiz-Torija, M. (2009). "Robust Fractional-Order PI controller Implemented on a laboratory Hydraulic". Journal. Hydraul Eng., 10.1061/(asce)0733-9429(2009) 135:4 (271), 271-282.
- Ismail, M. M., Hassan, M. A. M. "Control of shunt active filter based on fractional order PID controller". 17th international middle-east power system conference (MEPCON'15) Mansoura university, egypt, 2015
- J. Baranowski, W. Bauer, M. Zagorowska, T. Dziwinski and P. Piatek, "Time-domain Oustaloup approximation", Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2015 20th International Conference on, Miedzyzdroje, 2015, pp. 116-120. doi: 10.1109/MMAR.2015.7283857
- Liguo Qu, H. Hu and Y. Huang, "Fractional Order PID Controller Based on Particle Swarm Optimization Implemented with FPGA", Artificial Intelligence and Computational Intelligence (AICI), 2010 International Conference on, Sanya, 2010, pp. 165-169. doi: 10.1109/AICI.2010.41.
- Praboo, N.N.; Bhada, P.K., "Simulation work on fractional order PI control strategy for speed control of DC motor based on stability boundary locus methods". International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) – Volume 4 Issue 8- August 2013. ISSN: 2231-5381
- Souza, F. P. "Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos". Tese de Doutorado, Universidade
- Storn, R., Price. K. "Differential evolution: a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over spaces continuos. International Computer Science Institute, 1997.
- Tehrani, K.A.; Amirahmadi, A.; Rafiei, S.M.R.; Griva, G.; Barrandon, L.; Hamzaoui, M.; Rasoanarivo, I.; Sargos, F.M., "Design of fractional order PID controller for boost converter based on Multi-Objective optimization". Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International , vol., no., pp.T3-179,T3-185, 6-8 Sept. 2010.