

# SISTEMA FOTOVOLTAICO COM CONDICIONAMENTO ATIVO DE ENERGIA USANDO MPPT BASEADO EM PSO E MALHA FEED-FORWARD DE CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Sérgio A. Oliveira da Silva, Leonardo P. Sampaio, Fernando M. de Oliveira, Fábio R. Durand  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Cornélio Procopio – PR, Brasil  
e-mail: augus@utfpr.edu.br, sampaio@utfpr.edu.br, fernandomarcos.eng@hotmail.com, fabiodurand@utfpr.edu.br

**Resumo** - Este artigo apresenta a implementação de um sistema fotovoltaico (PV) monofásico conectado à rede elétrica com duplo estágio de conversão de energia, o qual não é afetado por problemas associados a sombreamentos parciais. Técnicas convencionais de rastreamento de máxima potência, tais como perturba e observa, não rastreia o ponto de máxima potência global (GMPP) quando o arranjo PV opera sob condições de sombreamento parcial. Como resultado, o desempenho geral do sistema diminui. Este trabalho usa o método de otimização por enxame de partículas para rastrear o GMPP, aumentando o desempenho do sistema PV. Simultaneamente, o sistema fotovoltaico é controlado para realizar o condicionamento ativo de potência, realizando supressão das correntes harmônicas e compensação da potência reativa da carga. Além disso, como principal contribuição deste trabalho, é proposta uma malha de controle *feed-forward* para reduzir variações bruscas de tensão do barramento CC na ocorrência de transientes de radiação solar e/ou temperatura. Tais variações podem influenciar no desempenho do sistema PV bem como ocasionar danos às chaves de potência. Os desempenhos estático e dinâmico do sistema PV são avaliados por meio de resultados experimentais.

**Palavras-Chave** – Condicionamento Ativo de Energia, Malha de Controle *Feed-Forward*, Otimização por Enxame de Partículas, Sistema Fotovoltaico, Técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.

## PSO-BASED MPPT TECHNIQUE APPLIED TO A GRID-TIED PV SYSTEM WITH ACTIVE POWER LINE CONDITIONING USING A FEED-FORWARD DC-BUS CONTROL LOOP

**Abstract** – This paper presents a double-stage conversion single-phase grid-tied photovoltaic (PV) system implementation, which is not affected to problems associated to mismatching phenomena, such as partial shading. Usually, conventional maximum power point tracking techniques, such as perturb & observe, do not track the global maximum power point (GMPP) when the PV array is operating under partial shading. As result, the overall PV system performance decreases. This paper uses

particle swarm optimization algorithm to track the GMPP, increasing the PV system performance. Simultaneously, the PV system is controlled to carry out the active conditioning, suppressing load harmonic currents and compensating reactive power. In addition, as main contribution of this paper, a feed-forward control loop is proposed to reduce sudden variations of the DC-bus voltage, in occurrence of solar radiation and/or temperature transients. Such variations can influence the PV system performance and can also cause damage in the switching devices. The static and dynamic PV system performances are evaluated through experimental results.

**Keywords** – Active Power-Line Conditioning, Feed-Forward Control Loop, Maximum Power Point Tracking Techniques, Photovoltaic System, Particle Swarm Optimization.

### I. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, o aumento da demanda por energia elétrica, tornou a busca pelo uso de fontes de energias renováveis cada vez mais necessária, atraindo forte interesse na diversificação das plantas de geração de energia. Além disso, considerando o interesse global no crescimento sustentável e redução dos impactos ao meio ambiente, a utilização de fontes de energias renováveis tem se destacado, principalmente por estas serem as maiores responsáveis pela substituição das fontes de energia não renováveis com base em combustíveis fósseis como carvão, petróleo ou gás natural.

Neste contexto, a energia solar, bem como a energia eólica [1]-[6], alcançaram destaque entre as várias fontes de energias renováveis existentes para a produção de eletricidade nos sistemas de geração distribuída (GD) de energia [7]. Em outras palavras, a produção de energia a partir da energia solar, utilizando células fotovoltaicas, tornou-se indispensável para o fortalecimento dos sistemas de GD.

No entanto, além de injetar energia na rede elétrica, a busca para a extração da máxima potência dos arranjos fotovoltaicos (PV) tem sido um dos principais desafios a serem alcançados nas implementações de sistemas fotovoltaicos. Para este fim, tem-se, sistematicamente, utilizado técnicas para rastrear o ponto de potência máxima (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) [8]-[18]. Por outro lado, os efeitos causados pelo sombreamento parcial podem afetar a maximização da energia produzida a partir de sistemas fotovoltaicos. Assim, para resolver este problema, estratégias de controle, bem como

---

Artigo submetido em 18/01/2016. Primeira revisão em 16/03/2016. Aceito para publicação em 11/04/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

topologias de conversores têm sido adotados na maioria das aplicações de sistemas PV conectados à rede [18]-[21].

Normalmente, técnicas de MPPT tradicionais, as quais são baseadas em estratégias perturbativas, tais como condutância incremental (IC - *Incremental Conductance*) [8], [9] ou perturba e observa (P&O - *Perturb & Observe*) [8]-[12], têm sido usadas para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPP) do arranjo fotovoltaico. Embora os algoritmos de MPPT baseados nos métodos IC e P&O terem um bom desempenho considerando o arranjo fotovoltaico irradiado uniformemente, seu desempenho pode ser fortemente afetado quando estes estão operando sob condições de sombreamento parcial. Isto acontece devido ao fato das técnicas de MPPT mencionadas acima, alcançarem, na maioria das vezes, apenas o ponto de máximo local de potência (LMPP - *Local Maximum Power Point*) em vez do ponto de máximo global de potência (GMPP - *Global Maximum Power Point*). Portanto, a extração da potência máxima do arranjo fotovoltaico não é assegurada em operações incompatíveis, e, portanto, a eficiência das técnicas de MPPT diminui. Por conseguinte, a fim de encontrar o GMPP, algoritmos de MPPT com base nos métodos de otimização meta-heurísticos têm sido propostos na literatura [13]-[18]. Estes métodos incluem a otimização por enxame de partículas (PSO - *Particle Swarm Optimization*) [16], [17], o qual é atraente devido ao compromisso entre desempenho-complexidade, bem como maturidade em relação aos métodos de otimização que implantam procedimentos puramente numéricos ou outras abordagens heurísticas [13]-[15], justificando a sua utilização neste trabalho. Assim, diferente das técnicas de MPPT tradicionais que alcançam, na maioria das vezes, o LMPP, o método de MPPT baseado em PSO é capaz de minimizar os efeitos causados pelo sombreamento parcial, devido ao fato do mesmo alcançar sempre o GMPP, melhorando o desempenho geral do sistema fotovoltaico.

Simultaneamente à injeção de energia produzida a partir do arranjo fotovoltaico [22]-[26], o sistema PV proposto neste trabalho considera também o condicionamento ativo de energia, o qual inclui a supressão de correntes harmônicas da carga, bem como a compensação de potência reativa. Em outras palavras, o sistema PV executa também a função de filtro ativo de potência paralelo (FAPP) [27]-[29]. Neste caso, independentemente das características lineares ou não lineares da carga, a corrente drenada da rede será sempre senoidal, com baixo conteúdo harmônico. Assim, os indicadores de qualidade de energia são melhorados, tais como o fator de redução da poluição harmônica e o fator de potência (FP) [30].

Um conversor elevador CC-CC (conversor *boost*) e um inversor conectado à rede elétrica compreendem os respectivos primeiro e segundo estágios de conversão de energia do sistema PV implementado neste trabalho. Em [31], um sistema PV similar envolvendo dois estágios de conversão de energia foi proposto utilizando uma técnica de MPPT baseado no método PSO para resolver problemas relacionados com sombreamento parcial, embora a compensação ativa de energia não tenha sido considerada. Usando apenas um estágio de conversão de energia, foram propostos em [22] e [23] sistemas PV operando com condicionamento ativo de potência. No entanto, uma vez que foram utilizadas a técnica de MPPT baseado no método P&O o GMPP não foi atingido.

No sistema PV proposto neste trabalho, enquanto o conversor CC-CC executa a função de MPPT, um algoritmo gerador de referência de corrente (GRC) calcula a corrente de referência que será sintetizada pelo inversor conectado à rede. Portanto, tal corrente é composta pelas seguintes componentes: i. componente ativa, a qual é proporcional à energia produzida pelo arranjo fotovoltaico; ii. componente reativa, a qual é proporcional à parcela de compensação da potência reativa da carga; e iii. componentes harmônicas, as quais dependem das características não lineares da carga. No entanto, devido à operação simultânea de condicionamento de energia e injeção de energia ativa na rede, o algoritmo GRC deve limitar, quando necessário, a amplitude da corrente CA de compensação gerada, para evitar a sobrecarga do inversor, uma vez que toda a potência ativa oriunda do sistema PV deve, necessariamente, ser processada pelo mesmo. Inserido no GRC mostrado na Figura 1 e detalhado na Figura 3.a, um algoritmo baseado no sistema de eixos de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*) é usado para a obtenção das componentes harmônicas e reativa extraídas da corrente de carga [28]. Além disso, um sistema de detecção de ângulo de fase (PLL - *Phase-Locked Loop*) é usado para estimar o ângulo de fase ( $\theta$ ) da tensão da rede, o qual é usado para calcular as coordenadas do vetor unitário síncrono  $sen(\theta)$  e  $cos(\theta)$ , empregados no algoritmo SRF.

Outro aspecto importante a ser considerado é que fatores climáticos implicam diretamente na alteração da quantidade de energia disponível no arranjo PV. Sendo assim, variações bruscas na tensão do barramento CC podem ocorrer, devido, por exemplo, a ocorrência de transientes de radiação solar e/ou temperatura. Tais variações podem influenciar no desempenho transitório do sistema PV ao interferir na geração da referência de corrente do inversor, além de poder ocasionar danos às chaves de potência. Assim, a fim de atenuar tais variações de tensão, uma malha de controle *feed-forward* (MCFF) é proposta, a qual opera em conjunto com a malha de controle de tensão convencional do barramento CC.

A principal contribuição deste trabalho consiste na apresentação, por meio de resultados analíticos e experimentais, um sistema PV com duplo estágio de conversão de energia utilizando a técnica de MPPT baseado no método PSO para atingir o GMPP, onde, simultaneamente, é realizado tanto a injeção de energia ativa na rede como o condicionamento ativo de potência. Além disso, é proposta a malha de controle *feed-forward*, a fim de atenuar as variações bruscas de tensão no barramento CC quando o arranjo PV é submetido a transientes de radiação solar e/ou temperatura.

Este artigo está organizado como segue: A Seção II descreve as características do sistema PV, incluindo o modelo PV adotado, o algoritmo do gerador de referência de corrente baseado no algoritmo SRF, bem como os controladores de corrente e tensão. As descrições da malha de controle *feed-forward* proposta, bem como do sistema PLL são apresentadas na Seção III. Os algoritmos de MPPT com base nos métodos P&O e PSO estão descritos na Seção IV, enquanto na Seção V os desempenhos estáticos e dinâmicos do sistema PV são avaliados experimentalmente por meio de um protótipo. Ainda nesta Seção, são realizadas as análises comparativas que envolvem os algoritmos de MPPT descritos. Finalmente, na Seção VI são apresentadas as conclusões do trabalho.

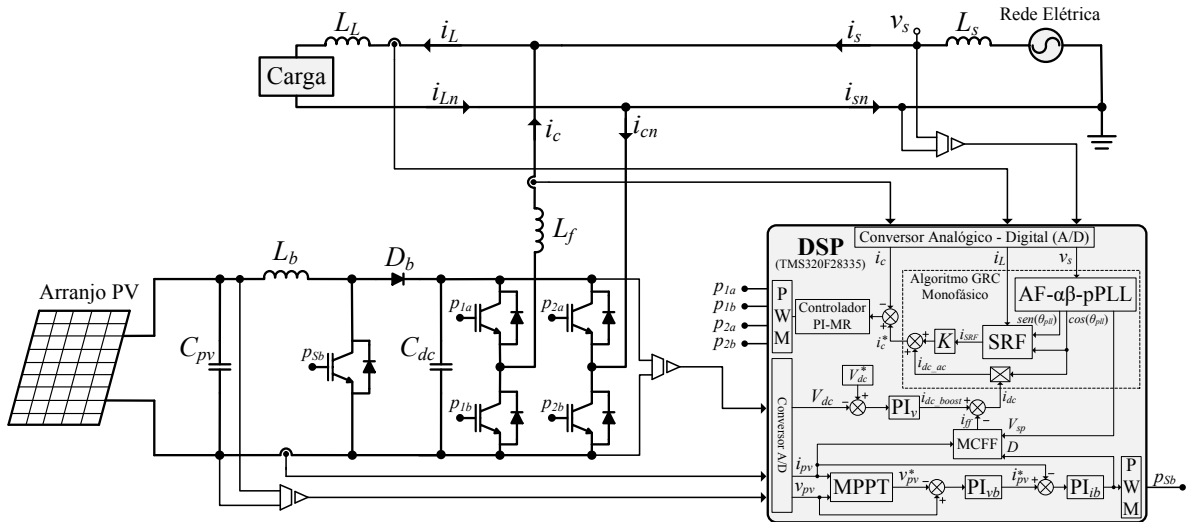


Fig. 1. Esquema completo do sistema PV conectado à rede elétrica monofásica.

## II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA PV

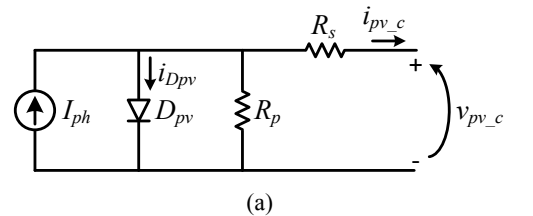
A Figura 1 apresenta o esquema completo do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica estudado neste trabalho. A topologia é composta por um arranjo PV seguido pelo estágio elevador de tensão CC-CC (conversor *boost*) e um inversor em ponte completa para conexão à rede. O arranjo PV é composto por duas *strings* conectadas em paralelo, onde cada uma delas possui quatro painéis PV ligados em série. O conjunto experimental implementado é baseado no processador digital de sinal (DSP - *Digital Signal Processor*), onde estão embarcados todos os algoritmos e controladores, tais como os algoritmos de GRC, SRF, PLL, MPPT, bem como o controlador multi-ressonante de corrente do inversor, controlador do MPPT do conversor *boost*, malha de controle *feed-forward* e controlador do barramento CC do inversor.

Parte dos algoritmos embarcados no DSP são descritos nesta seção. O algoritmo que descreve a MCFE é descrito na Seção III, enquanto os algoritmos de MPPT (P&O e PSO) são apresentados na Seção IV.

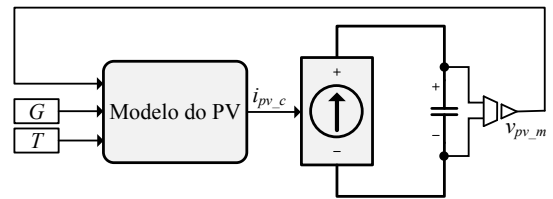
### A. Descrição do Modelo PV

Procedimentos de modelagem também foram direcionados no intuito de permitir a realização de simulações do sistema PV. Assim, o circuito elétrico equivalente da célula PV mostrado na Figura 2.a pode ser adotado [32], onde  $I_{ph}$  é a fotocorrente;  $i_{Dpv}$  é a corrente do diodo;  $i_{pv,c}$  representa a corrente de saída da célula PV;  $v_{pv,c}$  é a tensão de saída da célula fotovoltaica. Além disso, as resistências série e paralela são representados por  $R_s$  e  $R_p$ , respectivamente.

Utilizando uma rotina de cálculo,  $i_{pv,c}$  pode ser obtido pelo modelo do módulo fotovoltaico mostrado na Figura 2.b, tal que os parâmetros de entrada do modelo do módulo fotovoltaico são a tensão de saída ( $V_{pv,m}$ ), a densidade de potência da radiação solar ( $G$ ), e a temperatura ambiente ( $T$ ) em kelvin, os quais que são obtidos em condição de teste padrão (STC - *Standard Test Condition*).



(a)



(b)

Fig. 2. Modelo PV: (a) Circuito equivalente da célula fotovoltaica; (b) Diagrama em blocos do modelo do módulo PV.

As grandezas  $i_{pv,c}$  e  $I_{ph}$ , a corrente de saturação reversa  $I_r$ , a corrente de saturação reversa em STC ( $I_{r(STC)}$ ), a tensão do módulo PV  $v_{pv,m}$  e a tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico  $V_{oc,m}$  podem ser encontradas respectivamente por:

$$i_{pv,c} = I_{ph} - I_r \left[ e^{\frac{q(v_{pv,c} + i_{pv,c}R_s)}{\eta k_b T}} - 1 \right] - \frac{v_{pv,c} + i_{pv,c}R_s}{R_p} \quad (1)$$

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha(T - T_r)] \frac{G}{1000} \quad (2)$$

$$I_r = I_{r(STC)} \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[ \frac{qE_g}{\eta k_b} \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (3)$$

$$I_{r(STC)} = \frac{I_{SC} - \frac{V_{oc,c}}{R_p}}{e^{\frac{qV_{oc,c}}{\eta k_b T_r}} - 1} \quad (4)$$

$$v_{pv,m} = v_{pv,c} N_s \quad (5)$$

$$V_{oc\_m} = V_{oc\_c} N_s \quad (6)$$

onde  $q$  é a carga do elétron;  $\eta$  é o fator de idealidade da junção p-n;  $k_b$  é a constante de Boltzmann;  $T_r$  é a temperatura nominal, em kelvin (298 K);  $I_{SC}$  é a corrente de curto-circuito em STC ( $T_r = 298$  K e  $G = 1000$  W/m<sup>2</sup>);  $\alpha$  é o coeficiente de temperatura;  $E_g$  é a energia da banda (1,1 eV);  $V_{oc\_c}$  é a tensão de circuito aberto das células fotovoltaicas; e  $N_s$  é o número de células fotovoltaicas.

Por conseguinte, o modelo PV apresentado na Figura 2.a pode ser arranjado em série e/ou em paralelo para obter a tensão de saída desejada ( $v_{pv}$ ) e corrente ( $i_{pv}$ ), para a concepção de um arranjo fotovoltaico específico.

### B. Algoritmo de Geração da Corrente de Referência

Juntamente com a componente ativa de corrente, a qual representa a energia produzida pelo arranjo fotovoltaico, o inversor também injeta na rede componentes de corrente harmônicas e reativa. Desse modo, as componentes não ativas devem ser calculadas utilizando alguma estratégia específica. Neste trabalho, a estratégia utilizada para obter as componentes de corrente não ativas é baseada em um algoritmo SRF monofásico modificado, o qual é apresentado na Figura 3.a e descrito detalhadamente em [28]. Já a componente de corrente ativa é obtida a partir do controlador de tensão do barramento CC.

O algoritmo SRF monofásico modificado considera a criação de um referencial trifásico estacionário fictício. Pela Figura 3.a, a componente direta  $id$  (eixo  $d$ ) é composto pela soma de  $id_{dc}$ , que representa a componente ativa fundamental da corrente de carga, e  $id_h$ , que representa as componentes de corrente harmônicas carga no eixo  $d$ . Como pode ser observado,  $id_{dc}$  é extraída utilizando um filtro passa-baixa (FPB) *Butterworth* de 2ª ordem. Por outro lado, a componente em quadratura  $iq$  (eixo  $q$ ) é composto pela soma de  $iq_{dc}$ , que representa a componente fundamental reativa da carga, e  $iq_h$ , as componentes de corrente harmônicas carga no eixo  $q$ . Assim, a compensação total é realizada compensando as correntes  $id_h$  e  $iq = iq_{dc} + iq_h$ . As correntes direta e de quadratura do algoritmo SRF são obtidas por:

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{pll}) & \sin(\theta_{pll}) \\ \sin(\theta_{pll}) & -\cos(\theta_{pll}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Já a corrente  $i_{SRF}$ , a qual é responsável pela filtragem ativa, é dada por:

$$i_{SRF} = id_h \cos(\theta_{pll}) + iq \sin(\theta_{pll}). \quad (8)$$

As coordenadas do vetor unitário síncrono  $\sin(\theta_{pll})$  e  $\cos(\theta_{pll})$ , presentes em (7) e (8), são calculadas usando o ângulo de fase estimado da tensão da rede ( $\theta_{pll}$ ) obtido a partir de um sistema PLL.

Uma vez que  $\theta_{pll}$  é conhecido, a componente de corrente ativa do inversor pode ser calculada por  $i_{pv\_ac} = i_{dc} \cos(\theta_{pll})$ , de tal modo que  $i_{dc}$  é obtido a partir da saída do controlador de tensão de barramento CC determinando a amplitude de  $i_{pv\_ac}$ . Em outras palavras,  $i_{dc}$  controla a parcela de potência ativa total a ser injetada na rede. Além disso,  $i_{dc}$  também

representa a parcela de energia ativa requerida pelo sistema PV para regular a tensão do barramento CC, levando em consideração a compensação das perdas relacionadas ao indutor de filtragem  $L_f$  e chaves de potência.

Assim, a corrente resultante de referência do inversor ( $i_c^*$ ) é dada por:

$$i_c^* = i_{SRF} K + i_{pv\_ac} = i_{SRF} K + i_{dc} \cos(\theta_{pll}) \quad (9)$$

onde observa-se a presença do ganho  $K$  multiplicando a corrente de saída do algoritmo SRF ( $i_{SRF}$ ). Este ganho, que é obtido por (10), controla a energia processada pelo sistema PV, a fim de evitar que a potência nominal do inversor seja excedida devido à compensação de harmônicos e reativos, onde  $I_{inv} = (I_{SRFmax}^2 + I_{pv\_ac}^2)^{1/2}$  é a corrente nominal eficaz do inversor;  $I_{pv\_ac} = i_{dc}/\sqrt{2}$  é a corrente eficaz ativa do arranjo fotovoltaico; e  $I_{SRF}$  é a corrente eficaz obtida pelo GRC. Assim, uma vez conhecidos  $I_{inv}$  e  $I_{pv\_ac}$ , a corrente máxima eficaz de compensação pode ser calculada por  $I_{SRFmax} = (I_{inv}^2 - I_{pv\_ac}^2)^{1/2}$ . Finalmente, conhecidos  $I_{inv}$ ,  $I_{pv\_ac}$ ,  $I_{SRF}$  e  $I_{SRFmax}$ , o ganho de  $K$  pode ser obtido por:

$$K = \frac{I_{SRFmax}}{I_{SRF}} = \frac{\sqrt{I_{inv}^2 - I_{pv\_ac}^2}}{I_{SRF}} = \frac{\sqrt{I_{inv}^2 - (i_{dc}/\sqrt{2})^2}}{I_{SRF}}. \quad (10)$$

Desse modo, se  $I_{SRF} \leq I_{SRFmax}$  o ganho  $K$  é definido como 1, o que significa que a potência nominal do inversor não será ultrapassada. Caso contrário, se  $I_{SRF} > I_{SRFmax}$ ,  $K$  deve ser menor do que 1, o que significa que a amplitude da corrente  $i_{SRF}$  deve ser ajustada de modo a evitar que potência nominal do conversor seja excedida [23].

### C. Malhas de Controle: Corrente do Inversor, Barramento CC e Conversor CC-CC Boost

O controlador de corrente está representado pelo diagrama em blocos da Figura 3.b, onde  $L_f$  e  $R_{L_f}$  representam, respectivamente, a indutância e a resistência do indutor de filtragem conectado à rede, enquanto que  $K_{PWM}$  representa o ganho estático do inversor, o qual é calculado considerando o valor de pico da portadora triangular do modulador por largura de pulsos [33].

Um controlador PI multi-ressonante (PI-MR) é empregado no circuito de controle de corrente do inversor, uma vez que a corrente de referência de compensação  $i_c^*$  não é uma grandeza contínua [34]-[36]. Assim, a função de transferência do controlador PI-MR é dada por:

$$\begin{aligned} G_{PI-MR}(s) &= k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} + \sum_{m=1}^n \frac{k_m s}{(s^2 + (m\omega_1)^2)} \\ &= G_{PI}(s) + \sum_{m=1}^n G_{MR(m)}(s) \end{aligned} \quad (11)$$

onde  $k_{pi}$  e  $k_{ii}$  são os respectivos ganhos do controlador proporcional-integral;  $k_m$  representa os ganhos em uma frequência de ressonância específica;  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental, e  $m$  representa a ordem dos harmônicos ( $m = 1, 3, 5, \dots, n$ ). Neste artigo as componentes harmônicas de ordens 1, 3, 5, 7 e 9, compõem os termos ressonantes do

controlador PI-MR. Nota-se um ganho de malha aberta infinito é obtido na frequência de ressonância ( $\omega_o = m\omega_1$ ), o que resulta em erros de nulos em regime permanente.

O controlador PI de tensão do barramento CC do inversor PI também está apresentado na Figura 3.b, onde a sua modelagem é detalhadamente descrita em [28]. Ambos os ganhos do referido controlador ( $k_{pv}$  e  $k_{iv}$ ), assim como os ganhos do controlador de corrente ( $k_{pi}$  e  $k_{ii}$ ) apresentados em (11), são determinados usando o procedimento de projeto baseado no método de resposta em frequência via diagrama de Bode [28]. As especificações do projeto envolvem a margem de fase e frequência de cruzamento em 0dB. Além disso, os ganhos do controlador PI-MR ( $k_m$ ) são especificados para garantir que cada uma das frequências multi-ressonantes de cruzamento ( $\omega_{cm}$ ), referentes à  $G_{MR(m)}$ , sejam iguais à frequência de cruzamento ( $\omega_{ci}$ ) adotada nas especificações do projeto do controlador PI de corrente, tal que  $\omega_{cm} = \omega_{ci}$ .

Na Figura 3.c é apresentado o diagrama em blocos do controle multi-malhas aplicado ao conversor CC-CC *boost*, no qual dois malhas de controle são empregadas. A primeira, chamada malha de controle de corrente interna, controla a corrente do indutor *boost*, a qual é considerada igual à corrente do arranjo PV ( $i_{pv}$ ). A segunda, chamada malha de controle de tensão externa, controla a tensão do arranjo PV ( $v_{pv} = v_{cpv}$ ). Além disso, dois controladores PI são mostrados na Figura 3.c, tal que  $K_{pv,b}$  e  $K_{iv,b}$  são os respectivos ganhos proporcional e integral do controlador de tensão (malha externa), e  $K_{pi,b}$  e  $K_{ii,b}$  são os respectivos ganhos proporcional e integral do controlador de corrente (malha interna). O parâmetro  $R_{mpp} = V_{PV,mpp}/I_{PV,mpp}$ , que aparece no modelo médio do conversor *boost* da Figura 3.c, representa a resistência diferencial de pequenos sinais do arranjo PV no MPP [37]. Além disso,  $L_b$  e  $R_{Lb}$  representam a indutância e a resistência do indutor *boost* e  $C_{pv}$  representa a capacitância de entrada do capacitor de filtragem (Figura 1).

Os valores dos parâmetros apresentados nas Figuras 3.a, 3.b e 3.c encontram-se na Tabela II.

#### D. Sistema PLL

O sistema PLL utilizado neste trabalho é usado para estimar o ângulo de fase da tensão na rede, o qual é usado para gerar as coordenadas do vetor síncrono unitário que permitem o cálculo da corrente  $i_{SRF}$  (componentes harmônicas e reativa) e da corrente senoidal  $i_{pv,ac}$  (componente ativa), as quais compõem a corrente de referência a ser sintetizada pelo inversor ( $i_c^*$ ). Além disso, o sistema PLL também calcula a amplitude da tensão da rede ( $V_{sp}$ ), que será usado para calcular a corrente *feed-forward*  $i_{ff}$ , como será visto na Seção III deste trabalho.

A Figura 4 apresenta o sistema PLL monofásico adotado neste trabalho, onde sua descrição completa está detalhada em [38]. No esquema PLL mencionado, um filtro adaptativo não autônomo opera em conjunto com o  $\alpha\beta$ -pPLL, a fim de melhorar seu desempenho frente aos distúrbios que a tensão da rede elétrica possa possuir, tais como harmônicos de tensão, quedas e elevações de tensão, saldo do ângulo de fase e variações de frequência. Além disso, em [38], são apresentados os requisitos e procedimentos para determinar os ganhos proporcional ( $k_{ppll}$ ) e integral ( $k_{ipll}$ ) do controlador PI do PLL, de forma a garantir a sua estabilidade.

A constante  $K_c$  que aparece na Figura 4 representa o ganho do filtro adaptativo, de forma que  $K_c = \mu/T_s$ , onde  $T_s$  é o tempo de amostragem do DSP e  $\mu$  é o passo de adaptação. Além disso, o símbolo  $A$  representa a amplitude da tensão fundamental a tensão da rede, tal que  $A = V_{sp}$ . Como será mostrado na Seção III, esta grandeza poderá ser utilizada para calcular a corrente *feed-forward*  $i_{ff}$ . A amplitude  $A$  é calculada com base nos pesos  $w_1$  e  $w_2$  do filtro adaptativo descrito em [38], como segue:

$$V_{sp} = A = \sqrt{w_1^2 + w_2^2}. \quad (12)$$

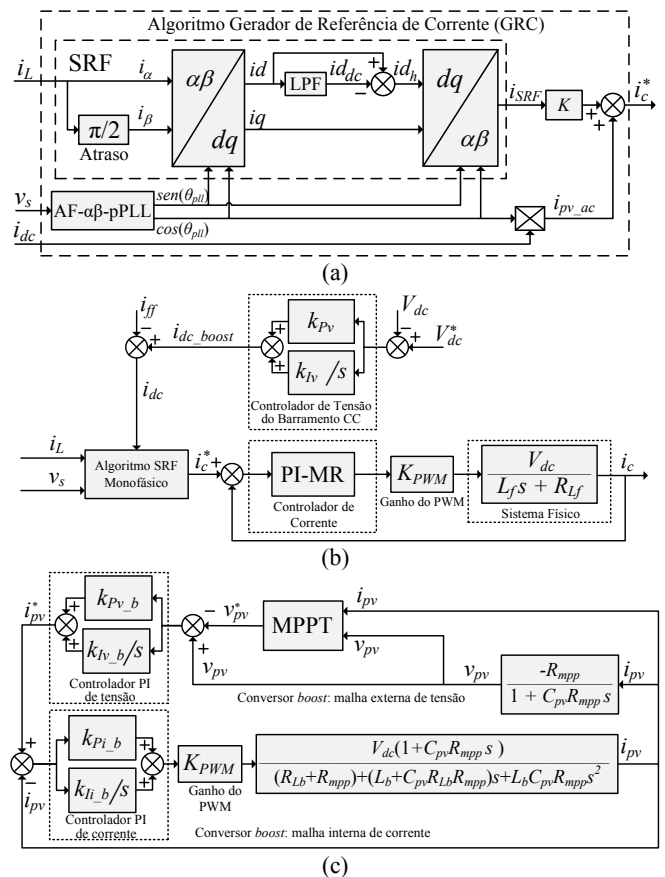


Fig. 3. Diagramas em blocos do sistema de controle: (a) Algoritmo GRC; (b) Malha de controle de corrente e tensão do barramento CC; (c) controlador multi-malhas aplicado ao conversor CC-CC *boost*.

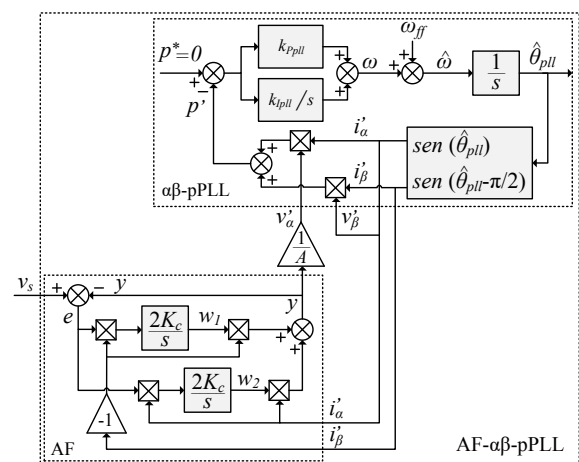


Fig. 4. Esquema de detecção de ângulo de fase AF- $\alpha\beta$ -pPLL.

### III. MALHA DE CONTROLE FEED-FORWARD DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

A malha de controle *feed-forward* (MCFE) utilizada neste estudo tem o objetivo de reduzir a amplitude de oscilação que ocorre na tensão do barramento CC do inversor devido à ocorrência de alguns tipos de distúrbios, tais como transientes nas variações climáticas de temperatura e/ou radiação solar. A MCFE estima a energia disponível no barramento CC, a qual pode ser obtida através da potência calculada pelo algoritmo de MPPT que atua no conversor CC-CC *boost*. Uma vez conhecida esta potência, a componente de corrente ativa do inversor que será injetada na rede também pode ser estimada.

Assim, a relação entre a corrente CA injetada na rede pelo inversor e a energia disponível nos terminais do arranjo fotovoltaico pode ser determinada. Num caso ideal, o ganho estático do conversor *boost* é dado por (13):

$$\frac{i_{pv}}{i_{dc\_boost}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (13)$$

onde  $i_{pv}$  é a corrente do arranjo PV,  $i_{dc\_boost}$  é a corrente de barramento CC, e  $D$  é a razão cíclica do conversor *boost*.

Por simplicidade, esta análise não considera as perdas no sistema, de modo que toda a energia disponível no arranjo fotovoltaico é fornecida à rede elétrica. Assim, a potência ativa ( $P_{ac}$ ) injetada pelo sistema PV na rede é calculada por:

$$P_{ac} = \frac{V_{sp}I_{sp}}{2} = V_{dc}i_{dc\_boost} \quad (14)$$

onde  $V_{sp}$  e  $I_{sp}$  são as respectivas amplitudes de pico da tensão e da corrente na frequência fundamental,  $V_{dc}$  é a tensão do barramento CC, enquanto  $i_{dc\_boost}$  é a corrente do barramento CC, a qual pode ser obtida a partir de (13).

Por outro lado, a potência ativa disponível no barramento CC também pode ser calculada por:

$$P_{dc} = V_{dc}i_{pv}(1-D). \quad (15)$$

Conforme descrito na Seção II-B, o algoritmo SRF monofásico modificado considera a criação de um referencial estacionário trifásico fictício. Assim, a corrente de pico  $I_{sp}$  é equivalente à corrente direta no referencial síncrono (eixo  $d$ ), de tal forma que ela pode ser usada para realizar a ação de controle *feed-forward* ( $I_{sp} = i_{ff}$ ). Portanto, a partir de (14) e (15),  $I_{sp}$  pode ser estimada por:

$$I_{sp} = i_{ff} = 2 \frac{V_{dc}i_{pv}(1-D)}{V_{sp}} \quad (16)$$

onde a amplitude de pico da tensão da rede  $V_{sp}$  pode ser obtida a partir do sistema PLL apresentado na Seção II-D, enquanto que as grandezas  $V_{dc}$  e  $i_{pv}$  são medidas. Como pode ser observado, para implementar a malha de controle *feed-forward* não é necessária a utilização de qualquer transdutor de tensão ou corrente adicionais, já que os parâmetros que compõem a corrente *feed-forward*  $i_{ff}$  são previamente medidos. Assim, a referência de corrente final do inversor, previamente definida em (9), pode ser substituída por:

$$i_c^* = i_{SRF}K + i_{pv\_ac} = i_{SRF}K + (i_{dc} - i_{ff})\cos(\theta_{plu}) \quad (17)$$

onde a ação de controle *feed-forward* ( $i_{ff}$ ) está incluída.

### IV. TÉCNICAS DE MPPT

Nesta seção, as técnicas de MPPT baseadas nos métodos PSO e P&O são descritas. Já nas próximas seções, seus desempenhos são avaliados por meio de experimentos.

#### A. Técnica de MPPT-P&O

O algoritmo de MPPT-P&O é apresentado na Figura 5.a. Neste algoritmo a tensão ( $v_{pv}$ ) e a corrente ( $i_{pv}$ ) do arranjo fotovoltaico são medidos, de tal modo que a potência fotovoltaica ( $P_{pv}$ ) possa ser calculada. Depois disso,  $P_{pv}$  e  $v_{pv}$  são comparados com os seus respectivos valores previamente calculados. Se tanto a potência e a tensão do arranjo fotovoltaico aumentarem, o controle aumenta a tensão de referência  $v_{pv}^*$  (Figura 5.a), de tal modo que a tensão do barramento CC tende a aumentar. Por outro lado, se apenas a tensão do arranjo PV diminuir, a referência de tensão  $v_{pv}^*$  deve também diminuir. Uma lógica inversa é adotada quando a potência do arranjo fotovoltaico diminuir. Desta forma, o algoritmo de MPPT-P&O opera aumentando ou diminuindo  $v_{pv}^*$  para extrair a máxima potência do arranjo PV. Em outras palavras,  $v_{pv}^*$  é comparado com a tensão  $v_{pv}$  resultando em um erro que atua como uma entrada do controlador PI-MPPT mostrado na Figura 5.a. Assim, a saída deste controlador controla a razão cíclica  $D$  do conversor *boost*.

Um tamanho adequado do passo de tensão ( $\Delta v$ ) deve ser escolhido para garantir o bom desempenho da técnica MPPT-P&O. Assim, para um  $\Delta v$  pequeno, o erro de estado estacionário é reduzido. No entanto, quando ocorrem alterações rápidas nas condições ambientais, o algoritmo pode tornar-se menos eficiente. Por outro lado, quando  $\Delta v$  possui valores elevados, as perdas no estado estacionário aumentam, devido as oscilações de torno o MPP [11]. Além disso, o algoritmo MPPT-P&O é executado em um tempo de amostragem constante ( $T_{SMPPT}$ ) tal que pequenos valores de  $T_{SMPPT}$  implicam em transientes rápidos quando ocorrem mudanças na radiação solar. Por outro lado, grandes valores de  $T_{SMPPT}$  tornam o sistema mais lento, causando perdas na potência extraída do arranjo fotovoltaico [11], [12].

#### B. Técnica de MPPT-PSO

PSO é uma técnica de otimização estocástica baseada na interação entre indivíduos de uma população desenvolvida por James Kennedy e Russell Eberhart em 1995 [39], [40]. Este método é robusto para a otimização global, especialmente para resolver problemas que apresentam não-linearidades. No algoritmo PSO, a otimização de um problema é realizada de forma iterativa buscando pontos de máximo ou mínimo que ocorre a partir de uma determinada função em um espaço delimitado de busca, desta forma procura-se uma solução candidata a partir de uma população de soluções candidatas, denominadas “partículas” que se movimentam no espaço de busca. Neste sentido, são empregados parâmetros matemáticos que determinam a posição e a velocidade dessas partículas. O movimento de cada partícula é influenciado pela

sua melhor posição individualmente já encontrada, bem como a posição global do restante da população de partículas. O objetivo é fazer a nuvem de partículas convergir rapidamente para as melhores soluções possíveis.

Seja  $x_i$  e  $v_i$ , as quais representam, respectivamente, uma coordenada de posição e sua correspondente velocidade da  $i$ -ésima partícula em um espaço de busca. O cálculo da velocidade da próxima iteração é dado por [39]:

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + \phi_1 R_1 (Pbest_i - x_i^k) + \phi_2 R_2 (Gbest - x_i^k) \quad (18)$$

onde  $w$  é o peso de inércia da velocidade prévia no cálculo de velocidade atual,  $\phi_1$  e  $\phi_2$  são os coeficientes de aceleração em relação às influências das melhores partículas e das melhores posições globais na velocidade de atualização, respectivamente.  $Pbest$  e  $Gbest$  são as melhores posições local e global, respectivamente, encontrados até a  $k$ -ésima iteração pela função *fitness*, e  $R_1$  e  $R_2$  são variáveis aleatórias com distribuição uniforme,  $R_1$  e  $R_2 \in [0, 1]$ .

A posição de cada partícula, a qual é atualizada usando a nova velocidade para uma partícula é dada por [39]:

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1}. \quad (19)$$

Com o objetivo de se aprofundar mais sobre o peso de inércia  $w$ , pode-se notar que um valor relativamente grande de  $w$  é útil para um ótimo global e menos influenciado pelas melhores posições globais e locais. Por outro lado, um valor relativamente pequeno de  $w$  é útil para a convergência, ou seja, o peso inercial menor incentiva a exploração local de como as partículas são mais atraídas para  $Pbest$  e  $Gbest$  [39], [40]. Portanto, a fim de atingir um equilíbrio entre as capacidades de pesquisa locais e globais, um peso de inércia linear, dada por:

$$w[k] = (w_{inicial} - w_{final}) \left( \frac{G - k}{G} \right)^m + w_{final} \quad (20)$$

onde  $w_{inicial}$  e  $w_{final}$  são os pesos de inércia inicial e final, respectivamente, de tal forma que  $w_{inicial} > w_{final}$ ;  $G$  é o número máximo de iterações; e  $m \in [0,6; 1,4]$  é o índice não-linear [41].

O peso de inércia linear calculada por (20) diminui com a evolução da convergência do algoritmo. Além disso, uma boa capacidade de pesquisa global no início e uma boa capacidade de busca local nas últimas iterações são demonstradas em [41].

No MPPT-PSO, os valores iniciais das partículas de magnitude de corrente são obtidos dentro do faixa de operação do sistema PV. Além disso, as referências de saída ( $v_{pvm}^*$ ) dada por (21), representam as tensões em que a convergência do método ocorre. A convergência do método PSO é baseada na função objetivo ou função de *fitness*. Neste trabalho, a função objetivo compara a atual potência do sistema PV com a potência fotovoltaica previamente obtida na iteração anterior, como mostrado por (22). Finalmente, o critério de reinicialização é definido em (23), e considerando  $G \leq 10$ , a condição de convergência é estabelecida.

$$x^k = [v_{pv1}^{*k} \ v_{pv2}^{*k} \ \dots \ v_{pvn}^{*k}] \quad (21)$$

$$P_{pv}^k > P_{pv}^{k-1} \quad (22)$$

$$\frac{P_{pv}^{k-1} - P_{pv}^k}{P_{pv}^k} > \Delta P \quad (23)$$

Em (21)-(23),  $n$  é o número de partículas do método PSO;  $P_{pv}^{k-1}$  é a potência obtida na iteração prévia;  $P_{pv}^k$  é o potência obtida na iteração atual, e  $\Delta P$  é o erro relativo mínimo.

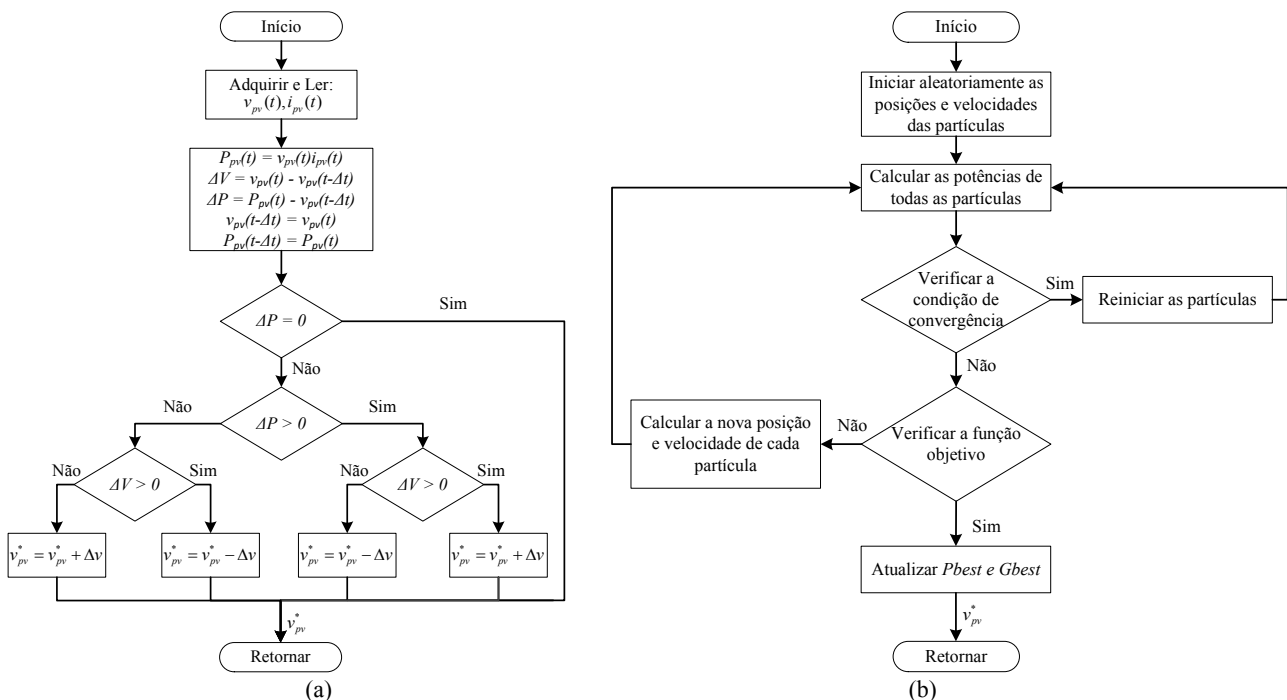


Fig. 5. Algoritmos de MPPT: (a) Diagrama em blocos do algoritmo MPPT-P&O; (b) Fluxograma do método PSO.

Neste trabalho os coeficientes de aceleração  $\Phi_1$  e  $\Phi_2$  foram obtidos através de testes não-exaustivos, resultando em  $\Phi_1 = 1,5$  e  $\Phi_2 = 1,2$ . Além disso, considerou-se que  $\Delta P = 0,3$ ,  $w_{inicial} = 0,9$  e  $w_{final} = 0,4$  de acordo com [31] e [41], enquanto foram adotadas cinco partículas. Quando o método PSO atinge a convergência, o  $v_{pv}^*$  escolhido está relacionado com a  $G_{best}$ . O algoritmo da Figura 5.b descreve o funcionamento da técnica MPPT-PSO aplicado neste trabalho.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção apresenta resultados experimentais, a fim de avaliar a eficácia e os desempenhos estático e dinâmico do sistema PV apresentado na Figura 1. O processador de sinal digital (TMS320F28335) foi utilizado para implementação digital do gerador da referência de corrente (GRC-SRF), PLL, algoritmos de MPPT, da MCFF do barramento CC, bem como dos controladores PI e PI-MR. Módulos IGBT (SK40GB 123, SEMIKRON) com seus respectivos *drivers* compõem o inversor de ponte completa conectado à rede. A carga não linear é constituída por um retificador em ponte completa a diodos seguido por uma carga RC. As frequências de chaveamento do inversor, bem como o conversor CC-CC *boost* foram fixadas em 20 kHz. Além disso, transdutores de corrente (LEM LA 100-P) e tensão (LEM LV 25-P) foram usados na medição das grandezas de corrente e tensão.

As características do módulo PV utilizadas nos experimentos estão mostradas na Tabela I, enquanto os parâmetros utilizados nos experimentos encontram-se resumidos na Tabela II. O arranjo fotovoltaico implementado é composto por duas *strings* conectadas em paralelo, onde cada uma delas possui quatro módulos fotovoltaicos ligados em série. Nos testes práticos, apenas o último painel de cada uma das *strings* do arranjo PV foi sombreado. Ressalta-se que o sombreado ocorreu de forma idêntica nas *strings*.

**TABELA I**  
**Parâmetros do Painel PV SW 245 da Solarworld em Condições de Testes Padrão (STC)**

Máxima potência do arranjo PV	$P_{max} = 245\text{W}$
Tensão no ponto de máxima potência	$V_{mpp} = 30,8\text{ V}$
Corrente no ponto de máxima potência	$I_{mpp} = 7,96\text{ A}$
Tensão de circuito aberto	$V_{oc} = 37,5\text{ V}$
Corrente de curto circuito	$I_{sc} = 8,49\text{ A}$

A Figura 6 apresenta as curvas experimentais características relacionadas com a potência do arranjo PV ( $P_{pv}$ ) em função do tempo ( $P_{pv} \times t$ ), as grandezas do arranjo PV, tais como a tensão ( $v_{pv}$ ), corrente ( $i_{pv}$ ) e potência ( $P_{pv}$ ), considerando o arranjo PV sem sombreado parcial (Condição 1) e sob sombreado parcial (Condição 2). Para a Condição 1 (Figura 6.a), a potência máxima disponível no arranjo fotovoltaico é de cerca de 1410 W. Como pode ser observado, ambas as técnicas de MPPT rastream o MPP (GMPP). Os resultados relacionados com a Condição 2 são apresentados na Figura 6.b. Como pode ser notado, a técnica de MPPT-PSO atinge o GMPP (960 W), ao passo que a técnica de MPPT-P&O atinge o LMPP (600 W). As curvas

características experimentais ( $P_{pv} \times t$ ) foram obtidas por meio do carregamento de um banco de capacitores.

**TABELA II**  
**Parâmetros do Sistema PV Adotados nos Ensaios Experimentais**

Tensão nominal da rede elétrica (eficaz)	$V_s = 127\text{ V}$
Frequência nominal da rede elétrica	$f_s = 60\text{ Hz}$
Frequências de chaveamentos dos conversores PWM (Inversor e conversor <i>boost</i> )	$f_{sw} = 20\text{ kHz}$
Potência nominal do sistema PV	$S_{inv} = 1960\text{ VA}$
Corrente eficaz nominal de saída do sistema PV	$I_{inv} = 15,4\text{ A}$
Filtro Indutivo	$L_f = 1,5\text{ mH}$
Resistência do Filtro Indutivo	$R_{Lf} = 0,20\ \Omega$
Capacitância da carga	$C = 940\ \mu\text{F}$
Resistência da carga	$R = 50\ \Omega$
Potência aparente da carga	$S_L = 730\text{ VA}$
Potência ativa da carga	$P_L = 570\text{ W}$
Fator de Potência Fundamental (Carga)	$PF_1 = 0,99$
Fator de Potência (Carga)	$PF = 0,74$
Indutância de acoplamento	$L_L = 1,2\text{ mH}$
Tensão do barramento CC	$V_{dc} = 260\text{ V}$
Capacitância do barramento CC	$C_{dc} = 2115\ \mu\text{F}$
Filtro capacitivo do arranjo PV	$C_{pv} = 117,5\ \mu\text{F}$
Filtro indutivo do conversor <i>boost</i>	$L_b = 1,5\text{ mH}$
Resistência do filtro indutivo do conversor <i>boost</i>	$R_{Lb} = 0,2\ \Omega$
Resistência diferencial do arranjo PV em STC	$R_{mpp} = 7,74\ \Omega$
Frequência de amostragem do conversor A/D	$f = 60\text{ kHz}$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 5,33 \times 10^{-4}$
Ganhos dos controladores de corrente PI-MR	$k_{pi} = 175,25; k_{ii} = 29727;$ $k_1 = 15700; k_3 = 15627;$ $k_5 = 15482; k_7 = 15265;$ $k_9 = 14975$
Frequência de cruzamento (PI de corrente)	$\omega_{ci} = 15708\text{ rad/s}$
Margem de fase (PI de corrente)	$PM_i = 89,9^\circ$
Ganhos do controlador PI (barramento CC)	$k_{pv} = 0,0996; k_{lv} = 0,0902$
Frequência de cruzamento (controlador PI de tensão do barramento CC)	$\omega_{cv} = 16,33\text{ rad/s}$
Margem de fase (PI do barramento CC)	$PM_v = 86,83^\circ$
Ganhos do controlador PI do PLL	$k_{ppll} = 424,3;$ $k_{lpll} = 32234$
Frequência de cruzamento (PI-PLL)	$\omega_{cpll} = 430,874\text{ rad/s}$
Margem de fase (PI do controlador PLL)	$PM_{pll} = 80^\circ$
Passo do filtro adaptativo (AF-pPLL)	$\mu = 0,007$
Frequência de amostragem (AF-pPLL)	$T = 16,66\ \mu\text{s}$
Ganho do filtro adaptativo (AF-pPLL)	$K_c = 420$
Frequência de corte do algoritmo SRF (FPB Butterworth de 2ª ordem)	$f_c = 30\text{ Hz}$
Frequência de amostragem do MPPT	$T_{SMPPT} = 33,33\text{ ms}$
Ganhos do PI de tensão do conversor <i>boost</i>	$k_{pv,b} = 0,0014;$ $k_{lv,b} = 4,0610$
Frequência de cruzamento (PI de tensão do conversor <i>boost</i> )	$\omega_{cv,b} = 31,42\text{ rad/s}$
Margem de fase (PI de tensão do conversor <i>boost</i> )	$PM_{v,b} = 89^\circ$
Ganhos do PI de corrente do conversor <i>boost</i>	$k_{pi,b} = 19,34;$ $k_{li,b} = 93256$
Frequência de cruzamento (PI de corrente do conversor <i>boost</i> )	$\omega_{ci,b} = 3110\text{ rad/s}$
Margem de Fase (PI de corrente do conversor <i>boost</i> )	$PM_{i,b} = 58,3^\circ$
Passo de incremento de tensão do P&O	$\Delta v = 3\text{ V}$
Erro relativo mínimo do PSO	$\Delta P = 0,3$
Coefficientes de aceleração do PSO	$\Phi_1 = 1,5; \Phi_2 = 1,2$
Pesos inerciais do PSO	$w_{inicial} = 0,9; w_{final} = 0,4$



A Figura 7 apresenta o desempenho do sistema PV operando como FAPP. Como os resultados experimentais obtidos utilizando a técnica de MPPT-P&O foram muito próximos daquelas obtidos a partir da técnica MPPT-PSO, apenas a última foi considerada nos ensaios. As seguintes grandezas são apresentadas: tensão da rede ( $v_s$ ), corrente da rede ( $i_s$ ), corrente do inversor ( $i_c$ ) e corrente de carga ( $i_L$ ). Três testes diferentes relacionados com a operação do sistema PV foram considerados, como segue: i. somente injeção de potência ativa na rede, com a carga não-linear desligada (teste 1:  $P_{pv} > 0$  and  $P_L = 0$ ); ii. compensação ativa de potência e injeção de potência ativa na rede (teste 2:  $P_{pv} > P_L$ ); e iii. somente compensação ativa de potência (teste 3:  $P_{pv} = 0$  and  $P_L > 0$ ).

Como pode ser observado no teste 1, toda a potência ativa gerada pelo arranjo fotovoltaico ( $P_{pv}$ ) é injetada na rede, devido a carga estar desligada. Como pode ser observado na Figura 7.a, a corrente  $i_s$  está em oposição de fase com a tensão  $v_s$ ; no ensaio 2,  $P_{pv}$  é maior que a potência ativa da carga  $P_L$ . Assim, como pode ser visto na Figura 7.b, a energia fotovoltaica ( $P_{pv}$ ) é fornecida para a rede e carga ao mesmo tempo, enquanto o condicionamento ativo de potência também é realizado. Finalmente, a Figura 7.c apresenta os resultados experimentais para teste 3, onde  $P_{pv}$  é nulo. Nesta condição, o sistema PV realiza apenas a função de FAPP. Na Tabela III são apresentadas as distorções harmônicas totais (DHT) relacionadas à corrente  $i_s$ , considerando os três testes impostos ao sistema PV. Como pode ser observado, a DHT da corrente da rede foi reduzida em todos os testes, principalmente no teste 1 ( $P_{pv} > 0$  e  $P_L = 0$ ), onde  $DHT_{i_s} < 5\%$  [42].

Os resultados experimentais que mostram o comportamento dinâmico da tensão no barramento CC ( $V_{dc}$ ) são mostrados na Figura 8. Transientes na radiação solar para ambas as técnicas de MPPT foram consideradas. Na Figura 8.a não foi considerado o uso da MCFF. Como pode ser notado, quando ocorrem transientes de radiação solar, a amplitude de oscilação da tensão de barramento CC é muito elevada quando comparada com as obtidas na Figura 8.b, onde foi utilizada a MCFF proposta.

A Tabela IV resume alguns resultados estáticos e dinâmicos obtidos com os testes experimentais, os quais mostram que o algoritmo de MPPT-PSO exige mais tempo para atingir o GMPP, quando comparado com o MPPT-P&O. Isto se deve ao tempo de processamento do algoritmo PSO utiliza na busca do GMPP. Por outro lado, este apresenta oscilações menores em regime permanente. Além disso, o MPPT-PSO apresenta uma eficiência de rastreamento do MPP mais elevada do que o MPPT-P&O. Por exemplo, sob condições de sombreamento, a eficácia de rastreamento encontrada para o MPPT-PSO é de 99,65% no GMPP, enquanto que a eficiência conseguida para o rastreamento do MPPT-P&O no LMPP situa-se em torno de 61,86%. Em outras palavras, embora o tempo de convergência do MPPT-PSO é mais elevado do que o MPPT-P&O, a sua eficiência de rastreamento é melhor devido ao fato do GMPP ser sempre alcançado.

**TABELA III**  
**DHT da Corrente da Rede ( $i_s$ ) e da Carga ( $i_L$ ), Considerando um Retificador em Ponte Completa Conectado a uma Carga RC como Carga não Linear**

Testes 1, 2 e 3	(DHT %)	
	$i_L$	$i_s$
1. Potência ativa injetada, considerando a carga não linear desconectada: ( $P_{pv} > 0$ and $P_L = 0$ )	----	1,0
2. Potência ativa injetada na rede, com filtragem ativa da carga: ( $P_{pv} > P_L$ )	65,0	5,3
3. Filtragem ativa da carga (Compensação de reativos e harmônicos da carga): ( $P_{pv} = 0$ e $P_L > 0$ )	65,0	7,3

**TABELA IV**  
**Principais Resultados Experimentais para Comparação de Desempenho entre as Técnicas de MPPT Baseadas nos Algoritmos P&O e PSO**

Condições de Sombreamento	Sem sombreamento parcial (Condição 1)		Com sombreamento parcial (Condição 2)	
	P&O	PSO	P&O	PSO
Métodos de MPPT	P&O	PSO	P&O	PSO
Tempo de busca do MPP (s)	0,2	2,4	0,2	2,4
Oscilação de potência em regime permanente (%)	2,85	1,41	13,33	2,06
Potência extraída no MPP (W)	1405	1410	600	970
Eficiência no rastreamento (%)	99,65	100	61,86	100

## VI. CONCLUSÕES

Um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica com duplo estágio de conversão de energia utilizando uma malha de controle *feed-forward*, com ação de controle na tensão do barramento CC foi proposto. Como resultado, a MCFF melhorou a resposta dinâmica da tensão do barramento CC, reduzindo o tempo de resposta e sobressinal, quando o arranjo PV foi submetido a transientes de radiação solar. O sistema fotovoltaico operando com capacidade de condicionamento ativo de potência foi testado, apresentando bom desempenho. Para este fim, um algoritmo gerador da referência de corrente foi implementado para realizar, simultaneamente, a injeção de potência ativa na rede e o condicionamento de energia, possibilitando uma efetiva correção do fator de potência. O problema relacionado aos sombreamentos parciais em arranjos PV foi superado através do uso de uma técnica de MPPT global, implementado usando o método PSO. Além disso, o desempenho da técnica de MPPT-PSO foi comparado com a técnica MPPT-P&O. Como resultado, um desempenho superior foi encontrado com o MPPT-PSO, devido ao fato deste ser capaz de sempre atingir o GMPP, permitindo o aumento da eficiência do sistema PV. Os desempenhos estático e dinâmico do sistema PV foram avaliados por meio de resultados experimentais, validando o desenvolvimento teórico.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, M. G. Alves, C. A. Canesin, "Inversor Buck-Boost Tri-State Integrado Trifásico para Aplicações Fotovoltaicas", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 19, n.º. 1, pp. 81-89, Fev. 2014.

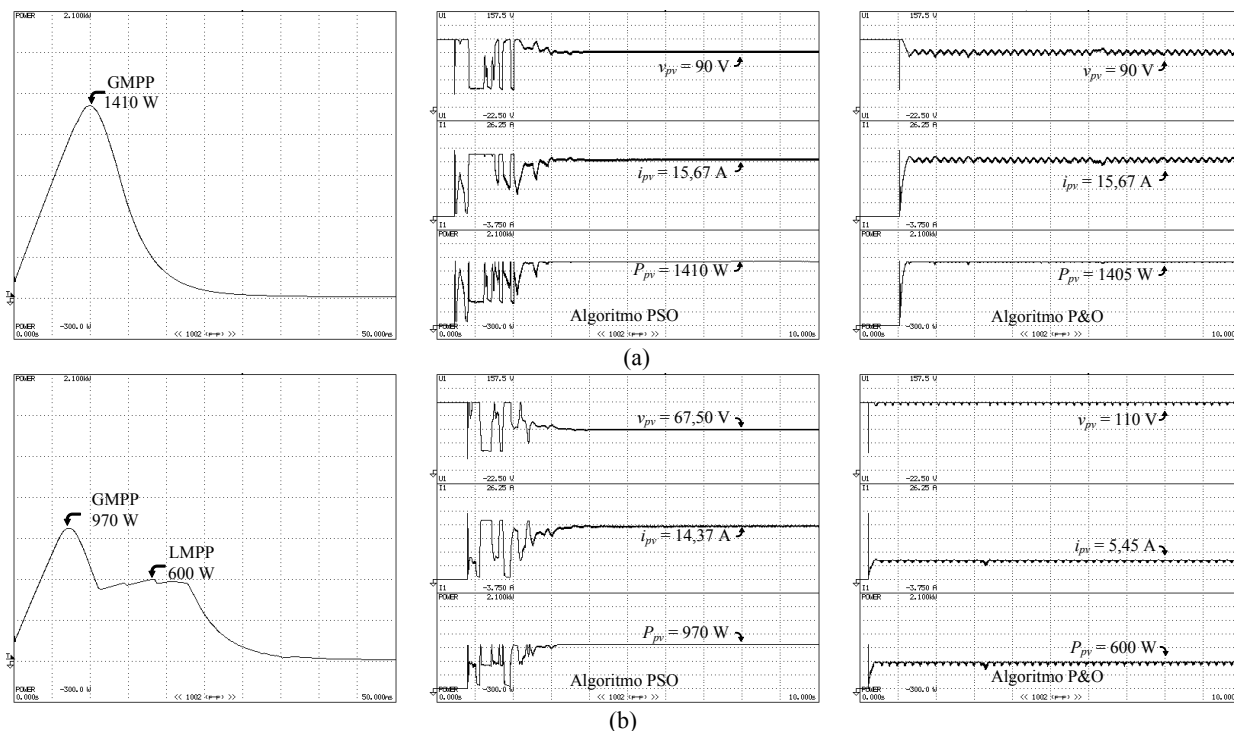


Fig. 6. Resultados experimentais considerando os casos 1 e 2: Curva característica do arranjo PV ( $P_{pv}$  x  $t$ ) (300W/div; 5ms/div), algoritmo de MPPT PSO: tensão no arranjo PV ( $v_{pv}$ ), corrente ( $i_{pv}$ ), potência ( $P_{pv}$ ) (22,5V/div, 3,75A/div, 300W/div; 1s/div), e algoritmo de MPPT P&O: tensão no arranjo PV ( $v_{pv}$ ), corrente ( $i_{pv}$ ), potência ( $P_{pv}$ ) (22,5V/div, 3,75A/div, 300W/div; 1s/div). (a) Condição 1: sem sombreamento Parcial; (b) Condição 2: com sombreamento parcial.

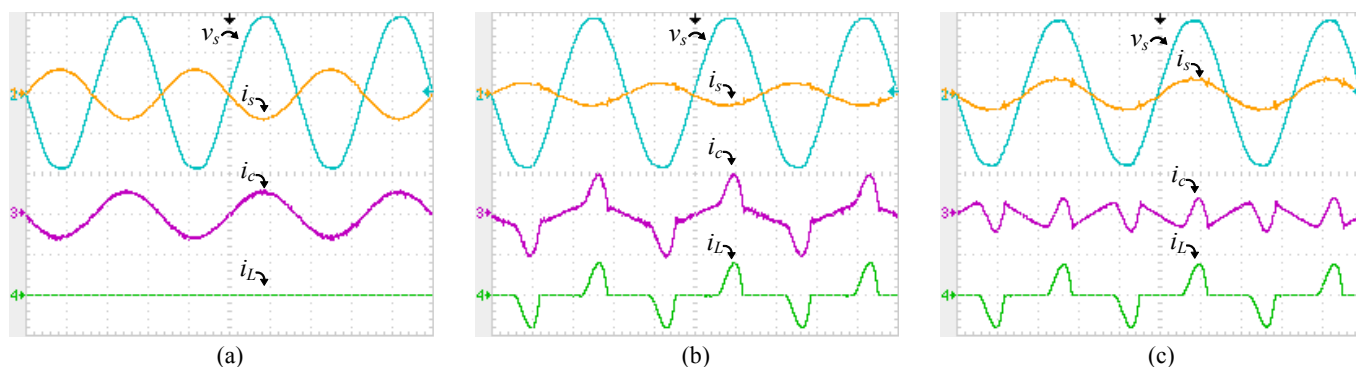


Fig. 7. Desempenho do sistema PV (100V/div, 20A/div, 5ms/div): (a) Tensão da rede  $v_s$  e correntes  $i_s$ ,  $i_c$  e  $i_L$  (teste 1:  $P_{pv} = 1200$  W e  $P_L = 0$  W); (b) Tensão da rede  $v_s$  e correntes  $i_s$ ,  $i_c$  e  $i_L$  (teste 2:  $P_{pv} = 1200$  W e  $P_L = 570$  W); (c) Tensão da rede  $v_s$  e correntes  $i_s$ ,  $i_c$  e  $i_L$  (teste 3:  $P_{pv} = 0$  W e  $P_L = 570$  W).

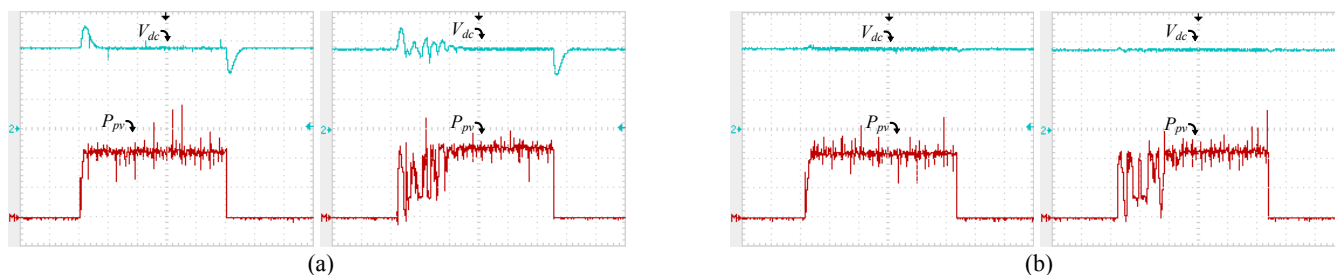


Fig. 8. Resultados experimentais demonstrando o comportamento dinâmico da tensão no barramento CC ( $V_{dc}$ ) sob transientes de radiação solar (100V/div, 500VA/div, 1s/div), algoritmos de MPPT P&O e PSO: (a) Sem a MCFF (P&O e PSO, respectivamente); (b) Com a MCFF (P&O e PSO, respectivamente).

- [2] K. C. A. Souza, R. F. Coelho, D. C. Martins, "Proposta de um Sistema Fotovoltaico de Dois Estágios Conectado à Rede Elétrica Comercial", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 12, nº 2, pp. 129-136, Julho 2007.
- [3] P. M. Almeida, P. G. Barbosa, A. A. Ferreira, H. A. C. Braga, P. F. Ribeiro, "Controle e Redução das Correntes Harmônicas de um Sistema de Geração Fotovoltaico Interligado à Rede Elétrica sem Filtros Passivos", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 4, pp. 1149-1160, Novembro 2013.
- [4] P. V. Silva, R. F. Pinheiro, A. O. Salazar, L. P. Santos Jr, J. D. Fernandes, "Um Novo Sistema para Controle de Velocidade em Aerogeradores Utilizando o Regulador Eletromagnético de Frequência", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 3, pp. 254-262, Agosto 2015.
- [5] C. M. V. Barros, W. S. Mota, P. R. Barros, L. S. Barros, "MPPT de Sistemas de Conversão de Energia Eólica Baseados em PMSG Usando Controle Preditivo", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 4, pp. 364-372, Novembro 2015.
- [6] C. E. Capovilla, A. J. Sguarezi Filho, R. V. Jacomini, A. L. L. F. Murari, J. A. T. Altuna, "A State Feedback DFIG Power Control for Wind Generation", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 2, pp. 151-159, Maio 2015.
- [7] G. M. S. Azevedo, M. C. Cavalcanti, F. A. S. Neves, F. Bradaschia, "A Fast Fault Detection Scheme for Power Converters in Distributed Generation Systems", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 17, nº 2, pp. 546-554, Março 2012.
- [8] M. A. G. de Brito, L. P. Sampaio, G. A. Melo, C. A. Canesin, "Contribuição ao Estudo dos Principais Algoritmos de Extração da Máxima Potência dos Painéis Fotovoltaicos", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 17, nº 3, pp. 592-600, Agosto 2012.
- [9] R. F. Coelho, W. M. Santos, D. C. Martins, "Influence of Power Converters on PV Maximum Power Point Tracking Efficiency", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 19, nº 1, pp. 73-80, Fevereiro 2014.
- [10] E. N. Chaves, L. S. Vilefort, H. T. M. Carvalho, E. A. A. Coelho, L. C. G. Freitas, J. B. Vieira Jr, L. C. Freitas, "Projeto de Controlador Baseado no Modelo Interno Utilizado em P&O-MPPT e Conversor CC-CC Boost Quadrático", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 4, pp. 383-394, Novembro 2015.
- [11] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, nº 4, pp. 963-973, Julho 2005.
- [12] L. Piegari, R. Rizzo, "Adaptive Perturb and Observe Algorithm for Photovoltaic Maximum Power Point Tracking", *IET Renewable Power Generation*, vol. 4, nº 4, pp. 317-328, Julho 2010.
- [13] Z. Salam, J. Ahmed, B. S Merugu, "The Application of Soft Computing Methods for MPPT of PV System: a Technological and Status Review", *Applied Energy*, vol. 107, pp. 135-148, Julho 2013.
- [14] Y.-H. Liu, J.-H. Chen, J.-W. Huang, "A Review of Maximum Power Point Tracking Techniques for Use in Partially Shaded Conditions", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 41, pp. 436-453, Janeiro 2015.
- [15] J. Ahmed, Z. Salam, "A Critical Evaluation on Maximum Power Point Tracking Methods for Partial Shading in PV Systems", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 933-953, Julho 2015.
- [16] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amiad, S. Mekhilef, "An Improved Particle Swarm Optimization (PSO)-Based MPPT for PV with Reduced Steady-State Oscillation", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 27, nº 8, pp. 3627-3638, Agosto 2012.
- [17] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Petrone, G. Spagnuolo, J.-P. Martin, S. Pierfederici, "A PSO-Based Global MPPT Technique for Distributed PV Power Generation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nº 2, pp. 1047-1058, Fevereiro 2015.
- [18] S. M. Reza Touse, M. H. Moradi, N. S. Basir, M. Nemati, "A Function-Based Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 3, pp. 2120-2128, Março 2016.
- [19] J. D. B. Rodriguez, E. Franco, G. Petrone, C. A. R. Paja, G. Spagnuolo, "Maximum Power Point Tracking Architectures for Photovoltaic Systems in Mismatching Conditions: a Review", *IET Power Electronics*, vol. 7, nº 6, pp. 1396-1413, Março 2014.
- [20] C. Olalla, C. Deline, D. Clement, Y. Levron, M. Rodriguez, D. Maksimovic, "Performance of Power-Limited Differential Power Processing Architectures in Mismatched PV Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº 2, pp. 618-631, Fevereiro 2015.
- [21] C. H. G. dos Santos, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Jr, A. P. Magalhães, "Cascaded Cell String Current Diverter for Improvement of Photovoltaic Solar Array Under Partial Shading Problems", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 3, pp. 272-282, Agosto 2015.
- [22] T.-Fu Wu, H.-S. Nien, C.-L. Shen, T.-M. Chen, "A Single-Phase Inverter System for PV Power Injection and Active Power Filtering with Nonlinear Inductor Consideration", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 4, pp. 1292-1306, Julho/Agosto 2005.
- [23] S. A. O. Silva, L. B. G. Campanhol, V. D. Bacon, L. P. Sampaio, "Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Line Conditioning", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 20, nº 1, pp. 8-18, Fevereiro 2015.
- [24] D. I. Brandão, F. P. Marafão, F. A. S. Gonçalves, M. G. Villalva, J. R. Gazoli, "Estratégia de Controle Multifuncional para Sistemas Fotovoltaicos de Geração de Energia Elétrica", *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 4, pp. 1206-1214, Novembro 2013.
- [25] D. C. Martins, M. F. Schonardie, R. F. Coelho, L. Schmitz, "Active and Reactive Power Control in a Three-Phase Grid-Connected PV Power System Using dq0 Transformation", *Eletrônica de Potência-*

- SOBRAEP, vol. 18, nº 4, pp. 1180-1187, Novembro 2014.
- [26] D. I. Brandão, F. P. Marafão, F. A. Farret, M. G. Simões, “Proposta de Metodologia para o Gerenciamento Automático de Sistemas Fotovoltaicos de Geração Distribuída”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 4, pp. 1257-1265, Setembro 2013.
- [27] L. B. G. Campanhol, S. A. O. Silva, A. Goedtel, “Filtro Ativo de Potência Aplicado em Sistema Trifásicos a Quatro-Fios”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 1, pp. 782-792, Fevereiro 2013.
- [28] B. A. Angélico, L. B. G. Campanhol, S. A. O. Silva, “Proportional-Integral/Proportional-Integral-Derivative Tuning Procedure of a Single-Phase Shunt Active Power Filter Using Bode Diagram”, *IET Power Electronics*, vol. 7, nº 10, pp. 2647-2659, Agosto 2014.
- [29] S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, “Filtros Adaptativos Aplicados em Condicionadores de Energia”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 19, nº 4, pp. 377-385, Novembro 2014.
- [30] *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, IEEE Std. 1459-2010, 2010.
- [31] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Spagnuolo, J.-P. Martin, S. Pierfederici, “A PSO-Based Global MPPT Technique for Distributed PV Power Generation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nº 2, pp. 1047-1058, Fevereiro 2015.
- [32] M. M. Casaro, D. C. Martins, “Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência via Simulação”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 13, nº 3, pp. 141-146, Agosto 2008.
- [33] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Lincoln: Morgan & Claypool Publishers, USA, 2006.
- [34] S. Fukuda, T. Yoda, “A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, nº 3, pp. 888-895, Maio/Junho 2001.
- [35] V.-T. Phan, H.-H. Lee, “Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications with Nonlinear Loads”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nº 9, pp. 2662-2675, Setembro 2011.
- [36] J. R. Gazoli, M. G. Villalva, D. I. Brandão, F. P. Marafão, E. Ruppert, “Microinversor Integrado ao Módulo Fotovoltaico para Sistemas Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controlador Ressonante”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 18, nº 1, pp. 907-915, Maio 2013.
- [37] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, “A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, nº 11, pp. 4473-4482, Novembro 2009.
- [38] V. D. Bacon, S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, B. A. Angélico, “Analysis and Performance Evaluation of a Single-Phase Phase-Locked Loop Algorithm Using a Non-Autonomous Adaptive Filter”, *IET Power Electronics*, vol. 7, nº 8, pp. 2081-2092, Agosto 2014.
- [39] J. Kennedy, R. Eberhart, “Particle Swarm Optimization”, in *Proc. IEEE International Conference on Neural Networks*, pp. 1942-1948, 1995.
- [40] N. Nedjah, L. Mourelle, L. *Swarm Intelligent Systems*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.
- [41] A. Chatterjee, P. Siarry, “Nonlinear Inertia Weight Variation for Dynamic Adaptation in Particle Swarm Optimization”, *Computers & Operations Research*, vol. 33, nº 3, pp. 859-871, Março 2006.
- [42] *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*, IEEE Std. 929-2000, 2000.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Sérgio Augusto Oliveira da Silva** é engenheiro eletricitista (1987) e mestre em engenharia elétrica (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC); e doutor em engenharia elétrica (2001) pela Universidade Federal de Minas Gerais. É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP) desde 1993. É coordenador do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Suas áreas de interesse são: sistemas de energia ininterrupta, condicionadores de energia, sistemas de controle empregando DSP, qualidade de energia e sistemas de energia renováveis. É membro da SOBRAEP e IEEE PES.

**Leonardo Poltronieri Sampaio** é engenheiro eletricitista (2008), mestre em engenharia elétrica (2010) e doutor em engenharia elétrica (2013) pela Universidade Estadual Paulista (UNESP/IS). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP) desde 2012. É membro do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Seus principais interesses são: aproveitamento de energias alternativas e renováveis, aplicações fotovoltaicas, qualidade de energia, modelagem e controle de conversores estáticos empregando DSP. É membro da SOBRAEP.

**Fernando Marcos de Oliveira**, é engenheiro eletricitista (2013) e mestre em engenharia elétrica (2015) pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP). É membro do Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER). Suas principais áreas de interesse são: técnicas de MPPT em sistemas fotovoltaicos, sistemas inteligentes, sistemas de controle embarcado e qualidade de energia.

**Fábio Renan Durand** é engenheiro eletricitista (2000) pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS); mestre em engenharia elétrica (2002) pela Universidade de São Paulo (EESC- USP); e doutor em engenharia elétrica (2007) pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). É professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR-CP) desde 2010. Suas áreas de interesse são: Otimização e alocação de recursos em redes de comunicação, redes industriais e sistemas de energias renováveis.