

Limiar da detecção de correntes harmônicas utilizando estruturas SOGI-PLL adaptativas

Victor Clévio de Barros, Allan Fagner Cupertino
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais
Av. Amazonas 5253, 30421-169, Belo Horizonte, Brasil
victor.clevio@ufsj.edu.br / allan.cupertino@yahoo.com.br

Heverton A. Pereira
Universidade Federal de Viçosa
Av. P. H. Rolfs s/nº, 36570-000, Viçosa, MG, Brasil
heverton.pereira@ufv.br

Resumo — Este trabalho apresenta um estudo detalhado sobre uma estrutura adaptativa de detecção de harmônicos de corrente presente na rede elétrica. Para a detecção é utilizada uma estrutura SOGI (*Second Order Generalized Integrator*) e uma SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop*) em cascata. O objetivo deste trabalho é realizar uma análise detalhada sobre a detecção das amplitudes harmônicas quando a corrente harmônica é composta por componentes de várias frequências. É possível provar que existe uma zona de não detecção. Por fim a metodologia foi validada para diferentes valores de frequências e amplitudes harmônicas.

Palavras-chaves — Detecção de harmônico, SOGI-PLL, SRF-PLL.

I. INTRODUÇÃO

Em 2016 os setores de energia experimentaram o maior aumento de energia renováveis [1]. Esse crescimento foi principalmente impulsionado pela energia solar fotovoltaica. Em todo sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica existe um conversor eletrônico, conhecido como inversor, que é responsável pela conversão de corrente contínua para corrente alternada, entre outras funções.

Em sistemas monofásico e trifásicos, para desempenhar essa função normalmente são utilizados seis IGBTs, que são ligados e desligados em uma certa frequência, conhecida como frequência de chaveamento. Esse processo gera harmônicos na rede, porém esses não são danosos, uma vez que são componentes de alta frequência. Entretanto, outros equipamentos domésticos e industriais injetam componentes harmônicos de baixa frequências no sistema elétrico, os quais podem causar diversos problemas.

Se as amplitudes das correntes harmônicas na rede de distribuição forem suficientemente elevadas, podem provocar problemas na qualidade da energia, além de danificar capacitores de potência, causar o sobreaquecimento de transformadores, e aumento da corrente de neutro [2]. Para superar essas desvantagens, várias topologias de filtros de potência ativa (APF) e seus métodos de controle foram estudados extensivamente no passado e têm sido bem documentados [3, 4].

Atualmente os esforços nessa área, propõem vários métodos distintos para detecção e eliminação de harmônicos. Um método utilizando dois inversores de frequência é apresentado em [5], onde o autor busca com um dos inversores

suprimir todos os harmônicos presentes ao mesmo tempo, enquanto o outro funciona normalmente.

As duas desvantagens desse método são o custo e a complexidade do código necessário. Uma outra proposta é apresentada em [6, 7, 8], onde é aplicado a teoria da energia conservativa para decompor a corrente em três componentes ortogonais, a componente ativa, reativa e residual. Em [9, 10, 11] é utilizada a teoria de potência instantânea para separar a corrente em componentes média e componentes oscilantes.

Neste contexto, [12] propõe a utilização do inversor presente no sistema fotovoltaico em seu período ocioso, para compensação de correntes harmônicas de baixa frequência no ponto de conexão. Uma vez que o inversor não é utilizado em boa parte do dia, devido a intemperes climáticos, e também no período noturno pela ausência de luz solar, sendo então possível aumentar seu fator de utilização. Assim, é apresentado uma forma de detecção de harmônicos adaptativa, que detecta o harmônico com maior amplitude presente na rede.

Este método consiste em duas estruturas similares em cascata, composta cada uma por uma *second order generalized integrator* (SOGI) proposto em [13], e uma *synchronous reference frame PLL* (SRF-PLL) proposto em [14], que foram utilizadas posteriormente em [12]. O controlador harmônico utilizado consiste de um controlador proporcional Multi-Ressonante (PMR), cuja ressonância é adaptável à frequência. A utilização de tal estrutura pode ser justificada, pois reduz a complexidade dos códigos, sendo ainda mais econômica que algumas topologias propostas.

Dependendo da amplitude das componentes harmônicas, o funcionamento do detector proposto em [12] pode ser comprometido. Devido a esse problema, o presente trabalho apresenta um estudo detalhado sobre essa zona de não detecção da estrutura proposta, assim como os motivos que acarretam em tais empecilhos.

II. MÉTODO ADAPTATIVO DE DETECÇÃO DA CORRENTE HARMÔNICA

O método de detecção harmônica proposto em [12] consiste na utilização de uma estrutura SOGI-PLL [13] e um SRF-PLL [14] em série, como ilustrado na Fig. 1. Através de uma retroalimentação a frequência fundamental ω_f é fornecida à SOGI pela SRF-PLL, fazendo com que a estrutura seja adaptativa. Quando se deseja compensar uma componente

harmônica a estrutura é composta por duas etapas, sendo cada etapa processada separadamente. A primeira detecta a componente fundamental e a segunda a componente harmônica de maior amplitude.

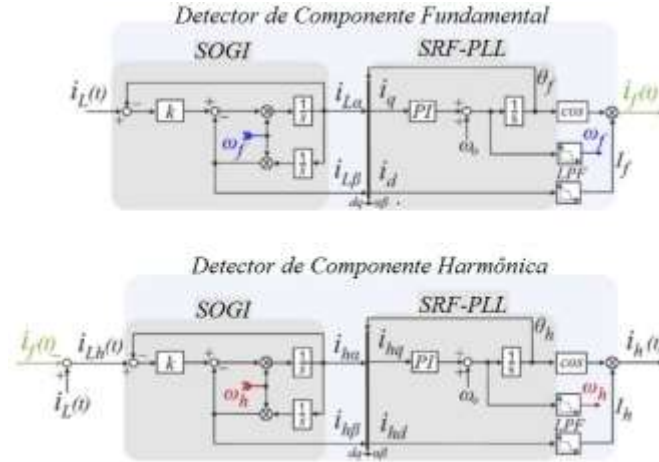


Fig. 1. Estrutura de Detecção baseado em duas (SOGI-PLL) [12].

O sinal de entrada $i_L(t)$ é composto pela corrente fundamental $i_f(t)$, mais as correntes harmônicas $i_{Lh}(t)$, daí a necessidade de duas etapas.

A primeira estrutura é responsável por detectar a corrente fundamental $i_f(t)$, tal como sua frequência (para os padrões brasileiro $\omega_f = 2\pi 60 \text{ rad/s}$) e amplitude. Para isso a posição angular do eixo de quadratura dq é ajustado, forçando i_q tender para zero [15]. Portanto a amplitude da componente fundamental I_f é igual componente de eixo direta i_d , filtrada por um filtro passa-baixa (LPF), então apenas a amplitude da componente fundamental é encontrada.

Ao final dessa primeira etapa o sinal filtrado $i_f(t)$ é reconstruído, esse sinal apresenta a amplitude da corrente fundamental I_f e a frequência fundamental da rede como pode ser observado em (1).

$$i_f(t) = I_f \cos(\theta_f t). \quad (1)$$

Por fim, esse sinal é subtraído do sinal de entrada, restando apenas as correntes harmônicas.

Na segunda etapa o sinal i_{Lh} composto apenas pelas correntes harmônicas é processado. O processo é similar ao ocorrido na primeira etapa, mas, a segunda estrutura encontra a frequência e a amplitude do harmônico com maior amplitude presente em i_{Lh} . Ao final o sinal i_h composto pelo harmônico de maior amplitude é reconstruído, e pode ser utilizado para eliminação desse harmônico na rede.

$$i_h(t) = I_h \cos(\theta_h t). \quad (2)$$

A. Análise da Zona de não detecção

O objetivo principal do detector harmônico proposto é rastrear o harmônico predominante no sinal de corrente. Contudo, dependendo das amplitudes e frequências das componentes harmônicas, o detector não pode seguir a componente harmônica com a amplitude mais elevada. Na verdade, há uma zona de não-deteção que pode ser explicada por dois fatores. O primeiro é a limitação da largura de banda SOGI. O segundo é a capacidade da SRF-PLL de seguir a

componente harmônica predominante. A seguir será apresentado um estudo detalhado de ambos os fenômenos.

B. Efeito da limitação da largura de banda SOGI

Para entender como a largura de banda da SOGI pode gerar erros de detecção na topologia proposta, inicialmente é apresentado a função de transferência de tal estrutura nas equações 3 e 4.

$$G_{SOGI\alpha} = \frac{i_{Lh\alpha}}{i_{Lh}} = \frac{k\omega_h s}{s^2 + k\omega_h s + \omega_h^2}. \quad (3)$$

$$G_{SOGI\beta} = \frac{i_{Lh\beta}}{i_{Lh}} = \frac{k\omega_h^2}{s^2 + k\omega_h s + \omega_h^2}. \quad (4)$$

Onde ω_h é a frequência do harmônico ou da fundamental detectada e $k = \sqrt{2}$.

Os diagramas de bode para $k = \sqrt{2}$ são apresentado na Fig. 2 e Fig. 3 para o eixo α e β , respectivamente.

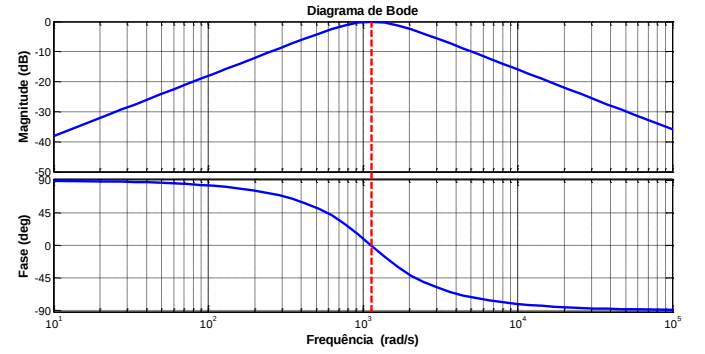


Fig. 2. Diagrama de Bode do eixo α da SOGI.

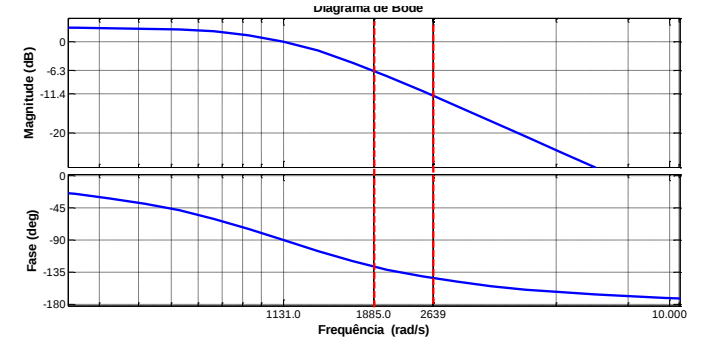


Fig. 3. Diagrama de Bode do eixo β da SOGI [12].

Através do diagrama de bode da Fig. 3 é possível observar que para frequências maiores que ω_h o sinal i_β é atenuado 40dB por década. Assim, se o sinal de entrada for composto por dois harmônicos, um de terceiro e o outro de quinto, e $\omega_h = 2\pi 180 \text{ rad/s}$, o sinal de quinto harmônico será atenuado em -6.3dB. Assim, para que o sinal de quinto harmônico seja detectado é necessário que sua amplitude seja maior que a amplitude do sinal de terceiro harmônico. Para isso sua amplitude inicial multiplicada por 0,71 precisa ser maior que a amplitude do sinal em terceiro harmônico.

Para o caso de um sinal composto por terceiro e sétimo harmônico, o sinal em sétimo harmônico será atenuado em aproximadamente -11.4dB ou seja sua amplitude multiplicado por 0,5055 precisa ser maior que a amplitude do sinal em

terceiro harmônico, caso contrário o sinal de maior amplitude não será detectado.

Para exemplificar, supondo que na entrada do detector temos 3 correntes senoidais somadas, sendo este sinal formado por uma componente fundamental e as outras componentes de terceiro e quinto harmônico. Assim, $i_L(t) = 10 \cos(2\pi 60t) + 2 \cos(2\pi 180t) + 2,2 \cos(2\pi 300t)$, a primeira estrutura seguirá a componente fundamental da corrente, restando apenas um sinal com as duas componentes harmônicas para ser detectado pela segunda estrutura.

Contrariando as expectativas, caso a segunda estrutura seja inicializada com frequência $\omega_h = 1.130,97 \text{ rad/s}$, essa seguirá a componente de terceiro harmônico, mesmo tendo uma amplitude menor. Como foi explicado anteriormente ocorre uma atenuação no sinal de quinto harmônico, ou seja, para esse exemplo a amplitude do sinal de quinto harmônico vista pelo detector é $(0,71 \times 2,2)$ que é igual a 1,562 ou seja menor que 2.

Para que a componente de quinto harmônico no exemplo anterior seja detectada, é necessário que sua amplitude seja maior que 2,817, pois um valor maior que 2,817 multiplicado por 0,71 é maior que 2. E assim, o requisito de amplitude citado anteriormente é atendido. Entretanto, esse requisito não é único.

Através do diagrama de bode da Fig. 2 é possível observar que para frequências maiores que ω_h o sinal i_α é atenuado 20dB por década, ou seja para a mesma situação descrita anteriormente, a amplitude do sinal de quinto harmônico multiplicado por 0,8432 precisa ser maior que a amplitude do sinal de terceiro harmônico, para que o detector encontre o sinal de quinto harmônico corretamente.

C. Limiar de detecção SRF-PLL

Se o sinal de entrada na SRF-PLL é composto de duas harmônicas com amplitudes semelhantes, o SRF-PLL pode estimar a frequência incorretamente [12]. Assim, este trabalho define também o limiar de detecção de PLL, que consiste na diferença de amplitude mínima entre duas componentes harmônicas para que a estrutura encontre corretamente a frequência do harmônico com maior amplitude. Caso contrário, se essa diferença de amplitude não for respeitada, pode ocasionar na detecção incorreta da frequência. Para entender o limiar de detecção de SRF-PLL, em primeiro lugar é necessário compreender seu comportamento dinâmico durante as mudanças de frequência.

A SRF-PLL é um sistema não linear [12], a sua função de transferência para um estado bloqueado é:

$$G_{SRF} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (4)$$

Onde, $k_p = 2\zeta\omega_n$, $k_i = \omega_n^2$.

No entanto, para uma variação grande na frequência, esta abordagem não é válida e essa FT não representa o sistema [16]. Em [16] a dinâmica da SRF-PLL é modelada pela seguinte equação diferencial não linear:

$$\ddot{\theta}_e + \dot{\theta}_e k_p \sin \theta_e + k_p \cos \theta_e + k_i \sin \theta_e = \ddot{\theta}_{in} \quad (5)$$

Onde $\theta_e = \theta_h - \theta_{in}$ é o erro de fase.

A solução dessa equação diferencial não é uma tarefa fácil, e para dois ou mais componentes harmônicos a solução desta equação é ainda mais complexa.

Soluções numéricas podem ser usadas para resolver este problema, para valores específicos de ζ e ω_n . Assim é possível estimar o limiar de detecção SRF-PLL.

Para ilustrar esse processo, utilizando o software MatLab, foi desenvolvido uma função com três variáveis, I_{h5} , ζ e ω_n . Sendo I_{h5} a variável que representa quantas vezes a amplitude do sinal de quinto harmônico precisa ser maior que a amplitude do sinal de terceiro harmônico em pu. A imagem dessa função se encontra na Fig. 4.

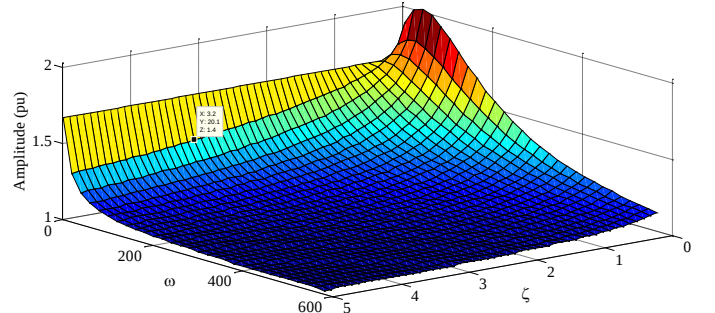


Fig. 4. Limiar de Detecção SRF-PLL em função de ζ e ω_n .

Pode-se observar através da Fig. 4 que para valores elevados simultaneamente de ζ e ω_n o limiar de detecção diminui significativamente. Valores elevados de ζ resultam em comportamentos dinâmicos indesejados como mencionado em [17]. E valores elevados de ω_n aumentam o deslocamento de amplitude e a ondulação da frequência estimada.

Para os valores selecionados, ou seja, $\zeta=3,2$ e $\omega_n=20,1$ o limiar de detecção fica próximo a 1,4 pu. Esse valor é maior que a diferença de amplitude imposta pela largura de banda do eixo α da SOGI que é 1,186 pu, mas é menor que a diferença de amplitude imposta pelo eixo β , que é 1,41 pu. Assim, para os valores escolhidos é preciso que a amplitude do sinal de quinto harmônico seja maior que a amplitude do sinal de terceiro multiplicado por 1,41, caso contrário o detector não funcionará corretamente.

Simulações e resultados comprovando o funcionamento dos resultados obtidos através da Fig. 4 são apresentados na próxima seção.

III. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados dois estudos de caso. O primeiro comprovando que mesmo o sinal de quinto harmônico tendo uma amplitude maior que a do terceiro, o detector continua seguindo o sinal de terceiro. O segundo estudo de caso exemplifica o bom funcionamento da estrutura, caso os requisitos citados anteriormente forem respeitados. Todos os resultados encontrados foram obtidos via simulação no programa PLECS.

Inicialmente, é aplicado na entrada da estrutura de detecção o sinal $i_L(t) = 10 \cos(2\pi 60t) + 2 \cos(2\pi 180t) + 2,2 \cos(2\pi 300t)$. Todas as simulações tem a duração de 10 segundos e um passo fixo de $1/(60 \times 2^{12})$. Os valores utilizados na primeira simulação estão listados na Tabela 1, onde o índice 1 faz referência à estrutura de detecção da

corrente fundamental, e o índice 2 à estrutura de detecção da componente harmônica de maior amplitude.

TABELA I. PARÂMETROS DAS SIMULAÇÕES.

Parâmetro	Valor
k	1,4142
k_{p1}	26,66
k_{i1}	355,31
k_{p2}	50
k_{i2}	400

A Fig. 5 apresenta o espectro de frequência do sinal de corrente harmônica $i_h(t)$ reconstruído. Através dessa imagem é possível observar que mesmo a amplitude da componente de quinto harmônico sendo maior que a de terceiro, a amplitude encontrada é 1,94 A o que representa 97% do valor esperado com a frequência de 180 Hz, comprovando assim as zonas de não detecção descritas anteriormente.

Vale ressaltar que as condições iniciais da SRF-PLL foram iniciadas em 1.130,97 rad/s.

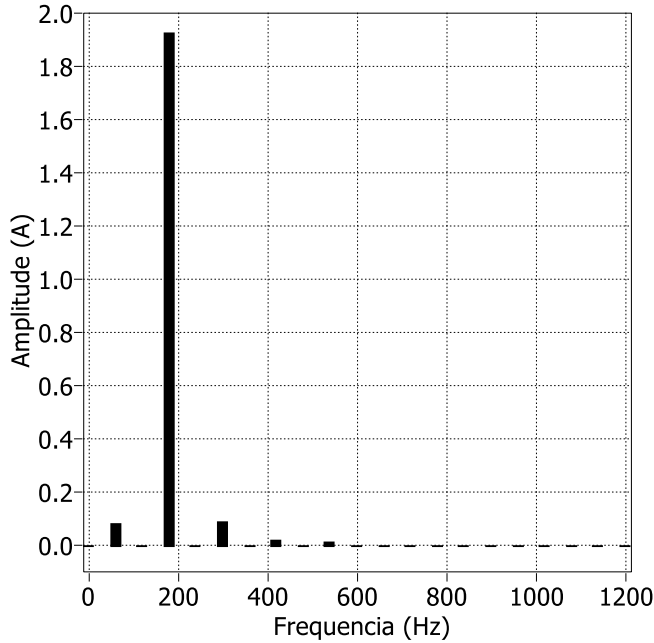


Fig. 5. Espectro de frequência do sinal detectado

Modificando os valores de k_{p2} e k_{i2} , para $k_{p2} = 2\zeta\omega_n = 2 * (3,2) * (20,1) = 128,64$, $k_{i2} = \omega_n^2 = 404,01$. Nessas condições, se a amplitude do sinal de terceiro harmônico for 2 A, a amplitude do sinal de quinto harmônico necessita ser 1,41 vezes 2, ou seja, pelo menos 2,82 A, para que o detector encontre esse sinal.

Para isso inicialmente aplicando 2 A de terceiro harmônico e 2,7 A de quinto harmônico. Em seguida a simulação é repetida, mas aumentando a amplitude do quinto harmônico para 2,82. Os espectros de frequência dos resultados encontrados para essas simulações são exibidos simultaneamente nas Fig. 6 e Fig. 7, respectivamente.

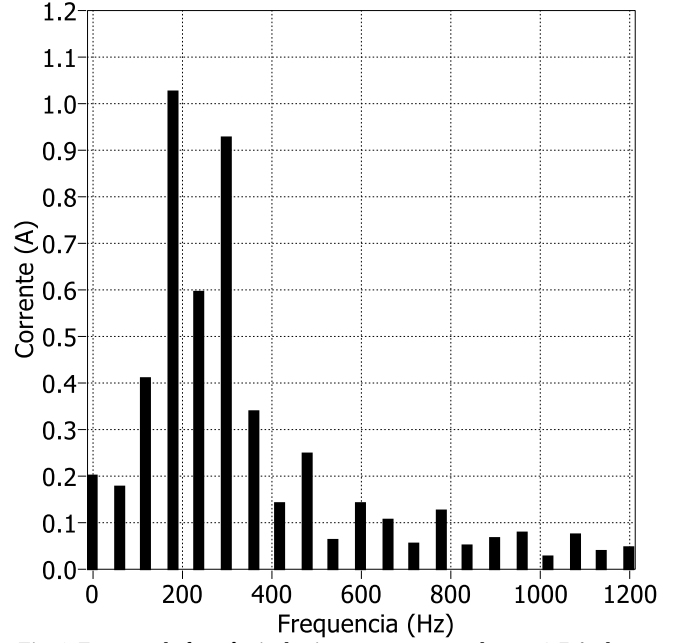


Fig. 6. Espectro de frequência do sistema a uma entrada com 2,7 A. de amplitude em quinto harmônico.

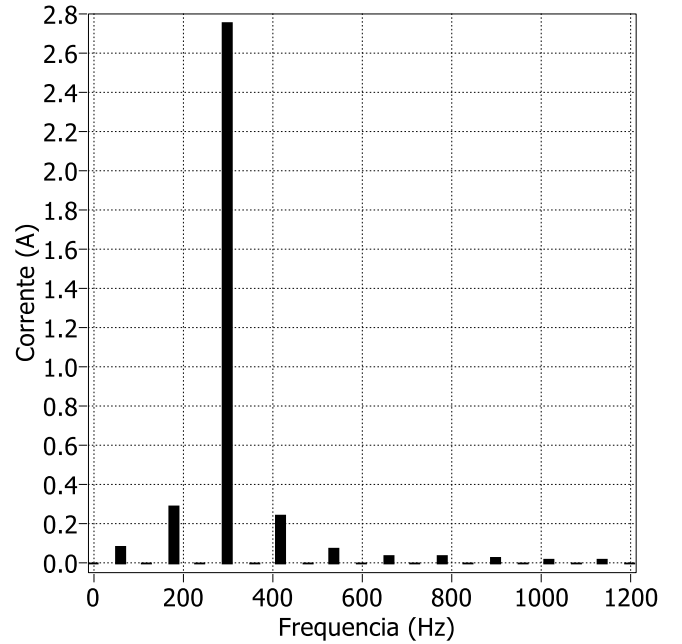


Fig. 7. Espectro de frequência para uma entrada com 2,82 A. de amplitude de corrente em quinto harmônico.

Como pode ser observado nas Fig. 5, Fig. 6 e Fig. 7, para valores de amplitude de quinto harmônico menores que 2,82 A, o detector seguirá a componente de terceiro harmônico e para valores menores, mais muito próximos à 2,82 o detector pode não seguir nem uma das componentes. Mas para valores de amplitude maiores que 2,82 A, a componente de quinto é detectada.

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo, é apresentado uma estratégia para detecção de harmônicos de corrente, simples, adaptativa e com baixa complexidade do algoritmo de controle.

Os resultados comprovam o funcionamento do detector para os casos testados. Uma análise do limiar de detecção foi apresentada para determinar a zona de não detecção. Assim como as condições mínimas para que o detector encontre o conteúdo harmônico com maior amplitude presente na rede durante as mudanças de corrente na carga.

Vale ressaltar que para valores menores de ζ e ou ω_n a amplitude da componente de quinto harmônico precisa ser maior que 1,41 vezes a amplitude da componente de terceiro, o que está ilustrado na Fig. 4. Assim, é necessária uma grande atenção para qual das três condições (Largura de banda da SOGI do eixo α , β e o limiar de detecção SRF-PLL) tem a necessidade de amplitude mais elevada para garantir um perfeito funcionamento da estrutura proposta.

V. REFERÊNCIAS

- [1] A. I. d. E. Renováveis, "Renewable energy smashes global records in 2015, report shows," Irena, Abu Dhabi, 2015.
- [2] T. Geury, S. Pinto and J. Gyselinck, "Direct Control Method for a PV System Integrated in an Indirect Matrix Converter-Based UPQC," in *2016 the 4th IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering*, 2016.
- [3] S. Biricik and H. Komurcugil, "Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch active filters," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 8, pp. 1732-1740, 2016.
- [4] S. Biricik, S. Redif, O. C. Ozerdem, S. K. Khadem and M. Basu, "Realtime control of shunt active power filter under distorted grid voltage and unbalanced load condition using self-tuning filter," *IET Power Electronic*, vol. 7, no. 7, pp. 1895-1905, 2014.
- [5] J. He, B. Liang and Y. W. L. C. Wang, "Simultaneous Microgrid Voltage and Current Harmonics Compensation Using Coordinated Control of Dual-Interfacing Converters," *IEEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONICS*, p. no 4. vol 32, April 2017.
- [6] J. P. Bonaldo, H. K. M. Paredes and J. A. Pomilio, "Control of Single-Phase Power Converters Connected to Low-Voltage Distorted Power Systems With Variable Compensation Objectives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2039-2053, 05 June 2015.
- [7] L. S. Xavier, A. F. Cupertino and H. A. Pereira, "Adaptive saturation scheme for a multifunctional single-phase photovoltaic inverter," in *IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2014.
- [8] L. S. Xavier, J. H. d. Oliveira, A. F. Cupertino, V. F. Mendes and H. A. Pereira, "Saturation scheme for single-phase photovoltaic inverters in multifunctional operation," in *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics*, 2015.
- [9] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. IA-20, pp. 625 - 630, 3 May 1984.
- [10] E. H. Watanabe, H. Akagi and M. Aredes, "Instantaneous p-q power Theory for compensating nonsinusoidal systems," in *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, 2018.
- [11] R. Herrera and P. Salmeron, "Present point of view about the instantaneous reactive power theory," *IET Power Electron*, pp. 484-495, 2 5 2009.
- [12] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, J. T. d. Resende, V. F. Mendesc and H. A. Pereira, "Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters," *Electric Power Systems Research*, no. 142, pp. 84-95, 2107.
- [13] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1-6, Jun. 2006.
- [14] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions," *IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATIONS JANUARY*, pp. 58-63, February 1997.
- [15] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1679 - 1682, 2015.
- [16] R. E. Best, "Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications," in *5th ed, McGraw-Hill*, New York, 2003.
- [17] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [18] M. d. M. e. Energia, "Portal Brasil," Governo Brasileiro, 07 07 2016. [Online]. Available: <http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2016/07/governo-estuda-impulsionar-a-geracao-de-energia-solar>. [Accessed 30 junho 2017].