

# INVERSORES TRIFÁSICOS BASEADOS EM CONTROLADORES RESSONANTES ADAPTATIVOS PARA COMPENSAÇÃO DE CORRENTES HARMÔNICAS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

**Brisa Ribeiro Pechincha** – brisapechincha@gmail.com

**Lucas Santana Xavier** – lsantx@gmail.com

**Heverton Augusto Pereira** – hevertonaugusto@yahoo.com.br

Universidade Federal de Viçosa, Departamento de Engenharia Elétrica

**Alex-Sander Amável Luiz** – asal@des.cefetmg.br

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Departamento de Engenharia Elétrica

**Allan Fagner Cupertino** – allan.cupertino@yahoo.com.br

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Departamento de Engenharia de Materiais

**Resumo.** Este trabalho apresenta um esquema de controle para inversores trifásicos baseado em controladores proporcionais ressonantes (PR). Na estratégia proposta o inversor deve, além de injetar a máxima potência obtida pelo painel solar no sistema, atuar na compensação de harmônicos. Uma vez que o inversor dificilmente opera na sua potência nominal devido, por exemplo, a variações nos níveis de irradiação, a utilização deste para realização de funções auxiliares pode otimizar a utilização do sistema fotovoltaico ao longo do dia. A detecção dos harmônicos a serem compensados se dá pela associação, em cascata, de duas estruturas SOGI-PLL (sigla do inglês Second Order Generalized Integrator – Phase Locked Loop). Nesta associação, o primeiro detecta a componente fundamental, e o segundo detecta o harmônico de maior amplitude presente na corrente da carga. Como o SOGI é sintonizado de acordo com as frequências obtidas dinamicamente pela PLL, a detecção de harmônicos se adapta rapidamente a variações ocorridas nestas componentes. Uma vez que os controladores PR também são ajustados dinamicamente, o controle é adaptativo às mudanças que ocorrem na corrente da carga. Esta estratégia possibilita uma compensação parcial das componentes harmônicas da corrente, diminuindo a distorção que estas causam na rede elétrica. O estudo de caso foi realizado no ambiente PLECS, com auxílio de um modelo matemático de painel solar com 25,5 kW de potência.

**Palavras-chave:** Energia Solar, Inversor Multifuncional, Compensação de Harmônicos.

## 1. INTRODUÇÃO

O ano de 2014 ficou marcado por um crescimento mundial recorde na geração de energia através de fontes solares fotovoltaicas, com acréscimo de 40GW à capacidade de geração global. Com isso, há atualmente um potencial mundial para gerar até 117GW, sendo que mais de 60% deste valor foi acrescido nos últimos três anos (REN21, 2015). No Brasil, apesar dos altos níveis de irradiação na maior parte do território nacional, ainda encontra-se dificuldades para a instalação de sistemas solares. Por não haver tecnologia brasileira que produza os equipamentos necessários, o alto custo relacionado à importação destes torna-se um empecilho para que a energia fotovoltaica no Brasil cresça tanto quanto em outras partes do mundo. Ainda assim, seguindo às tendências mundiais, o Brasil reconheceu no fim de 2014 o primeiro grande contrato para um projeto em larga escala de energia fotovoltaica, alcançando a capacidade de geração de 1GW, distribuídos entre 31 parques solares (REN21, 2015).

Aliado a este fato, a geração distribuída tem crescido consideravelmente nos últimos anos. A possibilidade de gerar energia nas proximidades das unidades consumidoras, através das fontes solares fotovoltaicas, permite eliminar os custos de transmissão de energia e aumenta consideravelmente a confiabilidade do sistema elétrico (Cupertino, Domingos, Pereira, Costa, & Silva, 2014). No entanto, este rápido aumento do nível de inserção de sistemas fotovoltaicos tem gerado algumas preocupações entre os pesquisadores, tais como problemas com a qualidade da potência, eficiência e confiabilidade do sistema (Yang, Blaabjerg, & Wang, 2014).

O aumento do uso de cargas não lineares como lâmpadas de LED, acionamentos com velocidade variável e lâmpadas fluorescentes compactas, também degradam a qualidade da energia nos sistemas de distribuição (He, Li, Blaabjerg, & Wang, 2014), fazendo surgir cada vez mais normas para a regulamentação das redes de geração distribuída.

Atualmente, pode-se usar conversores eletrônicos para a realização de várias funções, no intuito de melhorar a qualidade da energia fornecida. Geralmente, o objetivo é que o conversor extraia a máxima potência da planta fotovoltaica e injete-a na rede com fator de potência unitário. Se esta potência não exceder a potência nominal do conversor, este pode ser usado para outras funções como compensar harmônicos, amortecer ressonâncias e suprir reativos. Há também, vários momentos em que o inversor trabalha abaixo da sua potência nominal, devido às variações nos níveis de irradiação solar.

Em momentos de baixa irradiação, o conversor não necessita utilizar toda a sua potência, o que abre uma margem para realização de serviços auxiliares, por exemplo, a compensação de harmônicos. Assim, o conversor eletrônico

passa a ser um equipamento multifuncional (Bonaldo & Antenor Pomilio, 2013) (Xavier, Cupertino, Mendes, & Pereira, 2015). Explorar desses serviços auxiliares dos conversores, além de causar uma significativa melhora na qualidade da energia fornecida, pode ser uma boa opção para a redução de custos na implementação de sistemas de geração distribuídos. Isso se deve ao fato de que, uma vez instalado o sistema fotovoltaico, a adição de novas funções ao controle como a compensação de harmônicos, é uma alternativa mais economicamente viável que a instalação de filtros, por exemplo. (Bonaldo, Morales Paredes, & Antenor Pomilio, 2015).

Porém, a inclusão de serviços auxiliares no inversor fotovoltaico pode aumentar a complexidade da estratégia de controle. A complexidade da estratégia de controle é influenciada por aspectos como o método de detecção de harmônicos, o tipo de controlador utilizado e a limitação da corrente do inversor. Se for detectado todo o conteúdo harmônico, por exemplo, será necessário um controlador proporcional ressonante (PR) para cada ordem harmônica, uma vez que o controlador PR pode compensar apenas uma frequência. Isso elevaria consideravelmente a complexidade do controle (Xavier, Cupertino, & Pereira, 2014).

Existem vários métodos na literatura para a detecção de harmônicos. Dentre estes, a detecção através do uso de integradores generalizados de segunda ordem (SOGI, do inglês *Second Order Generalized Integrator*) (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2011), a detecção baseada na teoria da potência instantânea (Akagi, Kanazawa, & Nabae, 2008), a detecção baseada no cancelamento do sinal atrasado (Wang & Li, 2013) e o método baseado na transformada de Fourier (Mcgrath, Holmes, & Galloway, 2005). Dentre os controladores utilizados, os mais utilizados são: proporcional integral, proporcional ressonante e controladores não lineares (Xavier, Cupertino, & Pereira, 2014).

Neste trabalho, é proposto um método de detecção da corrente harmônica, aplicado ao controle de inversores fotovoltaicos trifásicos, para a compensação de harmônicos gerados por cargas não lineares presentes no sistema. O método, baseado na conexão, em cascata, de duas estruturas SOGI-PLL, extrai a informação da frequência e amplitude da componente de corrente harmônica de maior amplitude. A estrutura de controle utilizada é composta por dois controladores ressonantes, um sintonizado na frequência fundamental e outro adaptativo à frequência do harmônico de maior amplitude detectado da corrente da carga. Desta forma, o trabalho aqui apresentado é de grande utilidade para garantir uma melhora no índice de qualidade da energia da rede sem complexas estruturas de controle.

## 2. MODELAGEM DO SISTEMA

O esquema de ligação entre o sistema fotovoltaico trifásico e a rede está representado na Fig. 1.

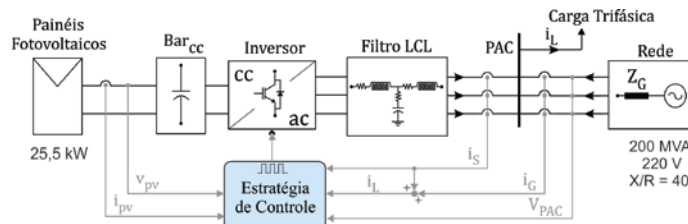


Figura 1 - Sistema fotovoltaico conectado à rede trifásica.

O sistema é composto por: painéis fotovoltaicos, responsáveis pela alimentação do sistema; um capacitor para estabilizar a tensão do sistema; um inversor responsável por converter o sinal cc em ca; um filtro LCL para atenuar os harmônicos gerados pelo chaveamento do inversor; uma carga trifásica conectada no ponto de acoplamento comum (PAC).

### 2.1 Estratégia de controle

A estratégia de controle utilizada está representada na Fig.2.

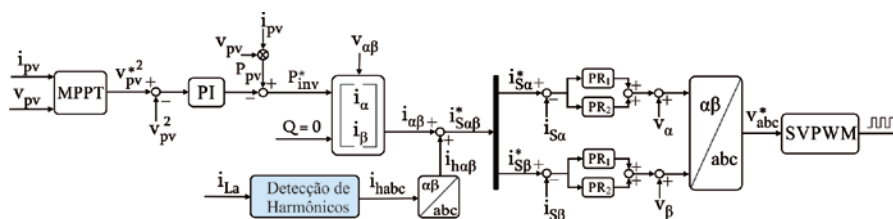


Figura 2 – Estratégia de controle

Considerando-se um sistema trifásico balanceado e desprezando-se os efeitos do capacitor do filtro na frequência fundamental  $\omega_n$ , a dinâmica do inversor em coordenadas  $\alpha\beta$  é dada por:

$$v_{\alpha} - Ri_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} - V_{\alpha} = 0 \quad ; \quad v_{\beta} - Ri_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt} - V_{\beta} = 0 \quad (1)$$

onde  $L$  representa a soma das indutâncias do filtro LCL,  $R$  resistência em série equivalente deste,  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$  são as tensões medidas nos terminais do inversor,  $V_{\alpha}$  e  $V_{\beta}$  são as tensões no ponto de acoplamento comum e  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  são as correntes do inversor. As correntes e tensões utilizadas na Eq. (1) estão em coordenadas estacionárias e não são considerados os harmônicos gerados pelo chaveamento do conversor.

Para garantir que o sistema fotovoltaico estará fornecendo a máxima potência para cada nível de irradiância e temperatura, a tensão de referência da malha externa de controle é obtida através de um algoritmo para detecção do ponto de máxima potência (MPPT). O algoritmo utilizado trata-se de uma otimização do método perturba e observa, conhecido por dP-P&O MPPT, que garante uma boa relação entre velocidade de resposta e precisão durante a detecção sob rápidas mudanças no nível de irradiância solar. (Sera, Teodorescu, Hantschel, & Knoll, 2008). O MPPT fornece a referência ( $v_{pv}^*$ ) para o controle da malha externa. O comportamento do capacitor sobre o qual a tensão do painel ( $v_{pv}$ ) é medida pode ser expresso pela energia por ele armazenada, dada por:

$$W = \frac{1}{2} C_{dc} v_{pv}^2 \quad (2)$$

Como a derivada de  $W$  representa a potência instantânea no capacitor ( $p_{cap}$ ), é possível expressar a potência injetada pelo inversor como:

$$p_{inv} = p_{pv} + p_{cap} \quad (3)$$

Assim, através da Eq. (4) é dada a relação entre  $p_{cap}$  e  $v_{pv}$ .

$$v_{pv}^2 = \frac{p_{cap}}{2C_{dc}S} \quad (4)$$

onde  $S$  é o operador de Laplace.

A partir das relações mostradas nas Eq. (1)-(4), é possível definir matematicamente a função de transferência para o controle da tensão ( $G_{out}$ ), dada por:

$$G_{out} = \frac{v_{pv}^2}{v_{pv}^{*2}} = \frac{2k_p(\tau_i S + 2)}{\tau_i C_{dc} S^2 + 2k_p(\tau_i S + 2)} \quad (5)$$

onde  $k_p$  e  $\tau_i$  são os parâmetros do controlador proporcional integral (PI) utilizado. Através da Eq. (5) é possível notar que o controle da tensão no barramento cc é feito com base na diferença dos valores quadráticos das tensões.

Através da potência ativa do inversor ( $P_{inv}$ ), obtida como resultado do controle mencionado, e da potência reativa medida na carga ( $\bar{q}$ ), é possível encontrar as componentes em quadratura ( $\alpha\beta$ ) da componente fundamental da corrente na carga através da Eq. (6). Para este trabalho, considerou-se que o inversor não injeta potência reativa na rede.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{inv} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

A soma das correntes encontradas pela Eq. (6), com as componentes harmônicas da corrente da carga obtidas na detecção de harmônicos, gera o sinal de referência da corrente no inversor. Este sinal é utilizado como referência para a malha interna de controle. O controle da corrente do inversor se dá por meio de controladores proporcionais ressonantes (PR), ajustados de acordo com cada frequência da corrente de referência do inversor. Neste caso, foram necessários dois controladores PR: um sintonizado na frequência fundamental da rede, e outro na frequência do harmônico de maior amplitude, uma vez que o método proposto compensa apenas esta parcela do conteúdo harmônico da corrente.

## 2.2 Método de detecção de harmônicos

A maioria dos métodos de detecção de harmônicos utilizados detectam todo o conteúdo harmônico das correntes. A utilização destes métodos convencionais implicaria em aumento significativo na complexidade do controle, uma vez que seria necessário um controlador proporcional ressonante (PR) para cada ordem harmônica. Visando reduzir a complexidade do controle, o método de detecção aqui proposto é capaz de detectar apenas o harmônico de maior amplitude da corrente da carga. Uma vez que a componente de maior amplitude é a que exerce mais distorção sobre a corrente da rede, a compensação desta causa uma melhoria significativa no sinal. Assim, serão necessários apenas dois controladores PR: um para a componente fundamental da corrente, e outro para o harmônico a ser compensado.

O método proposto é composto por duas estruturas SOGI-PLL conectadas em cascata. O primeiro estágio é responsável por detectar a componente fundamental da corrente. Já o segundo, detecta a componente harmônica de maior amplitude. A estratégia de detecção da componente fundamental está representada na Fig. 3.

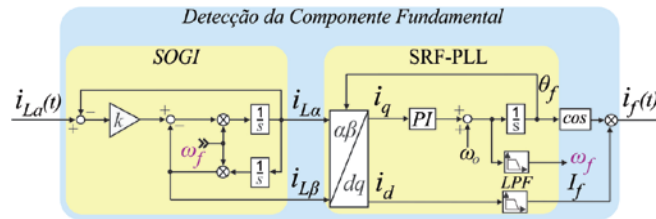


Figura 3 - Método de detecção da componente fundamental da corrente da carga.

No primeiro estágio ocorre a detecção da amplitude da componente fundamental da corrente ( $I_f$ ) e da frequência fundamental do sistema ( $\omega_f$ ), com base no sinal  $i_{La}(t)$ , que é uma fase da corrente medida na carga. Neste trabalho foram considerados harmônicos equilibrados, de modo que, uma única fase contenha todas as informações sobre a corrente da carga. Assim pode-se utilizar apenas uma das três fases para a detecção, e através deste resultado estimar os harmônicos para as três fases. A frequência fundamental é detectada pela SRF-PLL e utilizada como frequência de ressonância pelo SOGI. A SRF-PLL também é responsável por ajustar as componentes  $dq$  da corrente, forçando o valor de  $i_q$  a ser nulo. Assim, a amplitude  $I_f$  da corrente fundamental é igual à amplitude de  $i_d$ , após ser filtrada por um filtro passa baixa para suprimir oscilações indesejadas. A componente fundamental da corrente é dada pela Eq. (7).

$$i_f(t) = I_f \cos(\theta_f) \quad (7)$$

onde  $\theta_f$  é a componente fundamental do ângulo de fase detectado pela SRF-PLL.

Através da subtração da corrente da carga  $i_{La}(t)$  pela componente fundamental  $i_f(t)$ , é possível obter o conteúdo harmônico total da corrente da carga,  $i_{Lh}(t)$ , utilizada no segundo estágio da detecção. No segundo estágio é detectado o harmônico de maior amplitude, de forma similar ao método descrito anteriormente, e apresentado na Fig. 4.

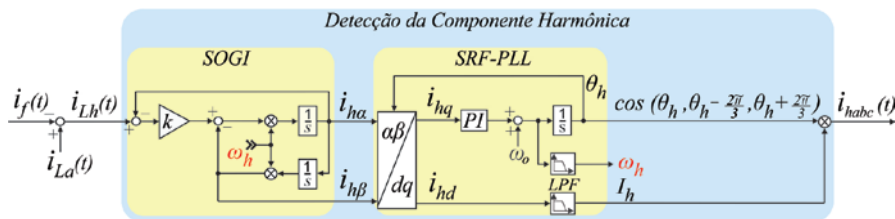


Figura 4 – Método de detecção da componente harmônica de maior amplitude.

Através da amplitude  $I_h$  e do ângulo de fase  $\theta_h$  da componente harmônica, é possível reconstruir o sinal da corrente, de modo a obter as três fases da componente harmônica de maior amplitude. Esta corrente é obtida através da defasagem dos sinais, da seguinte forma:

$$i_{ha}(t) = I_h \cos(\theta_f) \quad ; \quad i_{hb}(t) = I_h \cos\left(\theta_f - \frac{2\pi h}{3}\right) \quad ; \quad i_{hc}(t) = I_h \cos\left(\theta_f + \frac{2\pi h}{3}\right) \quad (8)$$

onde  $h$  é a ordem do harmônico detectado, que pode ser expresso como uma razão entre a frequência harmônica de maior amplitude e a fundamental, como mostrado abaixo:

$$h = \frac{\omega_h}{\omega_f} \quad (9)$$

A função de transferência do SOGI, utilizado em ambos os estágios de detecção pode ser expressa por:

$$H_\alpha(s) = \frac{i_{Lh\alpha}(s)}{i_{Lh}(s)} = \frac{k\omega_h s}{s^2 + k\omega_h s + \omega_h^2} \quad ; \quad H_\beta(s) = \frac{i_{Lh\beta}(s)}{i_{Lh}(s)} = \frac{k\omega_h^2}{s^2 + k\omega_h s + \omega_h^2} \quad (10)$$

Através da função de transferência descrita é possível observar que a largura de banda do SOGI depende apenas do fator de amortecimento  $k$ . A análise da Eq. (10) para diversos valores de  $k$  possibilita definir o melhor valor para este fator. Para  $k = \sqrt{2}$  tem-se uma boa relação entre tempo de assentamento e o sobressinal, atingindo uma resposta criticamente amortecida (Teodorescu, Liserre, & Rodriguez, 2011).

### 2.3 Projeto dos controladores PMR

Os controladores proporcionais multi-ressonantes são baseados em um ganho proporcional e múltiplos ganhos ressonantes. Para este trabalho, a proposta é utilizar apenas um ganho proporcional e dois ressonantes: um para a componente fundamental da corrente, e outro para a componente harmônica a ser compensada. Cada um dos ganhos ressonantes é ajustado de acordo com as frequências fundamental ( $\omega_f$ ) e harmônica ( $\omega_h$ ), extraídas pela estrutura de detecção de corrente harmônica proposta neste trabalho, de modo que os controladores sejam dinamicamente sintonizados durante as variações nos harmônicos na corrente da carga. Este controlador pode ser representado pela Eq. (11).

$$G(s) = K_p + K_{if} \frac{s}{s^2 + \omega_f^2} + K_{ih} \frac{s}{s^2 + h\omega_f^2} \quad (11)$$

onde  $K_p$  é o ganho proporcional e  $K_{if}$  e  $K_{ih}$  são os ganhos ressonantes das componentes fundamental e harmônica, respectivamente. A segunda parcela ressonante do controlador é responsável por rastrear o sinal do harmônico de ordem  $h$ . Estes controladores devem ser cuidadosamente ajustados, pois algumas frequências harmônicas podem estar acima da frequência de cruzamento (*crossover*) da malha de corrente, o que pode gerar instabilidades. O ajuste do ganho proporcional  $K_p$  do PMR é feito conforme proposto por (Yepes, Freijedo, Lopez, & Doval-Gandoy, 2011).

## 3. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para este trabalho foi utilizado o programa PLECS. A tensão no PAC é de 220 V com frequência fundamental de 60 Hz. O modelo de painel solar utilizado para a simulação é baseado no método matemático proposto em (Villalva, Gazoli, & Filho, 2009). Os parâmetros utilizados na modelagem do painel solar estão expressos na Tab. 1. Durante todo o tempo de simulação a irradiância solar sobre o painel foi mantida constante, com valor igual a 600 W/m<sup>2</sup>.

O inversor utilizado na conversão da energia gerada pelo painel tem potência nominal de 25,5 kVA e a frequência de chaveamento do mesmo é de 6 kHz.

Como o valor da irradiância foi considerado constante, a tensão no barramento cc do sistema tem valor fixo. A referência para o controle é gerada por um algoritmo de detecção do ponto de máxima potência (dP-P&O MPPT). Os parâmetros utilizados para os controles realizados no sistema estão na Tab. 2. O controle da tensão no barramento cc realizado é mostrado na Fig. 5.

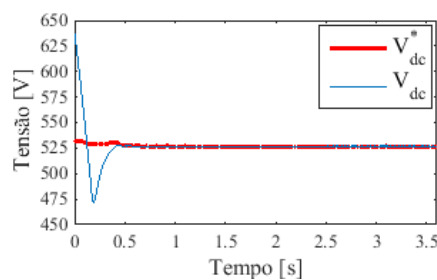


Figura 5 – Controle da tensão do barramento cc.

Tabela 1- Dados do painel solar

CARACTERÍSTICA	VALOR
Corrente de curto circuito nominal	8,5 A
Tensão de circuito aberto nominal	37,5 V
Corrente no ponto de máxima potência	7,99 A
Tensão no ponto de máxima potência	31,29 V
Coefficiente térmico da corrente de curto circuito	-0,313 A/K
Coefficiente térmico da tensão de circuito aberto	0,0043 V/K
Resistência em série do painel	0,1739 $\Omega$
Resistência em paralelo do painel	379,0234 $\Omega$
Número de painéis em série	17
Número de painéis em paralelo	6

Tabela 2 – Parâmetros dos controles do sistema

PARÂMETROS DO CONTROLE DO BARRAMENTO CC	
Ganho proporcional	0,38
Ganho integral	3,95
PARÂMETROS DO SOGI-PLL (COMPONENTE FUNDAMENTAL)	
Ganho proporcional	26,66
Ganho integral	355,31
PARÂMETROS DO SOGI-PLL (COMPONENTE HARMÔNICA)	
Ganho proporcional	444,29
Ganho integral	98696,04
PARÂMETROS DO PMR	
Ganho proporcional	39,10
Ganho ressonante da componente fundamental	1000
Ganho ressonante da componente harmônica	5000

A corrente total da rede terá uma componente de amplitude e frequência constante no que diz respeito à componente fundamental, e componentes de correntes harmônicas com frequências e amplitudes variando de acordo com o comportamento da carga. A componente fundamental da corrente detectada pelo método proposto está representada na Fig. 6 a e Fig. 6 b.

São utilizadas fontes de corrente para emular uma carga com componente harmônica de quinta ordem com amplitude de 3 A, e de sétima ordem com amplitude de 1 A em cada fase do sistema. No entanto, durante a primeira fase da simulação não ocorre detecção de harmônicos, de modo que as componentes harmônicas distorcem o sinal da rede. A partir de  $t = 1,2$  s inicia-se a detecção de harmônicos, e com isso a compensação dos mesmos. Como o método proposto detecta apenas a componente de maior amplitude presente na corrente da carga, o resultado da detecção de harmônicos será uma componente de quinta ordem, com amplitude de 3 A, como mostrado na Fig. 6 c e Fig. 6 d. Assim, os controladores PMR devem ser ajustados para 60Hz (frequência fundamental da rede) e 300Hz (quinto harmônico).

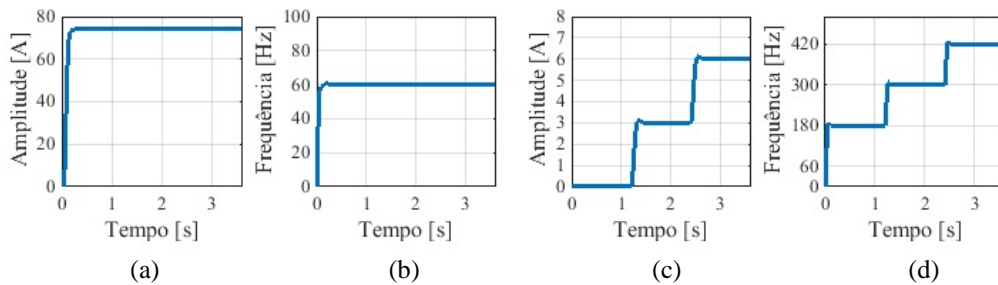


Figura 6 – Detecção da (a) amplitude e (b) frequência da componente fundamental, e da (c) amplitude e (d) frequência da componente harmônica de maior amplitude da corrente da carga.

Nota-se que, apesar da detecção de harmônicos se iniciar apenas em  $t = 1,2$  s, antes desse tempo a PLL fornece uma frequência de 180 Hz, que corresponde apenas ao valor inicial atribuído, uma vez que em sistemas trifásicos não ocorre distorções harmônicas de ordens tripla. Em  $t = 2,4$  s ocorre uma mudança no comportamento da carga, de modo que esta passa a causar na corrente da rede distorções harmônicas de sétima ordem com amplitude de 6 A, e de décima primeira ordem com amplitude de 3 A em cada fase. Como resposta a esta alteração na carga, o controlador PMR é dinamicamente reajustado para 60 Hz e 420 Hz (sétimo harmônico).

As componentes harmônicas da carga, detectadas pelo método proposto, são usadas como referência no controle das correntes do inversor. Assim, o inversor passará a injetar na rede uma corrente capaz de compensar o efeito que o harmônico de maior amplitude da carga causa no sistema.

Os erros dos controladores PMR, mesmo durante o transitório devido à mudança do comportamento da carga, são consideravelmente pequenos (aproximam-se de 1 A em regime permanente e de 4 A durante o transitório). Isso garante que a componente de corrente harmônica, injetada pelo inversor, é capaz de anular os efeitos da mesma componente da carga, minimizando os efeitos de distorção devido a harmônicos na rede. Tal afirmação pode ser comprovada pela análise dos espectros das correntes na rede, no inversor e na carga, mostrado nas Fig. 7 e Fig. 8.

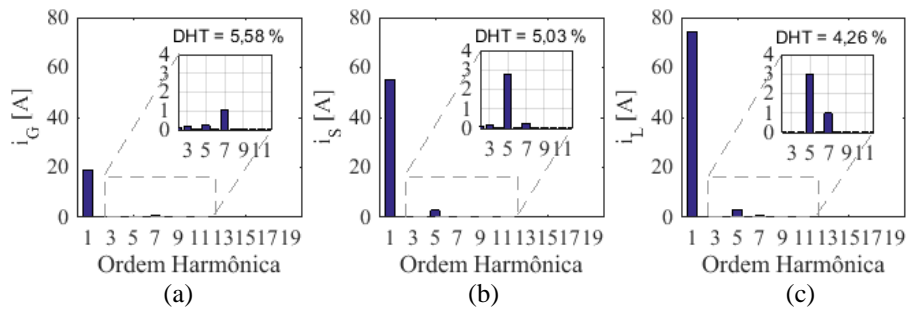


Figura 7 – Espectro das correntes (a) da rede, (b) do inversor e (c) da carga no tempo de dois segundos.

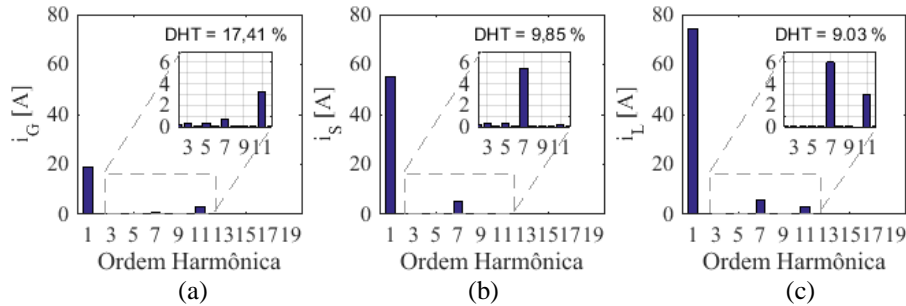


Figura 8 – Espectro das correntes (a) da rede, (b) do inversor e (c) da carga no tempo de três segundos.

Na Fig. 7 é mostrado o espectro das correntes para um instante em que a carga está injetando componentes de quinto e sétimo harmônico. Neste instante a distorção harmônica total (DHT) na corrente da rede é de 5,58%. Caso não fosse realizada a compensação do harmônico de maior amplitude, haveria na rede uma DHT de 16,77%. Nota-se que a dinâmica do método adotado para controle da corrente no inversor está praticamente anulando o efeito da corrente de quinto harmônico sobre a rede, reduzindo a DHT da corrente da rede.

Na Fig. 8 é mostrado o espectro das mesmas correntes, para um instante em que a carga está injetando componentes de sétimo e décimo primeiro harmônicos. Neste instante a DHT da corrente da rede é de 17,40%. Para estas mesmas condições, se não fosse aplicada a compensação proposta, haveria uma DHT de 35,24%. Novamente é possível notar a dinâmica do método proposto, uma vez que após a alteração no comportamento da carga o efeito do harmônico de maior amplitude (sétimo harmônico) sobre a rede continua sendo praticamente nulo, e a DHT da corrente da rede teve uma queda significativa.

#### 4. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma função adicional para o inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica, com realização do serviço auxiliar de compensação de harmônicos. Houve a compensação parcial da corrente harmônica gerada por cargas não lineares conectadas ao sistema

Foi proposto a compensação do harmônico de maior amplitude da corrente da carga, de modo a diminuir as distorções causadas por este. Seguindo esta proposta, foi realizada a detecção desta componente, que foi utilizada como referência para o controle da corrente do inversor. Este controle tem a capacidade de rastrear dinamicamente as variações do conteúdo harmônico, uma vez que este é ajustado com base na frequência detectada pelo método apresentado. Assim o método proposto neste trabalho é uma boa alternativa para compensar parcialmente o conteúdo de corrente harmônica que chega até a rede, diminuindo significativamente as distorções geradas pelas cargas não lineares. Logo, se houver uma grande dispersão de sistema fotovoltaicos na rede, todos em conjunto podem melhorar significativamente o índice de qualidade da rede, mesmo com a compensação parcial dos harmônicos.

#### REFERÊNCIAS

- Akagi, H., Kanazawa, Y., & Nabae, A. (abril de 2008). Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. *IEEE Transactions on industry applications*, vol. IA-20, n. 3, pp. 625-630.
- Bonaldo, J. P., Morales Paredes, H. K., & Antenor Pomilio, J., junho de 2015. Control of Single-Phase Power Converters Connected to Low Voltage Distorted Power Systems with Variable Compensation Objectives. *IEEE Transactions on power electronics*.
- Bonaldo, J., & Antenor Pomilio, J., 2013. Multi - Functional Use of Single-Phase Power Converters. *IEEE PES Conference On Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA)*, pp. 1-6. São Paulo.

- Cupertino, A., Domingos, R., Pereira, H., Costa, W., & Silva, S., março de 2014. Inversores multifuncionais para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. V Congresso Brasileiro de Energia Solar.
- He, J., Li, Y. W., Blaabjerg, F., & Wang, X., Fevereiro de 2014. Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n. 2, pp. 642-653.
- Mcgrath, B. P., Holmes, D. G., & Galloway, J. J., julho de 2005. Power converter line synchronization using a discrete Fourier transform (DFT) based on a variable sample rate. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, n. 4, pp. 877 - 884.
- Pereira, H. A., Domingos, R. M., Xavier, L. S., Cupertino, A. F., Mendes, V. F., & Paulino, J. O., setembro de 2015. Adaptive Saturation for a Multifunctional Three-Phase Photovoltaic Inverter. 17th European conference on power electronics and applications, pp. 1-10.
- REN21., 2015. Renewables 2015 Global Status Report. Paris: REN21 Secretariat.
- Rodríguez, P., Luna, A., Candela, I. M., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F., Janeiro de 2011. Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n. 1, pp. 127-138.
- Sera, D., Teodorescu, R., Hantschel, J., & Knoll, M., julho de 2008. Optimized maximum power point tracker for fast changing environmental conditions. IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 2629 - 2637.
- Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodriguez, P., 2011. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley-IEEE.
- Villalva, M. G., Gazoli, J. R., & Filho, E. R., maio de 2009. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. IEEE Transactions on power electronics, vol. 24, n. 5, pp. 1198 - 1208.
- Wang, Y. F., & Li, Y. W., abril de 2013. Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, n. 4, pp. 1452 - 1463.
- Xavier, L. S., Cupertino, A. F., & Pereira, H. A., dezembro de 2014. Adaptive Saturation Scheme for a Multifunctional Single-Phase Photovoltaic Inverter. 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp. 1-8.
- Xavier, L. S., Cupertino, A. F., Mendes, V. F., & Pereira, H. A., 2015. A novel adaptive current harmonic control strategy applied in multifunctional single-phase solar inverters. IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference.
- Yang, Y., Blaabjerg, F., & Wang, H., junho de 2014. Low Voltage Ride-Through of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, n. 3, pp. 1942 - 1952.
- Yepes, A., Freijedo, F., Lopez, O., & Doval-Gandoy, J., novembro de 2011. Analysis and Design of Resonant Current. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, n. 11, pp. 5231-5250.

### **THREE-PHASE INVERTERS BASED ON ADAPTATIVE RESSONANT CONTROLLERS TO HARMONIC CURRENT COMPENSATION IN PHOTOVOLTAIC SYSTEMS**

**Abstract.** *This paper presents a three-phase inverter control scheme based on proportional multi resonant controllers (PMR). In the proposed strategy, the inverter must be able to compensate harmonics, besides inject the maximum power obtained from the solar panel in the system. Once the inverter hardly ever operates in its nominal power due, e.g. to variations on the irradiance level, the use of this device to ancillary services optimizes the use of the energy supplied by him. The harmonic detection is given by two second order generalized integrators – phase locked loop (SOGI-PLL) cascaded, where the first detects the fundamental component of the current, and the second one detects the highest amplitude harmonic in the load current. The SOGI is synchronized according to the frequencies obtained dynamically by the PLL, the harmonic detection adapts quickly to the variations occurred in this components. Once the PR controllers are also dynamically adjusted, the control strategy is adaptive to changes occurred on the load current. This strategy allows partial compensation of the harmonic components of the current, decreasing the distortion that they generate in the electrical grid. The case study was made on the software PLECS, with the aid of a mathematical model of solar panel with a power of 25,5 kW.*

**Key words:** *Solar Energy, multifunctional inverter, harmonic compensation.*