

CONTROLE E REDUÇÃO DAS CORRENTES HARMÔNICAS DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICO INTERLIGADO À REDE ELÉTRICA SEM FILTROS PASSIVOS

Pedro M. de Almeida^{*,‡}, André A. Ferreira^{*}, Henrique A. C. Braga^{*}, Paulo F. Ribeiro[‡] e Pedro G. Barbosa^{*}

^{*}Universidade Federal de Juiz de Fora, Núcleo de Automação e Eletrônica de Potência
Juiz de Fora, MG, 36.036-900 Brasil

[‡]Technische Universiteit Eindhoven, Den Dolech 2, 5612 AZ, P.O. Box 513, CR 2.15
5600 MB Eindhoven, The Netherlands

e-mails: pedro.machado@engenharia.ufjf.br, andre.ferreira@ufjf.edu.br, henrique.braga@ufjf.edu.br, pfriberiro@ieee.org,
pedro.gomes@ufjf.edu.br

Resumo—Este trabalho apresenta alguns resultados da modelagem e projeto dos controladores de um sistema de geração fotovoltaico de 30 kWp conectado à rede elétrica do Campus da Universidade Federal de Juiz de Fora. O conversor de interface é interligado a rede elétrica usando somente as indutâncias de dispersão de um banco de transformadores monofásicos como filtro passivo. O algoritmo de controle foi desenvolvido no sistema de coordenadas síncrono ($dq0$). Dois controladores proporcional-integral (PI-SRF) idênticos foram projetados para regular as correntes sintetizadas em cada coordenada. Será mostrado que o controlador PI-SRF pode ter seu desempenho reduzido quando correntes distorcidas são drenadas pelo transformador de conexão. Para contornar o problema anterior é projetado um controlador repetitivo (RC) para ser conectado em paralelo com o PI-SRF. O desempenho do controlador híbrido (PI-SRF + RC) é testado em regime permanente e transitório para variações na potência convertida nos painéis fotovoltaicos. Resultados experimentais são apresentados para validar o projeto e o desempenho do controlador híbrido proposto.

Palavras-Chave—Controlador de Corrente, Controlador Digital, Controlador Repetitivo, Sistema Fotovoltaico.

CONTROL AND HARMONIC CURRENT REDUCTION OF A PHOTOVOLTAIC SYSTEM CONNECTED TO THE GRID WITHOUT PASSIVE FILTERS

Abstract—This work presents some results of modeling and control design of a 30 kWp photovoltaic system connected to the grid in the Campus of Federal University of Juiz de Fora. The interface converter is connected to the grid using only the leakage inductance of a single-phase transformer bank as passive filter. The control algorithm is carried out in the synchronous reference frame ($dq0$). Two identical proportional-integral controllers (PI-SRF) are designed to regulate the currents in each coordinate. It will be shown that the PI-SRF controller may have its effectiveness compromised due to distorted currents drained by the connection transformer. To overcome the aforementioned problem a repetitive controller (RC) is designed and connected in parallel with the PI-SRF. The performance of the hybrid controller (PI-SRF + RC) is tested under steady-state and transient conditions for variations in the power generated by the photovoltaic (PV) panels. Experimental results are presented to validate the design and performance of the proposed hybrid controller.

Artigo submetido em 27/08/2012. Primeira revisão em 07/08/2013, segunda revisão em 16/10/2013. Aceito para publicação em 21/10/2013 por recomendação do editor João Onofre Pereira Pinto.

Keywords—Current Controllers, Digital Controller, Repetitive Controller, Photovoltaic System.

I. INTRODUÇÃO

A integração de sistemas de geração dispersos (SGD) fotovoltaicos à rede elétrica tem sido vista como uma alternativa promissora para aumentar a oferta energia elétrica [1], [2]. Além da modularidade, a instalação próxima dos centros de carga, a ausência de partes móveis e a não emissão de gases poluentes são algumas das vantagens da utilização desses sistemas [3].

Juntamente com os sistemas de armazenamento de energia (e.g. flywheels, baterias entre outros) e os sistemas de medição e gerenciamento em tempo real, os SGD são responsáveis por transformar as atuais redes de distribuição de energia elétrica em “redes ativas” nas quais consumidores podem também produzir energia elétrica [4], [5].

Diferentes estruturas e topologias de conversores estáticos já foram propostas na literatura para processar a energia gerada em sistemas fotovoltaicos [5], [6], [7], [8], [9]. Essas topologias são classificadas como monofásicas ou trifásicas, com um ou mais estágios e conectados ou não à rede elétrica. Com relação a esta última categoria podem ser utilizados transformadores de alta ou baixa frequência para isolar o conversor e os painéis fotovoltaicos (PV) da rede elétrica ou carga.

Na Figura 1 é mostrado o diagrama unifilar de um SGD fotovoltaico de um único estágio. Nesta configuração, cada arranjo fotovoltaico é formado pela conexão série de painéis PV, de maneira que o valor da tensão CC do conversor estático seja superior ao valor de pico da tensão CA da rede. Diodos de potência (D_1 a D_n) devem ser conectados em série com cada arranjo para evitar a circulação de corrente reversa pelos painéis PV no caso de sombreamento parcial de alguns módulos. As correntes i_d^* e i_q^* são sinais de referência proporcionais as potências ativa e reativa que o conversor deve sintetizar em seus terminais, respectivamente. Nesta figura a rede elétrica foi representada por um circuito equivalente formado pela fonte de tensão v_s conectada em série com a impedância $\hat{Z}_s = R_s + j(2\pi f_1) L_s$, onde f_1 é a frequência fundamental da rede.

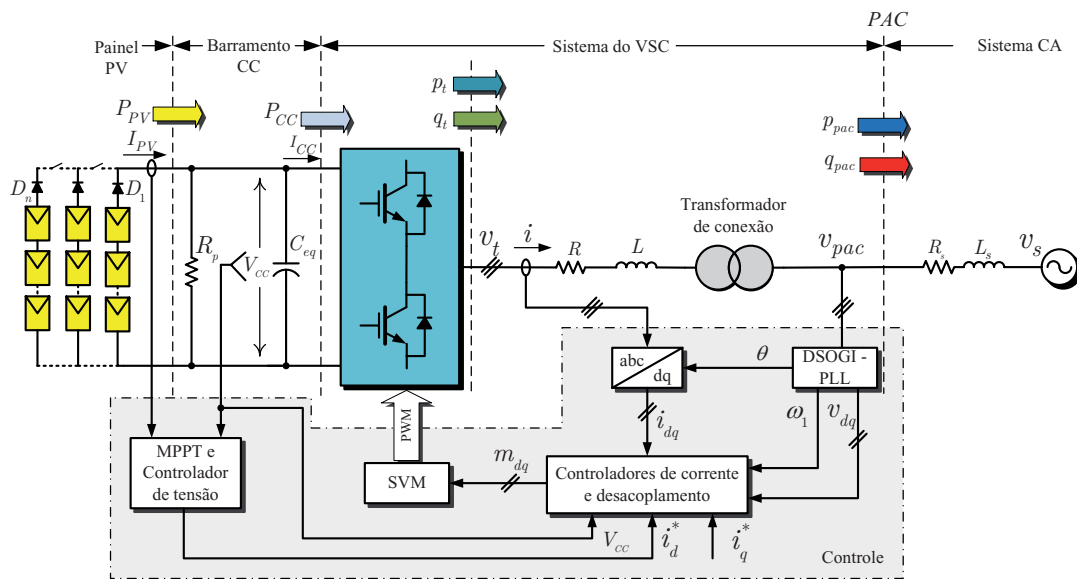


Fig. 1. Diagrama de esquemático do sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica de distribuição sem filtros passivos.

Nas últimas décadas diferentes estratégias tem sido propostas e testadas para controlar as correntes de conversores estáticos conectados a rede elétrica [5], [10], [11], [12], [13], [14].

O uso de controladores proporcional-integral (PI) é uma solução simples e de fácil implementação quando as correntes a serem controladas tem uma característica estacionária. Nas aplicações onde correntes senoidais trifásicas devem ser sintetizadas, usa-se uma transformação de coordenadas ($dq0$), geralmente sincronizada com a tensão do ponto de acoplamento comum (PAC), para transformar os sinais senoidais em sinais estacionários [6], [9]. Devido a transformação $dq0$ este controlador recebe a denominação PI-SRF.

Nas aplicações onde as correntes não são senoidais, como é o caso de filtros ativos de potência ou no caso de conversores alimentando cargas não lineares, o controlador PI-SRF tem seu desempenho comprometido devido ao seu ganho finito nas frequências harmônicas. Neste caso, outros tipos controladores possíveis de serem usados são: (i) controlador PI-SRF com integradores em múltiplas referências rotativas (PI-MRI) [15], (ii) controlador proporcional com integradores senoidais de sinais (P-SSI) [16], (iii) controlador P-SSI no sistema de coordenadas síncrono (P-SSI-SRF) [17], (iv) controlador PI com reguladores ressonantes no sistema de coordenadas síncrono (PI-RES) [18] e (v) controlador repetitivo (RC) [19], [20], [21], [22].

No exemplo da Figura 1, como o SGD fotovoltaico é interligado diretamente a rede CA sem filtros passivos, os controladores PI-SRF não conseguem rastrear correntes senoidais com erros de regime permanente nulos. Isto é devido ao fato de que os picos das tensões chaveadas, proporcionais a tensão CC dos arranjos PV, forçam a operação saturada do transformador de conexão e a circulação de correntes distorcidas pela rede elétrica. Para contornar esse problema pode-se alterar o projeto do PI-SRF para garantir um ganho elevado nas frequências de interesse. Contudo essa modificação pode instabilizar o sistema. Uma segunda

alternativa seria substituir o controlador PI-SRF por qualquer um dos controladores citados anteriormente.

Em [13] é apresentado um estudo inicial comparando o desempenho dos cinco controlares anteriores. Apesar de todos os controladores terem apresentado um bom desempenho, o controlador repetitivo foi o que apresentou o menor tempo de processamento.

O controlador repetitivo é um controlador baseado no princípio do modelo interno cuja cópia do sinal a ser seguido pode ser sintetizada tanto recursivamente [23] quanto usando a Transformada Discreta de Fourier [24]. O RC recursivo possui uma malha de realimentação positiva formada por atrasos temporais que adiciona ao sinal de erro atual os erros de períodos anteriores [25], [21] e [26]. Desse modo o controlador repetitivo vai reduzindo gradualmente, através de compensações sucessivas, o erro entre o sinal de referência e o sinal medido.

O principal objetivo deste trabalho é apresentar as etapas do projeto de um controlador repetitivo para compensar as correntes distorcidas drenadas pelo transformador de conexão de um sistema fotovoltaico. Inicialmente é apresentado um modelo matemático discretizado, referenciado no sistema de coordenadas $dq0$, para o SGD fotovoltaico. O modelo simplificado é usado para projetar os controladores PI-SRF do sistema. Como o SGD é interligado à rede elétrica sem filtros passivos, utiliza-se um controlador híbrido (PI-SRF+RC) para controlar e compensar as correntes distorcidas que circulam pelo sistema. O desempenho do controlador híbrido é testado em regime permanente e frente a variações na potência convertida pelos painéis PV. Resultados experimentais são apresentados para demonstrar e validar o bom desempenho do controlador PI-SRF+RC.

II. MODELO MATEMÁTICO SIMPLIFICADO DO CONVERSOR DE INTERFACE DO SGD

Assumindo uma ligação Δ - Δ para as bobinas do transformador de conexão da Figura 1 e desprezando os harmônicos

gerados pelo conversor de interface, pode-se escrever as seguintes relações:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_a + \left(\frac{1}{L}\right)v_a \\ \frac{di_b}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_b + \left(\frac{1}{L}\right)v_b \\ \frac{di_c}{dt} = -\left(\frac{R}{L}\right)i_c + \left(\frac{1}{L}\right)v_c \end{cases}, \quad (1)$$

onde L e R são a resistência e a indutância equivalentes, medidas entre os terminais do conversor e o ponto de acoplamento comum; i_a, i_b, i_c são as correntes de linha sintetizadas pelo conversor; $v_a = (v_{t,a} - v_{a,pac}), v_b = (v_{t,b} - v_{b,pac}), v_c = (v_{t,c} - v_{c,pac})$, sendo $v_{t,a}, v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ as tensões instantâneas nos terminais do conversor; e $v_{a,pac}, v_{b,pac}$ e $v_{c,pac}$ as tensões instantâneas no ponto de acoplamento comum referenciadas ao primário do transformador, respectivamente.

Os valores de L e R em (1) são formados pelas resistências próprias e indutâncias de dispersão das bobinas primárias e secundárias do transformador de conexão e dependem do tipo de conexão e da relação de espiras entre essas bobinas. Assim, se o transformador tem suas bobinas conectadas em $Y-Y$ os valores de L e R são as próprias resistências e indutâncias de dispersão, refletidas ao primário. Já se as bobinas do transformador forem ligadas em $\Delta - \Delta$ essas indutâncias serão reduzidas de um fator de $1/3$. Ainda sobre o modelo simplificado apresentado em (1), não foi considerado o efeito da indutância de magnetização dos transformadores sobre as correntes de linha.

No caso das bobinas do transformador serem ligadas em $\Delta-Y$ não só os valores de L e R sofrem alterações mas também as relações entre as tensões terminais e as do PAC. Em [19] e [20] são apresentados modelos mais detalhados para o conversor de interface onde, além do tipo de ligação entre as bobinas primárias e secundárias, são propostas soluções para evitar a magnetização assimétrica do transformador em consequência da geração de nível CC nas tensões de saída devido a erros no padrão de chaveamento.

Utilizando uma estratégia ZOH [27] para discretizar (1), tem-se a seguinte representação no espaço de estados para as correntes e tensões no sistema de coordenadas síncrono (Apêndice A):

$$\begin{bmatrix} i_d(n+1) \\ i_q(n+1) \\ i_0(n+1) \end{bmatrix} = \mathbf{G}(n) \begin{bmatrix} i_d(n) \\ i_q(n) \\ i_0(n) \end{bmatrix} + \mathbf{H}(n) \begin{bmatrix} v_d(n) \\ v_q(n) \\ v_0(n) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

onde os subíndices d, q e 0 são usados para identificar as correntes e tensões no novo sistema de coordenadas; $(n+1)$ e (n) representam os tempos discretos $t(n+1) = (n+1)T_s$ e $t(n) = nT_s$, respectivamente. Sendo n um número inteiro positivo que representa o instante atual e $T_s = (1/f_s)$ o período de amostragem.

Das metodologias propostas na literatura para transformar um sistema de tensões e correntes nas coordenadas abc em um sistema de coordenadas síncrono, nenhuma é destinada para sistemas amostrados nos quais as variáveis são definidas apenas em instantes discretos do tempo [9].

De [27], e tendo em mente as transformações lineares dadas em (31) e (32) pode-se calcular as matrizes $\mathbf{G}(n)$ e

$\mathbf{H}(n)$ como mostrado a seguir:

$$\mathbf{G}(n) = \mathbf{T}(n+1) [e^{\mathbf{A}T_s}] \mathbf{T}^{-1}(n) = \begin{bmatrix} a \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & a \sin(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ -a \sin(\theta_{n+1} - \theta_n) & a \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}, \quad (3)$$

e,

$$\mathbf{H}(n) = \mathbf{T}(n+1) \left[\int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\lambda} \cdot \mathbf{B}d\lambda \right] \mathbf{T}^{-1}(n) = \begin{bmatrix} b \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & b \sin(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ -b \sin(\theta_{n+1} - \theta_n) & b \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}, \quad (4)$$

onde $a = e^{-\left(\frac{RT_s}{L}\right)}$, $b = (1-a)/R$ e $\theta_n = \omega(n) t(n)$.

O ângulo θ_{n+1} usado em (3) e (4) pode ser estimado integrando numericamente $d\theta/dt = \omega$ sobre um período de amostragem T_s conforme mostrado a seguir:

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \omega(n)T_s, \quad (5)$$

onde $\omega(n)$ é frequência angular do sistema, no tempo $t(n)$, detectada por um circuito de sincronismo (PLL-Phase Locked-Loop) implementado em processador digital de sinais (DSP) [28].

Assumindo que T_s seja muito menor que o período da componente fundamental (T_1) pode-se substituir (5) em (3) e (4) fazendo as seguintes aproximações:

$$\begin{cases} \cos(\theta_{n+1} - \theta_n) = \cos(\omega(n)T_s) \approx 1, \\ \sin(\theta_{n+1} - \theta_n) = \sin(\omega(n)T_s) \approx \omega(n)T_s. \end{cases} \quad (6)$$

A título de exemplo, se $f_s \geq 50f_1$ tem-se que o erro será menor que 1% para as aproximações feitas em (6). Contudo, se houver necessidade de aumentar o tempo de amostragem devido ao período necessário para o processamento dos sinais de controle e dos algoritmos de supervisão, essa simplificação tem que ser reconsiderada para não comprometer a precisão da modelagem.

Das aproximações dadas em (6) tem-se que \mathbf{G} tende para a matriz identidade quando T_s tende para zero. Um segundo ponto importante é que o acoplamento entre as correntes de eixo direto e eixo em quadratura do sistema (2) é multiplicado por $a\omega(n)T_s$ ao invés de ωL , como no caso do sistema no tempo contínuo. Observa-se também um acoplamento entre as tensões de eixo direto e em quadratura do sistema no tempo discreto.

De (2), (3), (4) e introduzindo novas variáveis de controle $u_d(n)$ e $u_q(n)$, pode-se escrever as seguintes relações:

$$v_{t,d}(n+1) = -\left[\frac{a\omega(n)T_s}{b}\right]i_q(n) + u_d(n) - [\omega(n)T_s]v_q(n) + v_{d,pac}(n), \quad (7)$$

e,

$$v_{t,q}(n+1) = +\left[\frac{a\omega(n)T_s}{b}\right]i_d(n) + u_q(n) + [\omega(n)T_s]v_d(n) + v_{q,pac}(n). \quad (8)$$

onde $u_d(n)$ e $u_q(n)$ são as novas variáveis de controle. As linhas e colunas referentes às correntes e tensões de sequência zero do sistema (2) foram desprezadas pois o conversor do SGD fotovoltaico é trifásico a três fios.

Substituindo (7) e (8) em (2) tem-se que o comportamento dinâmico das correntes $i_d(n+1)$ e $i_q(n+1)$ passa a ser descrito por:

$$\begin{cases} i_d(n+1) = ai_d(n) + bu_d(n) \\ i_q(n+1) = ai_q(n) + bu_q(n) \end{cases} \quad (9)$$

Considerando o comportamento estacionário de $i_d(n)$ e $i_q(n)$, pode-se completar as relações anteriores definindo-se duas malhas de realimentação com controladores proporcional-integral para garantir que a corrente do conversor rastreie o sinal de referência com erro de regime nulo. As expressões, no tempo discreto, destes controladores são dadas por:

$$u_d(n) = k_p \left[\varepsilon_d(n) + \frac{T_s}{\tau_i} \sum_{h=1}^n \frac{\varepsilon_d(h) + \varepsilon_d(h-1)}{2} \right], \quad (10)$$

e,

$$u_q(n) = k_p \left[\varepsilon_q(n) + \frac{T_s}{\tau_i} \sum_{h=1}^n \frac{\varepsilon_q(h) + \varepsilon_q(h-1)}{2} \right], \quad (11)$$

onde $\varepsilon_d(n) = i_d^*(n) - i_d(n)$ e $\varepsilon_q(n) = i_q^*(n) - i_q(n)$ são os erros entre os sinais de referência $i_d^*(n)$ e $i_q^*(n)$ e as correntes sintetizadas pelo conversor nas coordenadas d e q , respectivamente; k_p é o ganho proporcional e τ_i é a constante de tempo do integrador, respectivamente.

Desprezando os harmônicos e assumindo que seja usada uma estratégia de modulação vetorial [11], pode-se escrever as seguintes expressões para as tensões sintetizadas pelo conversor do SGD:

$$\begin{cases} v_{t,d}(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_d(n) \\ v_{t,q}(n) = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{CC}(n) \cdot m_q(n) \end{cases}, \quad (12)$$

onde $m_d(n)$ e $m_q(n)$ são os índices ou fatores de modulação nas coordenadas d e q para $t(n)$, respectivamente.

Das relações anteriores pode-se construir o diagrama de blocos da Figura 2. Os fatores de modulação $m_d(n)$ e $m_q(n)$ controlam as correntes sintetizadas pelo conversor de interface. Os blocos $F_a(z)$ são filtros anti-aliasing analógicos representados no tempo discreto e são também responsáveis por eliminar os ruídos de alta frequência gerados pelo chaveamento do conversor estático. Os blocos $C_i(z)$ são os controladores de corrente cujas relações no tempo discreto são dadas por (10) e (11). Os blocos $C_{rc}(z)$ são controladores repetitivos cujos projeto e análise serão apresentados e discutidos na Seção IV.

Observe também que os índices $m_d(n)$ e $m_q(n)$ foram normalizados em relação a $V_{CC}(n)/\sqrt{3}$. Esse procedimento tem uma característica preditiva (ação *feedforward*), atenuando o efeito das oscilações em V_{CC} nas variáveis de saída do controlador. Os acoplamentos associados às variáveis $v_d(n)$ e $v_q(n)$, mostrados em (7) e (8), foram desprezados pelo fato destas variáveis estarem multiplicadas pelo fator $\omega(n)T_s$,

considerado pequeno. O atraso z^{-1} foi introduzido nesta figura para modelar o tempo de processamento.

Controladores adicionais, externos aos controladores de corrente, podem ser projetados para controlar as potências ativa e reativa ou as amplitudes das tensões CC e CA ou ainda, uma combinação das variáveis anteriores [2], [9], [29]. O estudo e a modelagem destes controladores não serão abordados neste trabalho.

Para completar o modelo matemático simplificado do conversor pode-se incluir o efeito dinâmico da tensão nos terminais CC do conversor:

$$C_{eq} V_{CC} \frac{dV_{CC}}{dt} = P_{PV} - \left(\frac{V_{CC}^2}{R_p} \right) - P_{CC}, \quad (13)$$

onde $P_{PV} = V_{CC} I_{PV}$, $P_{CC} = V_{CC} I_{CC}$ e V_{CC}^2/R_p são a potência nos terminais de saída dos painéis fotovoltaicos, a potência nos terminais de entrada do conversor e a potência dissipada no lado CC, respectivamente; R_p é uma resistência usada para modelar as perdas CC do conversor.

III. PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO SGD

Devido à estratégia de desacoplamento aplicada às correntes $i_d(n)$ e $i_q(n)$, o diagrama de blocos da Figura 2 pode ser reduzido a dois diagramas simplificados, um de eixo direto e outro em quadratura, idênticos ao da Figura 3.

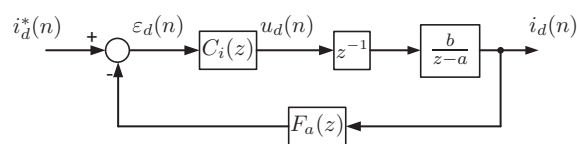


Fig. 3. Diagrama de blocos do controle de corrente na coordenada d .

A função de transferência do controlador de corrente $C_i(z)$, cuja equação a diferenças é dada em (10), pode ser escrita como:

$$C_i(z) = k_p \left[1 + \frac{T_s}{2\tau_i} \cdot \frac{(z+1)}{(z-1)} \right]. \quad (14)$$

Devido ao fato de que a planta $G(z) = b/(z-a)$ possui somente um polo, localizado dentro do círculo unitário, e nenhum zero, pode-se empregar diferentes técnicas para projetar $C_i(z)$ [27].

Assumindo que o filtro $F_a(z)$ tem ganho unitário na faixa de operação do controlador de corrente, o ganho k_p e a constante de tempo τ_i podem ser escolhidos para que o zero do controlador cancele o polo da planta.

Nas Tabelas I e II são mostrados os parâmetros do SGD fotovoltaico e do controlador $C_i(z)$, este último projetado com base nos critérios descritos anteriormente.

A Figura 4 mostra a resposta em frequência da planta em malha fechada com o controlador PI projetado. Os controladores de eixo d e q foram projetados com parâmetros idênticos para garantir um comportamento dinâmico semelhante para as correntes nas duas coordenadas. Não se pode

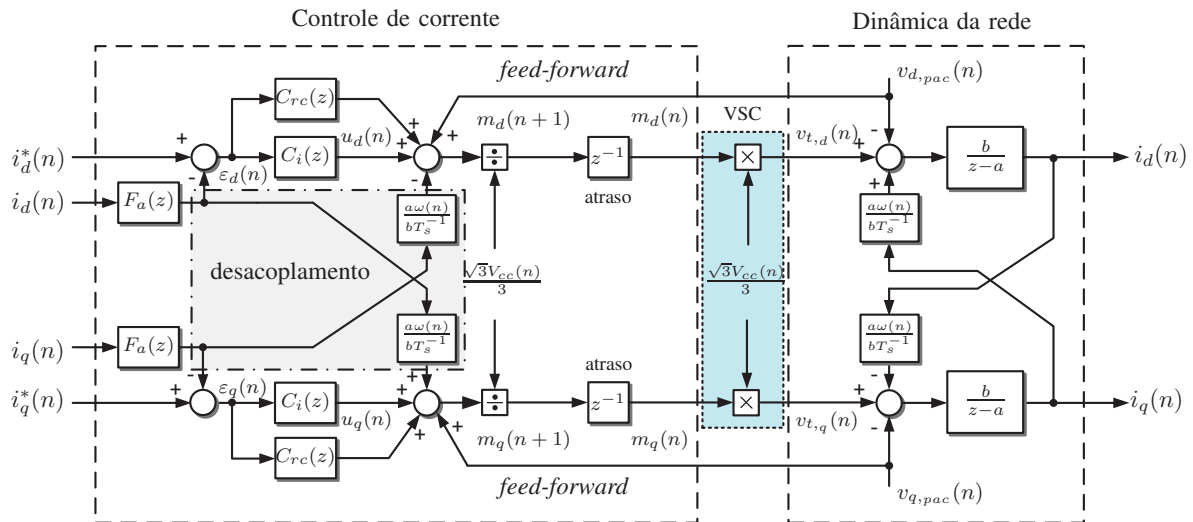


Fig. 2. Diagrama de blocos do controle de corrente.

TABELA I
Parâmetros do sistema.

Descrição	Valor
Frequência chaveamento (f_{sw})	20 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	12 kHz
Frequência fundamental (f_1)	60 Hz
Tensão eficaz de fase (V_t)	127 V
Indutância série (L)	0,83 mH
Resistência série (R)	0,37 Ω
Capacitância CC (C_{eq})	4700 μF

TABELA II
Parâmetros do controlador de corrente.

Descrição	Valor
Ganho proporcional (k_p)	0,7964 V/A
Constante de tempo do controlador (τ_i)	2,2 ms
Constante de tempo de malha fechada (τ)	1 ms

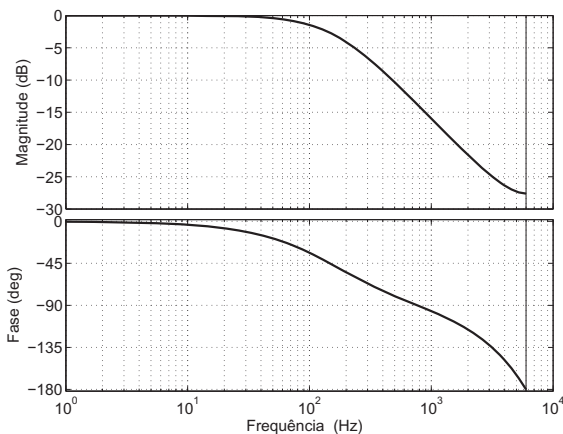


Fig. 4. Resposta em frequência do sistema em malha fechada.

esquecer que as correntes em 60 Hz são mapeadas como sinais CC no sistema de coordenadas dq .

Os controladores de corrente do SGD foram implementados num DSP TMS320F2812 da *Texas Instruments*. Na Figura 5 são mostradas as correntes no primário do transfor-

mador de conexão. O sinal de referência $i_d^*(n) = 39 A$ foi gerado pelo bloco MPPT e Controlador de Tensão mostrado na Figura 1. Este bloco regula a tensão CC quando esta sofre variações devido a potência gerada nos painéis PV. Já o sinal de referência da corrente $i_q^*(n)$ foi ajustado em 0 A.

Na Figura 6 é mostrado o espectro harmônico da corrente da fase "a" cuja distorção harmônica total (THD) é 9,1316 %. Observe que o quinto e o sétimo harmônicos possuem amplitudes superiores aos limites recomendados pelo IEEE (traço de referência vermelho) [30].

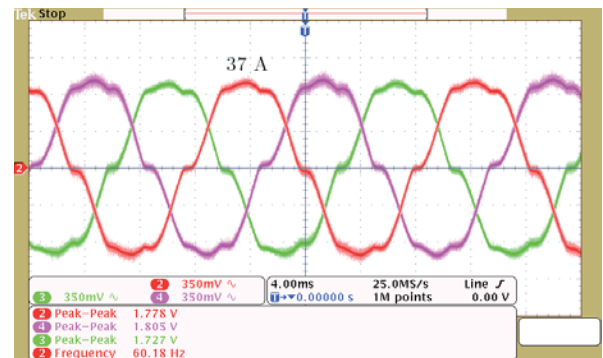


Fig. 5. Correntes trifásicas no primário do transformador com a utilização do controlador PI-SRF. [16 A/div].

Conforme explicado anteriormente, o sistema fotovoltaico da Figura 1 emprega uma topologia de estágio único, onde vários painéis PV são conectados em série para que a tensão sintetizada pelo conversor do SGD seja maior que a tensão de pico da rede CA. Como o conversor é conectado diretamente aos terminais do transformador de interface, sem filtros passivos, a tensão chaveada satura o transformador que por sua vez distorce as correntes CA.

A frequência de chaveamento do conversor foi escolhida o maior possível para reduzir o *ripple* das correntes sintetizadas. O valor da frequência de amostragem foi limitado em

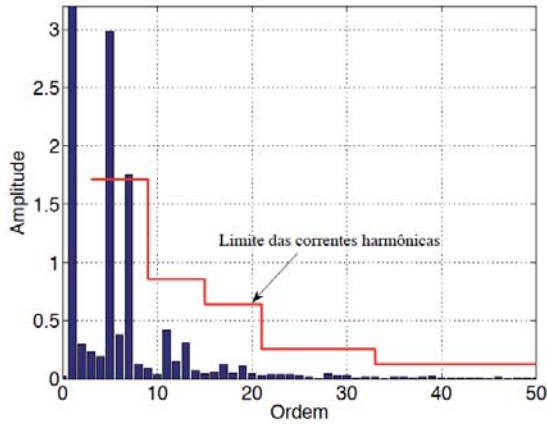


Fig. 6. Espectro harmônico da corrente da fase “a”, THD = 9,1316 %.

12 kHz devido ao tempo de processamento do algoritmo de controle e supervisão. A escolha dessa frequência, múltipla inteira da frequência fundamental, será importante no projeto do controlador repetitivo que será apresentado na próxima seção.

Como primeira opção poderia-se pensar em escolher um valor menor para constante de tempo em malha fechada do SGD. Essa escolha garantiria uma melhor resposta transitória do conversor de interface. Entretanto, a crescente penetração dos SGD e a conexão de cargas mais sensíveis são fatores que restringem as condições de projeto das futuras de redes de distribuição. Uma boa prática seria garantir para esses geradores “sem inércia” dinâmicas mais lentas impostas por seus controladores. Desse modo, para que o SGD tenha uma resposta transitória adequada neste cenário restritivo, os parâmetros dos controladores de corrente devem ser escolhidos de maneira que a função de transferência de malha fechada tenha uma constante de tempo entre 0,5 ms e 5 ms [2], [29].

Na próxima seção será apresentada uma alternativa para resolver este problema com o projeto de um controlador repetitivo para ser conectado em paralelo com controlador proporcional-integral apresentado nesta seção.

IV. PROJETO DO CONTROLADOR REPETITIVO

Na Figura 7 é mostrado o diagrama de blocos do controlador repetitivo conectado em paralelo com o controlador da corrente de eixo direto. O bloco $C_i(z)$ mostrado nessa figura representa o controlador de corrente mostrado na Figura 2 cujo projeto foi apresentado na seção anterior.

O controlador RC tem a função de compensar a distorção harmônica das correntes mostradas na Figura 5. Nesse diagrama de blocos $I_d^*(z)$ e $I_d(z)$ representam as correntes de referência e de saída de eixo direto, respectivamente; $E_d(z)$ é o sinal do erro, $D(z)$ é um sinal de distúrbio que pode ser usado para representar o comportamento não linear do transformador, $G(z)$ é a função de transferência da planta e $F_a(z)$ é a função de transferência do filtro anti-aliasing.

Baseado no diagrama da Figura 7 pode-se escrever a

seguinte função de transferência para controlador RC:

$$C_{rc}(z) = F_{pb}(z)k_{rc} \cdot \left[\frac{g \cdot z^{-N}}{1 - g \cdot z^{-N}} \cdot z^m \right], \quad (15)$$

onde $F_{pb}(z)$ é um filtro passa-baixas utilizado para eliminar ruídos de alta frequência presentes no sinal de erro; k_{rc} é o ganho do controlador repetitivo; g é um ganho, cuja função é aumentar a margem de estabilidade do sistema; z^m é um compensador de avanço de fase em que m é um número inteiro e $N = f_s/f_1$, em que f_1 é a frequência da componente fundamental do sinal que se deseja sintetizar e $f_s = 1/T_s$ é a frequência de amostragem. Devido a estratégia de controle adotada, a qual realimenta as correntes no primário do transformador, o controlador repetitivo convencional descrito por (15) pode ser utilizado sem levar em conta a indutância de magnetização. No caso em que as correntes no secundário do transformador são realimentadas, a função de transferência da planta deve incluir a indutância de magnetização, a qual dá origem a um zero na frequência zero. Esse zero é cancelado pelo polo do controlador repetitivo convencional que pode, eventualmente, levar o transformador à saturação. Quando o controle é feito no sistema de coordenadas síncronas, ocorre o cancelamento do par de zeros da planta com o par de polos do controlador na frequência fundamental, o que da mesma forma pode levar o transformador a saturação. A análise deste caso assim como a proposta da utilização de um controlador repetitivo modificado para evitar a saturação do transformador são abordados em detalhes em [20].

Da Figura 7, e tendo em mente as funções que relacionam $I_d(z)$, $I_d^*(z)$ e $D(z)$, pode-se escrever a seguinte função de transferência para o erro $E_d(z)$:

$$E_d(z) = I_d^*(z) - I_d(z) = \left[\frac{P(z) - C(z)G(z)}{P(z)} \right] I_d^*(z) - \left[\frac{G(z)}{P(z)} \right] D(z), \quad (16)$$

onde $C(z) = C_i(z) + C_{rc}(z)$ e $P(z) = 1 + C(z)G(z)F_a(z)$.

Substituindo a expressão de $C(z)$ em $P(z)$ e manipulando a expressão resultante tem-se:

$$P(z) = (1 + C_i(z)G(z)F_a(z)) \cdot \left(1 + \frac{C_{rc}(z)G(z)F_a(z)}{1 + C_i(z)G(z)F_a(z)} \right) = (1 + C_i(z)G(z)F_a(z)) (1 + C_{rc}(z)C_{mf}(z)), \quad (17)$$

onde $C_{mf}(z) = (G(z)F_a(z))/(1 + C_i(z)G(z)F_a(z))$ é a função de transferência de malha fechada do sistema sem o controlador repetitivo.

De (17) tem-se que, para que o sistema seja estável, as raízes do polinômio $1 + C_i(z)G(z)F_a(z)$, polos de $C_{mf}(z)$, devem estar dentro do círculo unitário. A princípio esta condição é atendida com o projeto do controlador de corrente mostrado na seção anterior. Além disso deve-se garantir que:

$$|1 + C_{rc}(z)C_{mf}(z)| \neq 0. \quad (18)$$

Substituindo (15) em (18) tem-se:

$$|(1 - gz^{-N}) + F_{pb}(z)k_{rc}gz^{-N+m}C_{mf}(z)| \neq 0. \quad (19)$$

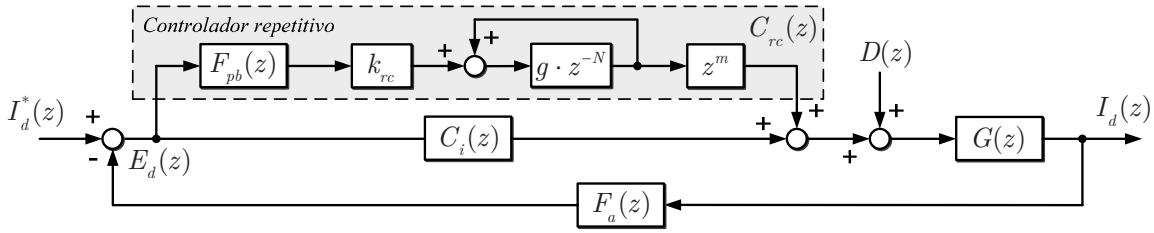


Fig. 7. Diagrama de blocos do controlador da corrente de eixo direto com controlador repetitivo.

Analisando (19) pode-se concluir que a condição anterior será atendida se:

$$|gz^{-N} [1 - F_{pb}(z)k_{rc}z^{+m}C_{mf}(z)]| < 1, \quad (20)$$

Fazendo $z = e^{j\omega}$ em (20) e assumindo que as frequências dos harmônicos que distorcem as correntes da Figura 5 estão localizadas mais de uma década abaixo da frequência de Nyquist, pode-se considerar que $z^{-N} = e^{-j\omega N}$ tem módulo unitário. Portanto, (20) pode ser reescrita de maneira simplificada como segue:

$$|1 - F_{pb}(z)k_{rc}e^{+j\omega m}C_{mf}(z)| < \frac{1}{|g|}. \quad (21)$$

Supondo ainda que o filtro passa-baixas tem uma resposta em frequência dada por $F_{pb}(e^{j\omega}) = A_{pb}(\omega)e^{j\theta_{pb}(\omega)}$, onde $A_{pb}(\omega)$ é a amplitude e $e^{j\theta_{pb}(\omega)}$ é a fase, e, da mesma forma, escrevendo $C_{mf}(z)$ como $C_{mf}(e^{j\omega}) = A_{mf}(\omega)e^{j\theta_{mf}(\omega)}$, pode-se reescrever (21) como mostrado a seguir:

$$|1 - k_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)e^{j\delta(\omega)}| < \frac{1}{|g|}, \quad (22)$$

onde $\delta(\omega) = \theta_{pb}(\omega) + \theta_{mf}(\omega) + m\omega$.

Separando as componentes real e imaginária de (22) e calculando o módulo da expressão resultante pode-se escrever:

$$(1 - 2k_{rc}A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)\cos\delta(\omega) + k_{rc}^2A_{pb}^2(\omega)A_{mf}^2(\omega))^{\frac{1}{2}} < \frac{1}{|g|}. \quad (23)$$

Elevando (23) ao quadrado e manipulando o resultado pode-se escrever a inequação em k_{rc} mostrada a seguir:

$$A_{pb}^2(\omega)A_{mf}^2(\omega)k_{rc}^2 - 2A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)\cos\delta(\omega)k_{rc} + \left(\frac{g^2 - 1}{g^2}\right) < 0. \quad (24)$$

Cuja solução, para k_{rc} , deve obedecer a seguinte restrição:

$$0 < k_{rc} < \frac{\cos\delta(\omega) + \sqrt{\cos^2\delta(\omega) - \left(\frac{g^2-1}{g^2}\right)}}{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)}. \quad (25)$$

Logo, a estabilidade do sistema com o controlador repetitivo será garantida se o valor de k_{rc} obedecer a:

$$k_{rc} < \frac{\min\left\{\cos\delta(\omega) + \sqrt{\cos^2\delta(\omega) - \left(\frac{g^2-1}{g^2}\right)}\right\}}{\max\{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)\}}. \quad (26)$$

Para melhorar a robustez do controlador em relação à incertezas não modeladas pode-se introduzir um desvio $\Delta(z)$ na função de transferência de malha fechada $C_{mf}(z)$. Assim,

a nova função de transferência da planta $C'_{mf}(z)$ pode ser escrita como:

$$C'_{mf}(z) = C_{mf}(z) [1 + \Delta(z)], \quad (27)$$

Assumindo que os polos de $C'_{mf}(z)$ estão dentro do círculo unitário e que $|\Delta(z)| \leq \Delta_{max}$ e ainda, considerando que ϕ é o desvio de fase máximo introduzido, pode-se reescrever (26) como se segue:

$$k_{rc} < \frac{\min\left\{\cos[\delta(\omega) + \phi] + \sqrt{\cos^2[\delta(\omega) + \phi] - \left(\frac{g^2-1}{g^2}\right)}\right\}}{\max\{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)(1 + \Delta_{max})\}}. \quad (28)$$

Baseado na resposta em frequência mostrada na Figura 4 e considerando que o filtro $F_{pb}(z)$ possui um ganho unitário nas frequências de interesse (Apêndice B), pode-se concluir que, para uma incerteza da planta 10%, o máximo valor do denominador de (28) será 1,1.

A Figura 8 ilustra o comportamento de k_{rc} em função da constante g para diferentes argumentos $(\delta + \phi)$. As curvas foram obtidas de (28). Observe que, quanto maior for o valor de $(\delta + \phi)$ menor será a faixa de valores de k_{rc} que garantirão a estabilidade do sistema.

A escolha de $g < 1$ proporciona um incremento na faixa de valores possíveis de k_{rc} . Esta característica é interessante pois incorpora uma maior robustez ao controlador frente a variação de parâmetros ao sistema de malha fechada.

A escolha de $g < 1$ também garante que a estabilidade do sistema irá depender somente do valor de k_{rc} . Já para $g = 1$, o sistema só será estável para $|\delta(\omega) + \phi| < 90^\circ$ conforme pode ser comprovado na Figura 9.

Outro ponto importante no projeto do controlador repetitivo da Figura 7 é o dimensionamento do filtro de avanço de fase. Como este filtro deve compensar os atrasos de fase introduzidos pelo sistema de controle, a escolha do parâmetro m é fundamental para conseguir compensar corretamente harmônicos presentes nas correntes de saída.

Na Figura 10 é mostrada a fase da função $C_{mf}(z)z^m$ para diferentes valores de m . Observe que quanto maior o valor de m maior será a margem de fase e menor será a faixa de frequências que podem ser atenuadas. Portanto, um bom compromisso entre as duas características anteriores deve ser levado em conta no projeto deste filtro.

Tendo em mente o espectro harmônico da Figura 6, fazendo $m = 3$ é possível atenuar até o décimo terceiro harmônico ($13 \times 60 \text{ Hz} = 780 \text{ Hz}$). Esta escolha, além de compensar a fase das componentes harmônicas de interesse,

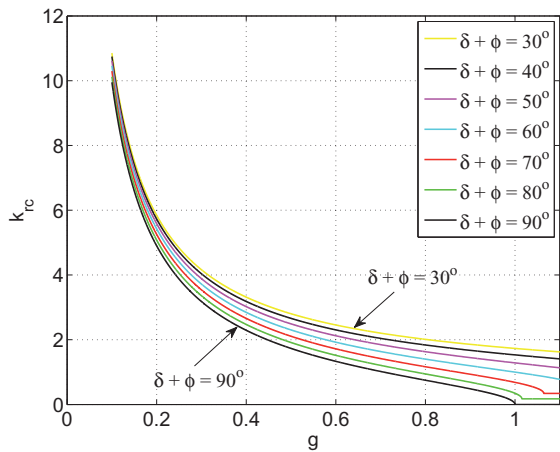


Fig. 8. Valores de k_{rc} em função da constante g para diferentes valores do argumento $(\delta + \phi)$.

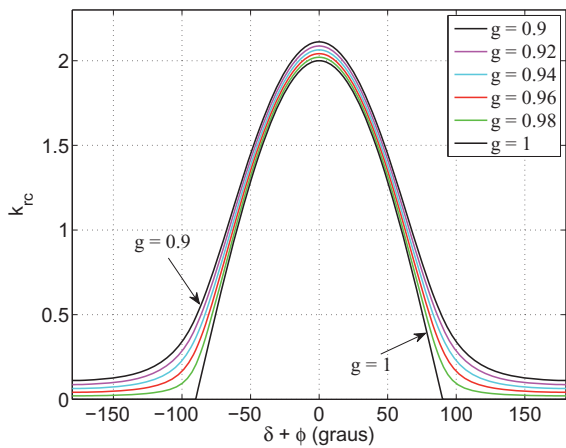


Fig. 9. Valores de k_{rc} em função do argumento $(\delta + \phi)$ para diferentes valores da constante g .

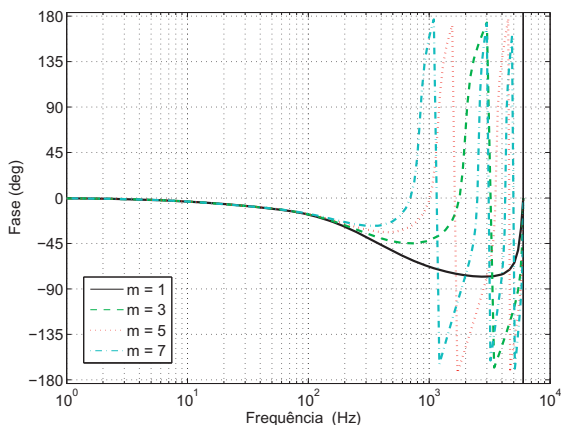


Fig. 10. Fase da função $C_{m,f}(z)z^m$ para diferentes valores de m .

garante uma maior robustez do sistema frente as componentes harmônicas que não são eliminadas pelo filtro $F_{pb}(z)$.

Da Figura 10 supondo $m = 3$, $\phi = 1,1$ δ e $\max\{A_{pb}(\omega)A_{mf}(\omega)(1 + \Delta_{max})\} = 1,1$ tem-se que (28) será mínimo quando $\delta_{max} = -45^\circ$. Assim, escolhendo $g = 0,96$, o valor de k_{rc} deverá ser inferior a 1,3695 para

que o sistema seja estável.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Figura 11 é mostrado uma fotografia dos arranjos compostos 264 painéis PV, modelo SX120U da BP Solar, totalizando 30 kWp de potência instalada. Esse SGD fotovoltaico é um laboratório de pesquisa interligado a rede elétrica do Campus da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Na Figura 12 é mostrado uma fotografia do conversor de interface, juntamente com os sistemas eletrônicos de medição e controle, e os transformadores de conexão. Os principais parâmetros deste sistema estão apresentados nos Apêndice C e Apêndice D.



Fig. 11. Vista parcial dos painéis do SGD fotovoltaico instalados no Campus da UFJF.



Fig. 12. Fotografia do conversor e dos transformadores de conexão.

Uma das grandes vantagens da utilização de plataformas digitais de controle e processamento nestas aplicações é a facilidade e flexibilidade para modificar e/ou integrar novas funcionalidades aos controladores originalmente projetados [11]. Assim, para melhorar a forma de onda das correntes sintetizadas pelo SGD fotovoltaico foram conectados dois controladores repetitivos, idênticos ao da Figura 7, em paralelo com os controladores de corrente de eixo direto e em quadratura. Os parâmetros do controlador repetitivo são dados na Tabela III.

Na Figura 13 são mostradas as correntes trifásicas no primário do transformador com a inclusão do controlador repetitivo. Na Figura 14 é mostrado o espectro harmônico da corrente da fase "a". A comparação das Figura 6 e Figura 14 permite afirmar que as correntes sintetizadas no segundo

TABELA III
Parâmetros do controlador repetitivo.

Descrição	Valores
k_{rc}	0,8
g	0,96
N	200
m	3
$F_{pb}(z)$	$0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$

caso tem um indicador de qualidade adequado [30]. Esta afirmação pode ser comprovada pela comparação das taxas de distorções harmônicas calculadas nos dois casos. O THD sofreu uma redução dos 9,1316 %, sem controlador repetitivo, para 1,6788 %, com o RC. Na Figura 15 são mostrados as formas de onda da tensão e da corrente no PAC.

Na Figura 16 é possível observar o comportamento dinâmico da corrente da fase “a” quando um degrau positivo de potência de aproximadamente 5 kW é aplicado ao lado CC conversor estático. Esta variação foi implementada conectando um arranjo série de painéis ao barramento CC do conversor da Figura 1. Já na Figura 17 é mostrado o comportamento dinâmico da corrente da fase “a” quando o arranjo de painéis PV é desligado abruptamente. A diferença nas amplitudes das correntes na duas medições é explicada pela variação na radiação solar nos instantes das realizações das medições. A análise destas duas figuras permite comprovar o bom desempenho, tanto em regime permanente quanto transitório, do controlador repetitivo projetado.

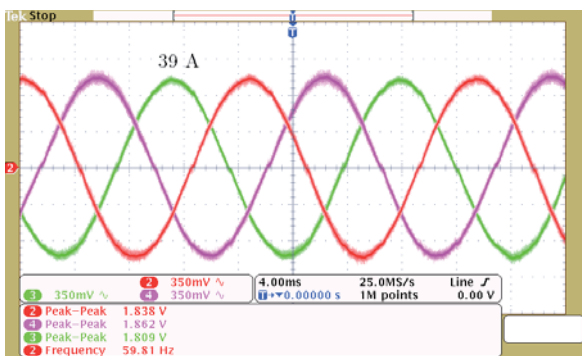


Fig. 13. Correntes trifásicas em regime permanente no primário do transformador após a inclusão do controlador repetitivo [16 A/div].

Deve-se ter em mente, que o controlador repetitivo é sensível à variações de frequência do sistema, ou seja, quando a frequência do sinal a ser compensado sofre um desvio em relação ao valor utilizado no projeto, os picos de ressonância não coincidirão exatamente com as frequências a serem compensadas reduzindo eficácia do RC. Entretanto, para pequenos desvios de frequência a compensação é satisfatória. Essa afirmação pode ser comprovada na Figura 13 onde a frequência fundamental é 59,81Hz e não 60Hz. Para os casos em que a variação da frequência é maior, controladores repetitivos modificados ou adaptativos podem ser utilizados [22, 31].

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foram apresentados as etapas da modelagem e projeto dos controladores de um SGD fotovoltaico, composto por um conversor de único estágio, interligado à rede elétrica

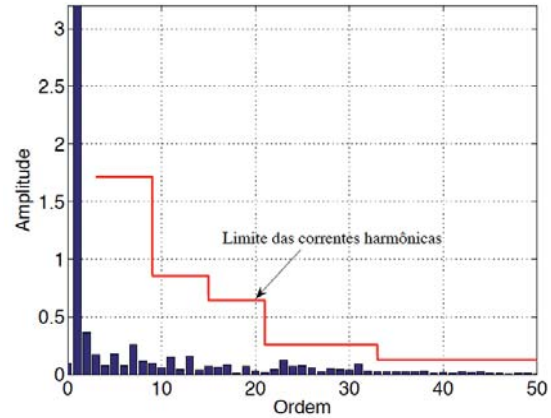


Fig. 14. Espectro harmônico da corrente da fase “a” com a inclusão do controlador repetitivo, THD = 1,6788 %.

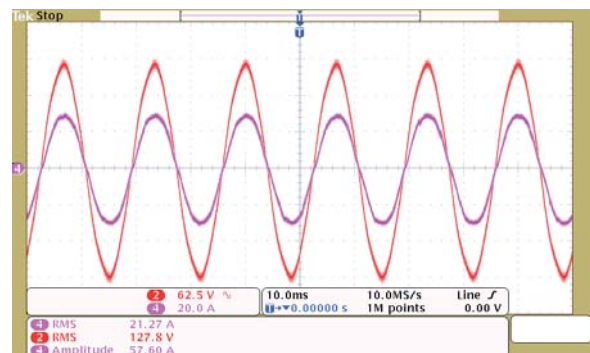


Fig. 15. Tensão e corrente no PAC após a inclusão do controlador repetitivo.

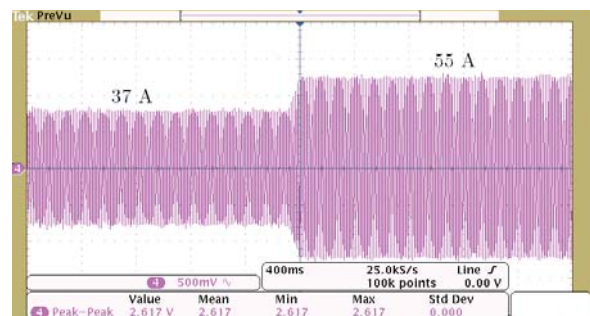


Fig. 16. Corrente da fase “a” para uma variação positiva da potência convertida pelos painéis fotovoltaicos [23 A/div].

sem filtros passivos. O transformador de conexão não foi especialmente construído para esta aplicação sendo formado por um banco de transformadores monofásicos, de núcleo seco, com as bobinas ligadas em Δ . Um modelo matemático discretizado foi utilizado para projetar os controladores de corrente (PI-SRF) do sistema. Os ganhos dos PI-SRF foram determinados para que o sistema em malha fechada tivesse uma constante de tempo de 1 ms. Esse critério de desempenho foi definido para esses geradores “sem inércia” apresentassem dinâmicas mais lentas, mais próximas dos geradores convencionais. Entretanto os resultados obtidos mostraram que o desempenho dos PI-SRF ficou comprometido devido a circulação de correntes distorcidas pela rede.

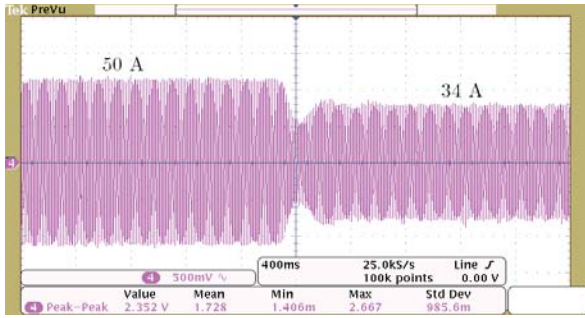


Fig. 17. Corrente da fase “a” para uma variação negativa da potência convertida pelos painéis fotovoltaicos [23 A/div].

Para resolver o problema das correntes distorcidas, ao invés de redimensionar o transformador de conexão ou usar filtros passivos conectados nos terminais de saída do conversor de interface, foi projetado um controlador híbrido, formado pela associação paralela do PI-SRF e um controlador repetitivo. Esta alternativa não implicou em nenhuma mudança do hardware originalmente desenvolvido. Apesar dos relatos associados com a operação do controlador repetitivo convencional com um transformador, devido a existência de um integrador interno na frequência zero, esse problema não foi observado no protótipo implementado devido ao fato da medição das correntes ser feita no primário do transformador. A escolha dos parâmetros do controlador repetitivo e dos filtros utilizados foi baseada em análises da estabilidade e na resposta em frequência do sistema compensado. Resultados experimentais comprovaram a eficiência do controlador proposto para compensar as componentes harmônicas das correntes em regime permanente e frente a variações da potência convertida pelo painel PV.

Por fim, é importante registrar que o problema apresentado neste trabalho poderia ter sido evitado se o SGD tivesse sido conectado à rede obedecendo as recomendações e procedimentos de rede sugeridos. O projeto de filtros harmônicos e filtros de linha são fundamentais para condicionar e garantir uma boa compatibilidade eletromagnética das tensões e correntes no PAC. Contudo problemas dessa natureza poderão ser uma realidade num futuro próximo quando um número significativo desses sistemas for interligado às redes de distribuição, com tecnologias desenvolvidas por diferentes fornecedores, filtros harmônicos e de EMI projetados sem o conhecimento das características da rede e com seus controladores operando descentralizados e totalmente independentes uns dos outros.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer à FAPEMIG, à CAPES, ao CNPq (Processo 239445/2012-0), ao INERGE e à UFJF por parte dos recursos financeiros, bolsas e infraestrutura, respectivamente, usados no desenvolvimento desta pesquisa.

APÊNDICE A

TRANSFORMAÇÃO DQ0

A transformação das tensões e correntes, no tempo discreto, das coordenadas naturais (abc) para as coordenadas

síncronas ($dq0$) e vice versa são dadas por:

$$\mathbf{f}_{dq0}(n) = \mathbf{T}(n) \mathbf{f}_{abc}(n), \quad (29)$$

e,

$$\mathbf{f}_{abc}(n) = \mathbf{T}^{-1}(n) \mathbf{f}_{dq0}(n), \quad (30)$$

sendo,

$$\mathbf{T}(n) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_n) & \sin(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_n) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

e,

$$\mathbf{T}^{-1}(n) = \begin{bmatrix} \sin(\theta_n) & \cos(\theta_n) & 1 \\ \sin(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_n - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (32)$$

onde $\theta_n = \omega(n)t(n)$, $\mathbf{f}_{abc}(n) = [f_a(n) \ f_b(n) \ f_c(n)]'$ e $\mathbf{f}_{dq0}(n) = [f_d(n) \ f_q(n) \ f_0(n)]'$.

APÊNDICE B

PROJETO DO FILTRO $F_{pb}(z)$

A função de transferência do filtro de média móvel, com deslocamento de fase nulo, usado no projeto do controlador repetitivo é dada por [32]:

$$F_{pb}(z) = \sum_{i=0}^n \ell_i z^i + \sum_{i=1}^n \ell_i z^{-i}. \quad (33)$$

Foi projetado um filtro de primeira ordem $F_{pb}(z) = \ell_i z + \ell_0 + \ell_i z^{-1}$, cujos parâmetros ℓ_i e ℓ_0 são dados na Tabela IV.

TABELA IV
Parâmetros do filtro passa baixas.

Parâmetro	Valor
ℓ_i	0,25
ℓ_0	0,50
$F_{pb}(z)$	$0,25z + 0,50 + 0,25z^{-1}$

APÊNDICE C

CARACTERÍSTICAS DO CONVERSOR DE INTERFACE

O conversor de interface tem uma capacidade de 32 kVA/220 V_e e utiliza três módulos IGBT SKM 100GB128D da Semikron[®] (Tabela V). O barramento CC possui uma capacitância equivalente de 4700 μ F/ 900 V.

TABELA V
Características dos interruptores Semikron.

Descrição	Valor
IGBT SKM 100GB128D	3 und
V_{CEmax}	1200 V
V_{CEsat}	2,35 V
I_{Cmax}	145 A
$t_{d(on)}$	175 ns
$t_{d(off)}$	370 ns

APÊNDICE D
TRANSFORMADOR DE CONEXÃO

Na Tabela VI são apresentados os principais parâmetros do banco de transformadores monofásicos com núcleo seco.

TABELA VI
Parâmetros do transformador monofásico.

Descrição	Valor
Potência aparente	12 <i>kVA</i>
Tensão primário	440 <i>V</i>
Tensão secundário	220 <i>V</i>
Indutância de dispersão (L)	2,49 <i>mH</i>
Resistência própria (R)	1,11 Ω

REFERÊNCIAS

- [1] EPIA, “Global market outlook for photovoltaics 2013-2017,” European Photovoltaic Industry Association, Tech. Rep., May 2013.
- [2] A. Yazdani and P. P. Dash, “A control methodology and characterization of dynamics for photovoltaic (pv) system interfaced with a distribution network,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1538 – 1551, July 2009.
- [3] P. M. de Almeida, F. C. Mattos, P. G. Barbosa, A. A. Ferreira, and H. A. C. Braga, “Desempenho de métodos ativos de detecção de ilhamento para sistemas de geração fotovoltaicos baseados em realimentação positiva de tensão e da frequência,” in *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, vol. 1, no. 1, Setembro 2010, pp. 3998–4006.
- [4] S. Chowdhury and P. Crossley, *Microgrids and active distribution networks*, ser. IET renewable energy series. Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [5] F. Blaabjerg, Z. Chen, , and S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, September 2004.
- [6] M. G. Villalva, M. F. Espindola, T. G. d. Siqueira, and E. Ruppert, “Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications,” *SBA Controle & Automação*, vol. 22, pp. 215 – 228, 06 2011.
- [7] B. Liu, S. Duan, and T. Cai, “Photovoltaic dc building module based bipv system concept and design considerations,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1418–1429, May 2011.
- [8] W. Li and X. He, “Review of nonisolated high step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239–1250, April 2011.
- [9] A. Yazdani, A. R. D. Fazio, H. Ghoddami, M. Russo, M. Kazerani, J. Jatskevich, K. Strunz, S. Leva, and J. A. Martinez, “Modeling guidelines and a benchmark for power system simulation studies of three-phase single-stage photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 1247–1264, April 2011.
- [10] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, October 1998.
- [11] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 1st ed. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [12] J. M. E. Huerta, J. Castelló-Moreno, J. R. Fischer, and R. García-Gil, “A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 3, pp. 954 – 962, March 2010.
- [13] F. T. Ghetti, P. G. Barbosa, A. A. Ferreira, and H. A. C. Braga, “Estudo comparativo de técnicas de controle de corrente implementadas no programa atp e destinadas ao controle de filtros ativos shunt,” in *Anais do Congresso Brasileiro de Automática*, Setembro 2010, pp. 1–9.
- [14] M. Wu, L. Zhou, and J. She, “Design of observer-based H_∞ robust repetitive control system,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 6, pp. 1452 – 1457, June 2011.
- [15] M. Bojyup, P. Karisson, M. Alakula, and L. Gertmar, “A multiple rotating integrator controller for active filters,” in *Proceedings of European Power Electronics Conference*, 1999.
- [16] D. N. Zemoed, D. G. Holmes, and G. Bode, “Frequency domain analysis of three phase linear current regulators,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 601–610, Mar. 2001.
- [17] R. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, “Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Nov. 2005.
- [18] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, Sep. 2007.
- [19] H. Pinheiro, F. Botterón, J. R. Pinheiro, H. L. Hey, and H. A. Gründling, “A digital controller for single-phase ups inverters to reduce the output dc component,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 2. IEEE, 2004, pp. 1311–1314.
- [20] F. Botterón and H. Pinheiro, “A three-phase ups that complies with the standard iec 62040-3,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2120–2136, 2007.
- [21] L. Michels, H. Pinheiro, and H. A. Gründling, “Design of plug-in repetitive controllers for single-phase pwm inverters,” *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, Oct 2004.
- [22] L. Michels, M. Stefanello, and H. A. Gründling, “Análise comparativa de controladores repetitivos modificados para aplicação em inversores pwm,” *Revista Controle & Automação*, vol. 23, no. 3, pp. 263–276, 2012.
- [23] K. Zhou and D. Wang, “Digital repetitive controlled three-phase pwm rectifier,” *IEEE Transactions on Power*

- Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 309–316, January 2003.
- [24] P. Mattavelli and F. P. Marafão, “Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1018–1024, October 2004.
- [25] X. H. Wu, S. K. Panda, and J. X. Xu, “Design of a plug-in repetitive control scheme for eliminating supply-side current harmonics of three-phase pwm boost rectifiers under generalized supply voltage conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1800–1810, July 2010.
- [26] L. Michels and H. A. Gründling, “Procedimento de projeto de controladores repetitivos aplicados em inversores para fontes ininterruptas de energia,” *Eletrônica de Potência: Revista da SOBRAEP*, vol. 10, no. 1, pp. 39–50, 2005.
- [27] K. Moudgalya, *Digital Control*, 1st ed. Wiley-Interscience, 2007.
- [28] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New positive sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,” in *Proceedings of Power Electronics Specialist Conference*, June 2006, pp. 1–7.
- [29] P. M. de Almeida, “*Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados à rede elétrica de distribuição*,” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), abril 2011.
- [30] IEEE-929, “*IEEE Std.929-2000 Recommended practice for utility interface of photovoltaics systems*,” IEEE, Tech. Rep., 2000.
- [31] T. Hornik and Q.-C. Zhong, “ H_{∞} repetitive voltage control of grid-connected inverters with a frequency adaptive mechanism,” *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 6, pp. 925 – 935, 2010.
- [32] B. Zhang, D. Wang, K. Zhou, and Y. Wang, “Linear phase lead compensation repetitive control of a cvcf pwm inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1595–1602, April 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Pedro Machado de Almeida possui graduação e mestrado em Engenharia elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora em 2009 e 2011, respectivamente. Atualmente realiza doutorado sanduíche na Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, The Netherlands.

André Augusto Ferreira possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (2000), mestrado (2002), doutorado (2007) e pós-doutorado (2008) em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas. Atualmente é professor adjunto da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Henrique Antonio Carvalho Braga graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF) em 1982. Obteve os títulos de Mestre em Engenharia Elétrica, pela COPPE/UFRJ em 1988 e o de Doutor pelo

INEP-UFSC em 1996. Atualmente é professor associado na Universidade Federal de Juiz de Fora.

Paulo Fernando Ribeiro graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco (1975) e recebeu o título de doutor em Electrical Engineering - University of Manchester (1985). Atualmente é professor associado da Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, The Netherlands, e Professor Titular no Calvin College, Grand Rapids, Michigan, USA. Ele tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Transmissão e Distribuição da Energia Elétrica. Professor Ribeiro é Fellow do IEEE, Chartered Engineer in England, European Engineer, and registered Professional Engineer in the State of Iowa, USA.

Pedro Gomes Barbosa recebeu o grau de Engenheiro Eletricista pela Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, Brasil, em 1986 e os graus de mestrado e doutorado, em Engenharia Elétrica, pela Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ, Brasil, em 1994 e 2000, respectivamente. Atualmente é professor associado da Universidade Federal de Juiz de Fora. De 1987 a 1992 atuou como engenheiro da Marinha do Brasil no Arsenal de Marinha do Rio de Janeiro (AMRJ). Desde 1999 ele está com Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, onde leciona Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas para cursos de graduação e pós-graduação em Engenharia Elétrica.