

# ESTRATÉGIA DE CONTROLE PARA REDUÇÃO DE ONDULAÇÃO DE TENSÃO EM INVERSORES FOTOVOLTAICOS MONOFÁSICOS DE DOIS ESTÁGIOS

Gleison Viana Silva – [gleison.vianaa@gmail.com](mailto:gleison.vianaa@gmail.com)

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Heverton Augusto Pereira – [heverton.pereira@ufv.br](mailto:heverton.pereira@ufv.br)

Universidade Federal de Viçosa, Departamento de Engenharia Elétrica

Tiago Davi Curi Busarello – [tiago.busarello@ufsc.br](mailto:tiago.busarello@ufsc.br)

Universidade Federal de Santa Catarina, Campus, Blumenau, Departamento de Engenharia de Controle, Automação e Computação

Allan Fagner Cupertino – [afcupertino@ieee.org](mailto:afcupertino@ieee.org)

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

**Resumo.** *Inversores fotovoltaicos monofásicos tem sido amplamente empregados em sistemas com potência nominal inferior a 10 kW. Dentre as diversas topologias de inversores disponíveis, aquelas baseadas nos inversores de ponte completa estão presentes em diversos inversores comerciais. É sabido que os inversores fotovoltaicos apresentam uma ondulação de segundo harmônico na tensão de barramento c.c. devido ao fato de a potência instantânea não ser constante. Esta ondulação de tensão pode provocar variações na tensão terminal dos módulos fotovoltaicos, reduzindo assim a eficiência do seguimento do ponto de potência máxima, mesmo em inversores com dois estágios de conversão (com conversor c.c./c.c.). Este trabalho propõe uma técnica de controle simplificada que visa a redução da ondulação nos terminais do módulo fotovoltaico em inversores de duplo estágio de conversão. A técnica é baseada em uma normalização em tempo real do sinal de controle do conversor c.c./c.c. e não requer nenhuma medição adicional. O desempenho é avaliado por meio de simulações. O estudo de caso baseia-se em um inversor fotovoltaico de 4.4 kVA/220 V com entrada para duas séries fotovoltaicas. Para o estudo de caso avaliado, a técnica proposta resultou em ganhos de eficiência estática de até 0,74% e ganho de eficiência dinâmica de 0,87%, possibilitando aumentar a energia gerada pelo sistema fotovoltaico.*

**Palavras-chave:** *Sistemas fotovoltaicos, Inversor fotovoltaico para conexão com a rede elétrica, Controle.*

## 1. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por energia elétrica, alinhada com as crises ambientais e as necessidades de controle de emissão de carbono, levou a uma evolução significativa de energia solar fotovoltaica (FV) na última década. O inversor é um elemento essencial no sistema fotovoltaico, devido a sua função de interface entre os painéis fotovoltaicos e a rede elétrica. O painel fotovoltaico gera energia elétrica em forma de corrente contínua (c.c.) e o inversor converte em corrente alternada (c.a.), injetando-a na rede elétrica. Dentre as funções desempenhadas pelo inversor fotovoltaico, este é responsável por realizar o seguimento do ponto de potência máxima dos módulos fotovoltaicos (do inglês, *maximum power point tracker* - MPPT) e monitorar as condições da rede elétrica e do arranjo fotovoltaico (Guo et al. 2020).

Quanto ao número de fases, os inversores FV podem ser monofásicos ou trifásicos. Os inversores FV monofásicos são comumente empregados em sistemas com potência nominal inferior a 10 kW. Quanto ao estágio de conversão, os inversores FV podem apresentar estágio único ou duplo estágio de conversão. Neste último caso, um conversor c.c./c.c. é comumente empregado. Assim, o equipamento pode apresentar uma maior faixa de variação de tensão de entrada. Além disso, múltiplos conversores c.c./c.c. são empregados quando o inversor apresenta mais de um MPPT. A Fig. 1 apresenta uma topologia de inversor monofásico de dois estágios baseado no inversor em ponte completa e conversores c.c./c.c. boost.

Sabe-se que o inversor é um componente crítico do sistema fotovoltaico em termos de confiabilidade. Estatísticas obtidas em usinas fotovoltaicas indicam que o inversor é responsável por 50% das falhas em campo, sendo 26% destas, associadas aos capacitores eletrolíticos empregados nos barramentos de corrente contínua (Falck et al. 2018). No caso de inversores monofásicos, este é um fator crítico devido a existência do segundo harmônico na tensão e corrente do barramento c.c. (Choi et al. 2009).

Do ponto de vista do MPPT é desejável que a tensão do barramento c.c. seja constante, com objetivo de eliminar a oscilação e reduzir as perdas de energia. Além disso, como mostrado na Fig. 2, a oscilação de tensão nos terminais do módulo fotovoltaico gera uma flutuação na potência extraída dos módulos fotovoltaicos. Note que os módulos passam a operar fora do ponto de potência máxima em regime permanente. Esse fator pode reduzir a precisão do MPPT e a eficiência do sistema, conforme investigado em (Wu et al. 2011).

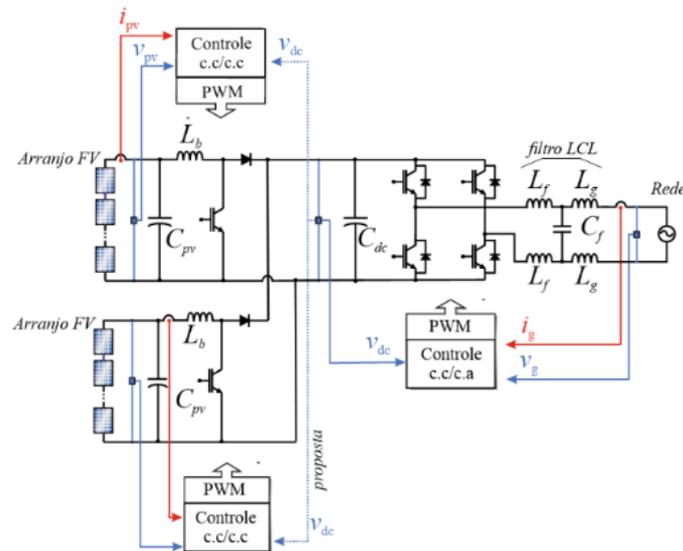


Figura 1 – Inversor fotovoltaico de dois estágios com dois MPPT baseados em conversores c.c./c.c. boost e no inversor em ponte completa. Note que a estratégia de controle proposta para o conversor c.c./c.c. emprega a medição da tensão no barramento c.c.

A solução direta para o problema de ondulação de tensão do barramento c.c. seria aumentar a capacitância instalada (de Barros, et al. 2019). No entanto, essa abordagem tem impacto direto no custo e no volume do inversor. Por outro lado, a proposta apresentada em (Zeng, et al. 2017) sugere um circuito de desacoplamento passivo LC, onde a ondulação é cancelada, melhorando a precisão MPPT e tornando possível a aplicação de pequenos capacitores no circuito. Contudo, o filtro implementado resulta em alguns desafios de controle e também afeta o volume do inversor FV.

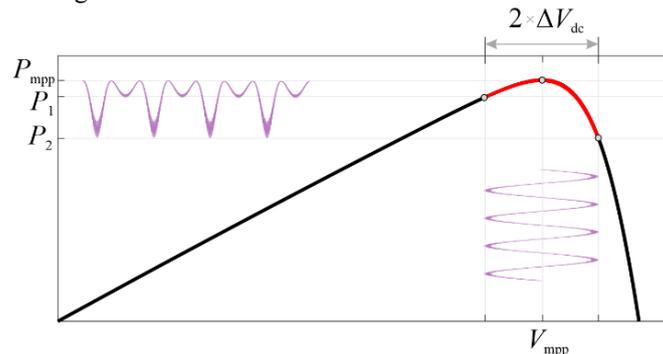


Figura 2 – Flutuação na potência extraída dos módulos fotovoltaicos causada pela ondulação de tensão de harmônico. Note que o módulo opera fora do ponto de máxima potência.

Outra abordagem é atenuar o segundo harmônico no capacitor de entrada (terminais FV) através de esquemas de controle. De fato, esta abordagem só é possível quando sistemas de duplo estágio de conversão são empregados. A referência (Kim e Lee, 2013) emprega o uso da ação *feed-forward* para redução da ondulação. Contudo, a implementação desta técnica requer a implementação de funções trigonométricas em tempo real.

Por sua vez, a referência (Kan et al. 2019) propõe a utilização de um controlador proporcional integral ressonante no controle da tensão do arranjo fotovoltaico. A parcela ressonante é responsável por atenuar a ondulação de segundo harmônico. Entretanto, isto insere o desafio adicional de ajustar e implementar o controle ressonante. Esta técnica inclui desafios associados ao método de discretização, capacidade de se adaptar a variações de frequência e implementação em processadores digitais de sinais (DSP) de ponto fixo comumente empregados em alguns inversores comerciais.

Tendo em vista os desafios supracitados, este trabalho propõe uma técnica de controle simplificada que visa a redução da ondulação nos terminais do módulo fotovoltaico em inversores de duplo estágio de conversão. A técnica é baseada em uma normalização em tempo real do sinal de controle do conversor c.c./c.c. e não requer nenhuma medição adicional. Basicamente, a medição da tensão do barramento c.c. (já empregada no controle do inversor) será utilizada no controle dos conversores c.c./c.c. O desempenho é avaliado por meio de simulações. O estudo de caso baseia-se em um inversor fotovoltaico de 4.4 kVA com entrada para duas séries fotovoltaicas.

O restante deste artigo é organizado da seguinte forma: a Seção 2 discute o sistema estudado e a estrutura de controle convencional de controle. A Seção 3 apresenta a modelagem matemática e a estratégia de controle proposta. Por sua vez, a Seção 4 mostra o estudo de caso. Os resultados são discutidos na Seção 5. Por fim, as conclusões são expostas na Seção 6.

## 2. SISTEMA ESTUDADO E ESTRUTURA DE CONTROLE CONVENCIONAL

A Fig. 1 apresenta o sistema investigado neste artigo. Este inversor apresenta dois conversores c.c./c.c. boost responsáveis por efetuar o seguimento da potência máxima do arranjo fotovoltaico. Estes conversores são conectados ao barramento c.c. do inversor em ponte completa. Um filtro LCL é instalado na saída do inversor com a finalidade de atenuar os harmônicos gerados pela comutação e atender aos requisitos de qualidade de energia.

### 2.1 Controle do inversor em ponte completa

A estrutura de controle do inversor em ponte completa é apresentada na Fig. 3 e é a mesma empregada em (Xavier, Cupertino e Pereira, 2018). Note a presença de uma estrutura em cascata. A malha externa é responsável pelo controle da tensão do barramento c.c. enquanto a malha interna é responsável pelo controle da corrente injetada na rede elétrica.

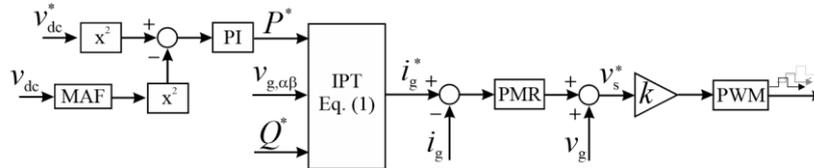


Figura 3 – Estrutura de controle do inversor em ponte completa em coordenadas estacionárias.

O quadrado da tensão do barramento c.c. é controlado por meio de um controlador proporcional integral (PI). Esta malha computa a potência que deve ser injetada na rede elétrica  $P^*$ . Note que um filtro médio móvel (MAF) é empregado. Este filtro é ajustado para eliminar o segundo harmônico de tensão no barramento c.c. e impedir que ele afete o desempenho do controle. Em seguida, a referência de corrente é computada a partir da teoria da potência instantânea conforme a eq. 1:

$$i_g^* = \frac{2 v_{g,\alpha}}{v_{g,\alpha}^2 + v_{g,\beta}^2} P^* + \frac{2 v_{g,\beta}}{v_{g,\alpha}^2 + v_{g,\beta}^2} Q^*, \quad (1)$$

onde  $Q^*$  é a referência de potência reativa e  $v_{g,\alpha\beta}$  são as componentes da tensão da rede em coordenadas estacionárias. Tais componentes podem ser calculadas a partir do uso de um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI), conforme apresentado em (Cioboratu, Teodorescu e Błaadbjerg, 2006).

Por sua vez, um controlador proporcional multiressonante (PMR) regula a corrente injetada na rede. Neste caso são empregadas ressonâncias na frequência fundamental e na frequência do terceiro harmônico. Isto permite eliminar a corrente de terceiro harmônico que é um outro problema causado pela ondulação da tensão no barramento c.c. (Liu et al. 2019).

Por fim, uma ação *feed-forward* da tensão da rede é somada a saída do controlador de corrente.  $v_s^*$  denota a tensão (em volts) que deve ser sintetizada pelo inversor. Este sinal é normalizado e enviado para um modulador PWM unipolar. O ganho de normalização  $k$  é dado por:

$$k = \frac{1}{v_{dc}^*}. \quad (2)$$

O ajuste dos controladores de tensão e corrente seguem a metodologia proposta em (Xavier, Cupertino e Pereira, 2018).

### 2.2 Controle dos conversores c.c./c.c. boost

A estrutura convencional de controle dos conversores c.c./c.c. é apresentada na Fig. 4 (a). Neste caso, medições da tensão e da corrente do arranjo fotovoltaico ( $v_{pv}$  e  $i_{pv}$ ) são utilizadas. Estes sinais passam por filtros média móvel (MAF) ajustados para remover a componente de segundo harmônico. Em seguida, um algoritmo de MPPT calcula qual a tensão deve ser imposta nos terminais do arranjo fotovoltaico. Neste trabalho, o algoritmo perturba e observa (P&O) com passo de tensão fixo é empregado. Um controlador PI é utilizado. Por fim, o sinal de saída do controlador é normalizado para cálculo da razão cíclica. A modulação por largura de pulso (PWM) é empregada para calcular o comando do interruptor do conversor.

Assumindo que a tensão de barramento c.c. é controlada pelo inversor em ponte completa, é possível obter a simplificação da Figura 4 (a), onde o barramento c.c. é substituído por uma fonte de tensão constante  $v_{dc}^*$ . Por sua vez, a tensão média  $v$  sintetizada nos terminais AB é dada por:

$$v = d' v_{dc}^*, \quad (3)$$

onde  $d' = 1 - d$  é o complemento da razão cíclica do conversor  $v_{dc}^*$  é a tensão de referência do barramento c.c. Portanto, se o controlador é ajustado para calcular a tensão  $v^*$ , este sinal deve ser normalizado pelo ganho  $k$ , dado pela Eq. (2). É importante notar que:

- Na estratégia de controle convencional, a medição da tensão do barramento c.c. não é empregada;
- O ganho  $k$  é constante uma vez que a tensão de barramento c.c. é definida pela tensão da rede elétrica nominal. Portanto, a normalização não requer uma divisão em tempo real. Além disso, esta variável também é empregada no controle do inversor, isto é, não resulta em nenhum cálculo adicional;
- Se os filtros operam corretamente, a ondulação de tensão e corrente não afeta o controle e o sinal  $v^*$  e  $d'$  não apresentarão ondulação.

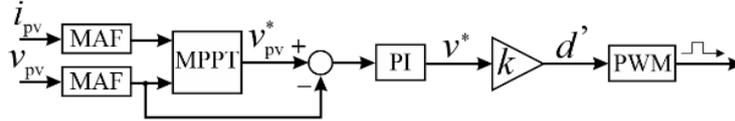


Figura 4 – Estrutura de controle convencional do conversor c.c./c.c. boost.

Apesar da sua simplicidade, esta estratégia apresenta uma desvantagem. A ondulação de segundo harmônico da tensão de barramento c.c. aliado ao fato de  $d'$  não apresentar ondulação resultará em uma ondulação de segundo harmônico na tensão  $v_{pv}$ . Este fato é investigado na próxima seção.

### 3. MODELAGEM MATEMÁTICA E ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Nesta seção, será realizada uma análise do efeito da ondulação ( $2\omega$ ) no desempenho de um inversor fotovoltaico monofásico de dois estágios. São feitas as seguintes considerações:

- As perdas de potência no conversor são desprezadas;
- A frequência de comutação do inversor e dos conversores c.c./c.c. é suficientemente elevada;
- A tensão da rede e a corrente do inversor são puramente senoidais.

Partindo-se destas considerações, a tensão e corrente de saída do inversor são dadas por:

$$V_g = \widehat{V}_g \cos(\omega t). \quad (4)$$

$$i_g = \widehat{I}_g \cos(\omega t - \varphi). \quad (5)$$

#### 3.1 Origem da oscilação de segundo harmônico

A potência instantânea fornecida à rede pelo inversor pode ser calculada por:

$$P_g = V_g i_g = \overline{P}_g + \widetilde{P}_g = \frac{\widehat{V}_g \widehat{I}_g}{2} \cos(\varphi) + \frac{\widehat{V}_g \widehat{I}_g}{2} \cos(2\omega t - \varphi), \quad (6)$$

onde  $\overline{p}_g$  e  $\widetilde{p}_g$  são as potências média e oscilante transferidas para a rede elétrica, respectivamente. Desprezando as perdas de potência e assumindo que a flutuação de energia no tempo será absorvida pelo capacitor do barramento, pode-se obter que:

$$\widetilde{P}_g = v_{dc} C_{dc} \frac{d v_{dc}}{dt}, \quad (7)$$

onde  $C_{dc}$  é a capacitância do barramento c.c. Neste ponto, deve-se lembrar que o objetivo é encontrar uma expressão para a ondulação no capacitor. A solução de (7) pode ser significativamente simplificada se a ondulação do capacitor for considerada pequena. Nessas condições:

$$\widetilde{P}_g = v_{dc} C_{dc} \frac{d v_{dc}}{dt} \approx v_{dc}^* C_{dc} \frac{d v_{dc}}{dt}. \quad (8)$$

Solucionando (5) para  $v_{dc}$  obtém-se que:

$$v_{dc} = v_{dc}^* + \frac{\widehat{V}_g \widehat{I}_g}{4\omega C v_{dc}^*} \sin(2\omega t - \varphi), \quad (9)$$

onde  $\Delta V_{dc}$  é o valor da ondulação (pico a pico) da tensão de barramento c.c.

Como conclusões parciais, temos que:

- A ondulação da tensão de barramento c.c. é uma função da potência processada (proporcional ao produto  $\widehat{V}_g \widehat{I}_g$ );
- A frequência da rede afeta a ondulação. Para o mesmo valor de  $C_{dc}$ , sistemas de 50 Hz tendem a ter mais ondulação;
- O aumento da capacitância permite que a ondulação seja reduzida. Contudo, isto aumenta o custo e o volume do barramento c.c. do inversor.

Nota-se que se esta ondulação aparece nos terminais do módulo fotovoltaico, haverá uma perda de eficiência na extração da potência máxima, conforme destacado na Fig. 2. Portanto, em sistemas monofásicos, a utilização de inversores de 2 estágios é recomendada (Wu et al. 2011).

### 3.2 Mecanismo de propagação da estratégia de controle convencional

Para compreender o mecanismo de propagação vamos considerar novamente o modelo simplificado para controle do conversor c.c./c.c., apresentado novamente na Fig. 5 (a). Note que em termos de valores médios ao longo de um período de comutação, o conversor pode ser representado pela Fig. 5 (b).

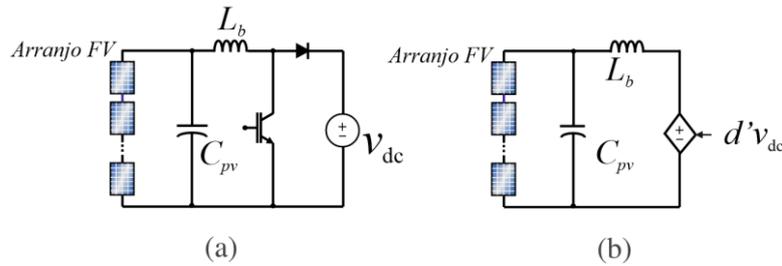


Figura 5 – Simplificações do circuito do conversor c.c./c.c. para compreensão do mecanismo de propagação do segundo harmônico ocasionado pelo controle convencional. (a) Modelo assumindo a tensão do barramento c.c. controlada. (b) Modelo médio do conversor.

Assumindo que a frequência de comutação do conversor c.c./c.c. é muito maior que a frequência da rede elétrica, pode-se desconsiderar os efeitos de filtragem causados pelos elementos passivos do conversor c.c./c.c. Neste caso, a tensão nos terminais dos módulos fotovoltaicos pode ser calculada a partir da tensão do barramento c.c. por:

$$v_{pv} = d'v_{dc} = d'v_{dc}^* + \frac{d'\widehat{V}_g \widehat{I}_g}{4\omega C V_{dc}^*} \sin(2\omega t - \varphi), \quad (10)$$

onde  $\Delta V_{pv}$  é o valor da ondulação (pico a pico) da tensão do arranjo fotovoltaico.

Considerando-se o conversor c.c./c.c. ideal e que o controle convencional é empregado, o valor em regime permanente  $d'$  (denotado por  $d'_{ss}$ ) será dado por:

$$d'_{ss} = \frac{v_{pv}^*}{v_{dc}^*}. \quad (11)$$

Note que se as condições climáticas permanecem constantes,  $v_{pv}^*$  converge para a tensão do ponto de potência máxima do arranjo fotovoltaico. Sob estas condições,  $d'$  é essencialmente constante, apresentando apenas pequenas variações causadas pelo próprio algoritmo de MPPT. Desta forma, como  $d'$  é supostamente constante, uma ondulação na tensão de barramento c.c. resulta em uma ondulação na tensão dos módulos fotovoltaicos.

### 3.3. Estratégia de controle proposta

A propagação do segundo harmônico pode ser evitada se a razão cíclica  $d'$  do conversor c.c./c.c. variar de forma sincronizada com a tensão do barramento c.c. Isto permitiria que a tensão dos módulos fotovoltaicos não apresentasse a oscilação descrita na Eq. (11). Isto pode ser obtido a partir da normalização em tempo real do sinal de controle  $v^*$  pela tensão do barramento c.c., como segue:

$$d' = \frac{v^*}{v_{dc}(t)}. \quad (12)$$

Neste caso, a estrutura de controle proposta é apresentada na Figura 6. Note que o único requisito adicional de implementação é a utilização de um operador de divisão, que aparece destacada. É importante notar que a tensão de barramento c.c. já é medida para fins de controle do inversor. Portanto o esquema proposto requer apenas modificações no *firmware* de controle do sistema. Apesar de simples, esta proposta permite melhorar o desempenho do seguimento do ponto de potência máxima do inversor fotovoltaico, como será exposto nas próximas seções.

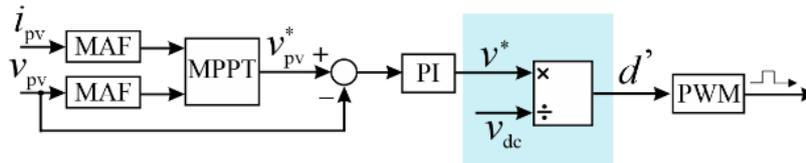


Figura 6 – Proposta de estrutura de controle do conversor c.c./c.c.

## 4. ESTUDO DE CASO

A estratégia de controle foi implementada no Software PLECS. Os parâmetros do conversor utilizado na simulação são apresentados na Tab. 1. No cenário simulado, considera-se um arranjo fotovoltaico baseado em 2 series de 8 módulos fotovoltaicos, de referência KD250GX-LFB2, fabricado pela Kyocera.

Tabela 1 – Parâmetros do inversor fotovoltaico.

Parâmetro	Valor
Tensão da rede (linha) $V_g$	220 V
Potência nominal ( $S_n$ )	4.4 kVA
Frequência de chaveamento ponte completa ( $F_{sw}$ )	20.040 Hz
Indutância do filtro LCL ( $L_f$ )	0.5 mH
Indutância do filtro LCL ( $L_g$ )	0.5 mH
Capacitância do filtro LCL ( $C_f$ )	3 $\mu$ F
Resistência de amortecimento do filtro ( $R_d$ )	1 m $\Omega$
Tensão do barramento CC ( $V_{dc}$ )	360 V
Capacitor do barramento CC ( $C_{dc}$ )	0.8 mF
Indutância do conversor boost ( $L_b$ )	980 $\mu$ H
Capacitância do conversor boost ( $C_b$ )	180 $\mu$ F
Frequência de chaveamento do conversor boost ( $F_{sb}$ )	20.040 Hz
Frequência de amostragem ( $F_{sample}$ )	20.040 Hz

Para rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) considera-se o algoritmo P&O tradicional (Lyden e Haque, 2015), onde periodicamente incrementa-se ou decrementa-se a tensão e compara-se a potência de saída com seu valor anterior. Na implementação do algoritmo, considerou-se uma frequência de amostragem de 10 Hz e um passo fixo de tensão de 3 volts.

Na implementação dos controles dos conversores eletrônicos considerou-se uma frequência de amostragem igual a frequência de comutação. Os atrasos de implementação digital são incluídos na simulação. Os controladores são discretizados pelo método de Tustin. Por fim, utiliza-se filtros de média móvel com uma janela de 120 Hz para que a ondulação de baixa frequência não afete o desempenho das estratégias de controle. Os ganhos dos controladores empregados na simulação são apresentados na Tab. 2.

Tabela 2 – Ganhos dos controladores do inversor fotovoltaico simulado.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional do controle do conversor c.c./c.c.	0
Ganho integral do controle do conversor c.c./c.c.	75.4
Ganho proporcional do controle de tensão do barramento c.c.	- 0.14
Ganho integral do controle de tensão do barramento c.c.	- 12.4
Ganho proporcional do controle de corrente da rede	135.92
Ganho ressonante do controle de corrente	1.16

As condições de irradiância simuladas são apresentadas na Fig. 7. É realizado uma rampa de irradiância de 500 W/m<sup>2</sup> para 1000 W/m<sup>2</sup>. Por sua vez, a temperatura do módulo fotovoltaico é calculada a partir da expressão conforme a Eq. (12) (Ross e Smokler, 1986).

$$T_m = T_a + \frac{(NOCT - T_a)G}{800}, \quad (13)$$

onde  $T_a$  é a temperatura ambiente,  $NOCT$  é a temperatura nominal de operação da célula e  $G$  é a irradiância solar em W/m<sup>2</sup>. É importante ressaltar que esta abordagem gera uma variação rápida na temperatura do módulo fotovoltaico, o que não reflete uma situação prática. Contudo, esta abordagem permite avaliar a performance do algoritmo de MPPT, uma vez que a variação de temperatura vai resultar em uma variação significativa da tensão do ponto de máxima potência.

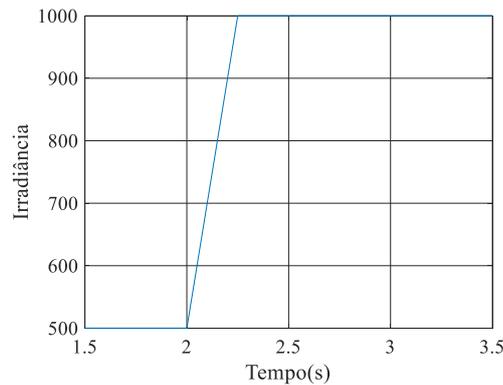


Figura 7 – Perfil de irradiância empregado nas simulações computacionais. Uma rampa de 500 W/m<sup>2</sup> para 1000 W/m<sup>2</sup> é realizada no instante 2 segundos.

O desempenho da técnica proposta será confrontado com a estratégia convencional a partir das eficiências estáticas e dinâmicas do MPPT. Estas eficiências podem ser calculadas a partir da seguinte expressão (Haeblerlin e Scharerf, 2009):

$$\eta_{\text{MPPT}}(\%) = 100 \int_{T_1}^{T_2} \frac{P_{pv}}{P_{ref}} dt, \quad (14)$$

onde  $P_{pv}$  é a potência de saída do arranjo fotovoltaico,  $P_{ref}$  é a potência máxima disponível e  $[T_1, T_2]$  é o intervalo de integração. Para o cálculo da eficiência estática considerou-se as condições de operação constantes de 500 e 1000 W/m<sup>2</sup> em um período de integração de 0,5 segundo. Por sua vez, a eficiência dinâmica é calculada considerando-se o perfil da Fig. 7 e um intervalo de integração de 1,5 a 4 segundos.

## 5. RESULTADOS

A Fig. 8 apresenta a tensão do barramento c.c. ( $v_{dc}$ ) e as tensões das séries fotovoltaicas ( $v_{pv}$ ). Analisando a tensão do barramento c.c., é possível observar que não existe diferença na ondulação de tensão para o controle convencional e o controle normalizado, Fig. 8 (a) e (g). Esta observação é coerente com o resultado analítico apresentado na Eq. (9), que mostra que a ondulação depende da potência injetada pelo inversor e da capacitância. Os detalhes mostrados na Fig. 8 (d) e (j) revelam que esta ondulação é de segundo harmônico, visto que o período é aproximadamente 8 ms. Nota-se também

que após a rampa de irradiância a ondulação de tensão aumenta, uma consequência direta do aumento de potência processada pelo inversor.

Em relação a tensão das séries fotovoltaicas, é possível perceber a oscilação de segundo harmônico na estrutura convencional. A ondulação pico a pico é aproximadamente 22 volts. Por outro lado, quando a técnica de normalização é aplicada, a oscilação nas tensões é praticamente eliminada, como pode ser observado comparando-se os detalhes das Fig. 8 (e) (k) e (f) (l), respectivamente. Além disso, observa-se degraus nas tensões  $v_{pv,1}$  e  $v_{pv,2}$  devido ao algoritmo de MPPT que busca o ponto de máxima potência incrementando e decrementando a tensão.

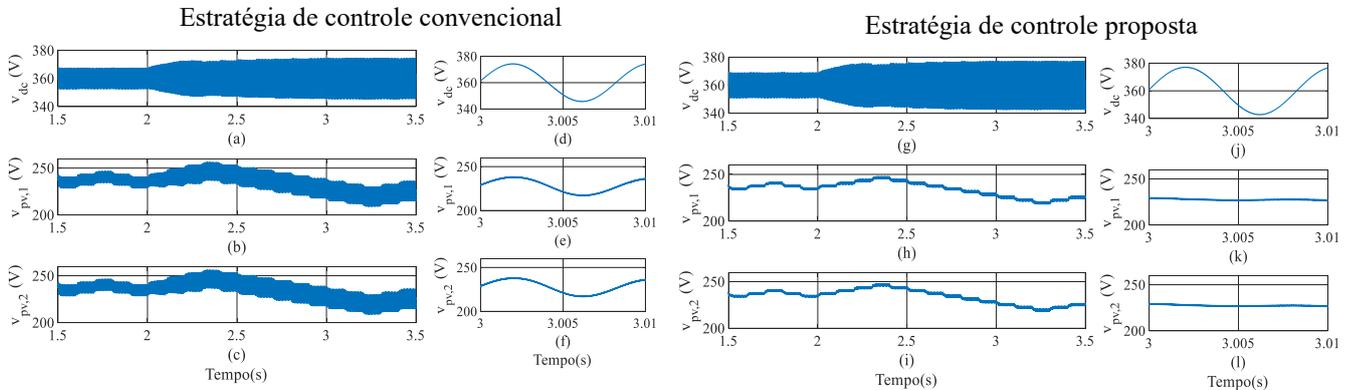


Figura 8 – Resultados obtidos para variação de irradiância de  $500 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$  de acordo com o perfil da Fig. 7. *Variáveis para o controle convencional:* (a) tensão do barramento c.c.; (b) tensão da primeira série fotovoltaica; (c) tensão da segunda série fotovoltaica; (d) detalhe da tensão do barramento c.c.; (e) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (f) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica. *Variáveis para o controle proposto:* (g) tensão do barramento c.c.; (h) tensão da primeira série fotovoltaica; (i) tensão da segunda série fotovoltaica; (j) detalhe da tensão do barramento c.c.; (k) detalhe da tensão da primeira série fotovoltaica; (l) detalhe da tensão da segunda série fotovoltaica.

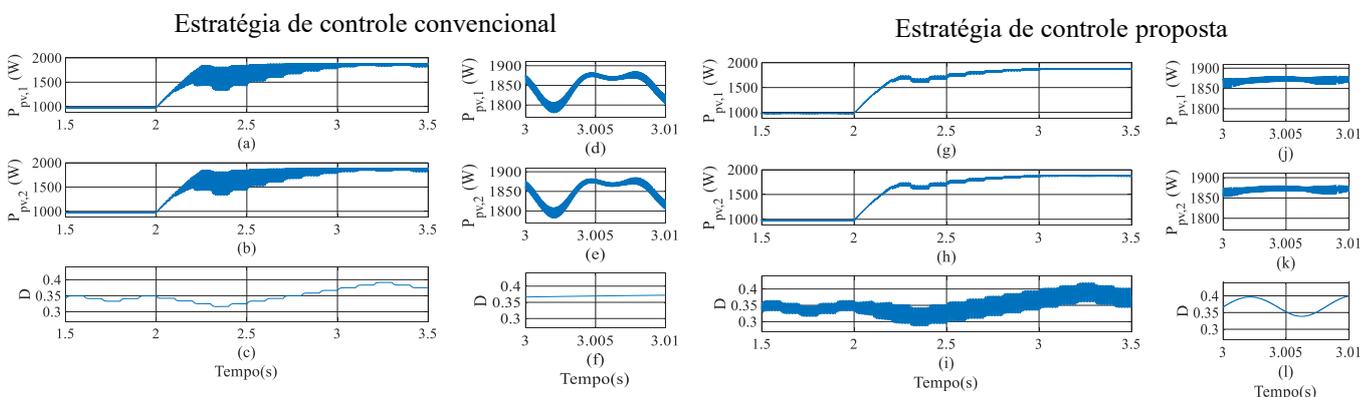


Figura 9 – Resultados obtidos para variação de irradiância de  $500 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$  de acordo com o perfil da Fig. 7, obtendo como resultado uma característica assimétrica para a potência. *Variáveis para o controle convencional:* (a) Potência da primeira série fotovoltaica; (b) Potência da segunda série fotovoltaica; (c) razão cíclica do conversor c.c./c.c.; (d) detalhe da potência do primeiro arranjo fotovoltaico. (e) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (f) detalhe da razão cíclica. *Variáveis para o controle proposto:* (g) Potência da primeira série fotovoltaica; (h) Potência da segunda série fotovoltaica; (i) razão cíclica do conversor c.c./c.c.; (j) detalhe da potência do primeiro arranjo fotovoltaico. (k) detalhe da potência do segundo arranjo fotovoltaico; (l) detalhe da razão cíclica.

Em relação a potência do arranjo fotovoltaico, é possível observar que no instante 2 segundos (quando é realizado a rampa na irradiância (Fig. 7) de  $500 \text{ W/m}^2$  para  $1000 \text{ W/m}^2$ ), obtém-se um aumento da potência gerada (Fig. 9), com o MPPT seguindo o ponto de potência máxima dos módulos. É possível observar que com o aumento da potência gerada, a ondulação também aumenta. Este comportamento corrobora com o resultado teórico apresentado na Eq. (6). Analisando a Fig. 9 (a) (g) e (b) (h) verifica-se que em determinados instantes o módulo opera distante do ponto de máxima potência, o que não ocorre quando a técnica de normalização é aplicada, como observamos na Fig. 9 (h) (i), onde a potência extraída está aproximadamente  $1883 \text{ W}$ , potência máxima gerada pelo arranjo nas condições simuladas.

Durante o transitório de variação de irradiância, observa-se um aumento na ondulação transitória da potência para a técnica convencional, Fig. 9 (a) e (b). Isto acontece porque uma vez que a irradiância e temperatura do módulo aumentam,

a tensão de máxima potência final tende a ser menor que o valor inicial. Neste caso, o inversor opera a direita do ponto de máxima potência, uma região onde a derivada da curva potência *versus* tensão é maior (veja a Fig. 2). Portanto, uma mesma flutuação de tensão no arranjo fotovoltaico tende a gerar uma maior flutuação de potência. Este faz com que a técnica convencional apresente uma menor eficiência do MPPT. Note ainda que esta perda de eficiência não é relacionada com o algoritmo de MPPT em si, mas com o efeito da ondulação de segundo harmônico na potência extraída dos arranjos fotovoltaicos.

Por fim, analisando o resultado da razão cíclica Fig. 9 (c) (i) é possível verificar o comportamento da técnica aplicada. No controle tradicional não há ondulação de tensão, pois as medições são realizadas utilizando filtros média móvel. Portanto, os harmônicos de baixa e alta frequência são atenuados. Quando a técnica de normalização proposta é implementada, uma ondulação de segundo harmônico é inserida na razão cíclica do conversor de forma que a tensão dos módulos fotovoltaicos permanece praticamente livre de ondulações de segundo harmônico.

Os resultados de eficiência estática e dinâmica são apresentados na Tab. 3. Quanto a eficiência estática, observa-se que a eficiência de extração da potência máxima apresenta uma variação de 0,22% para uma irradiância de 500 W/m<sup>2</sup> e 0,74% para uma irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>. Além disso, nota-se que o ganho em termos de eficiência é maior para maiores valores de irradiância. Isto acontece porque a ondulação de segundo harmônico nos terminais do arranjo fotovoltaico é proporcional a potência processada. Nesta condição, o efeito desta ondulação torna-se comparável ao efeito da ondulação de alta frequência. Finalmente, o ganho de eficiência dinâmica é de 0,87%. Estes números evidenciam o melhor desempenho da técnica proposta. Deve ser ressaltado, que estes ganhos seriam maiores se a ondulação de tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico fosse maior, devido a utilização de capacitâncias menores no inversor.

Tabela 3 – Comparação das eficiências estáticas e dinâmica do MPPT para as técnicas investigadas.

Técnica	Eficiência Estática 500 W/m <sup>2</sup>	Eficiência Estática 1000 W/m <sup>2</sup>	Eficiência dinâmica
Convencional	99,58%	99,08%	97,10%
Proposta	99,80%	99,82%	97,95%
<b>Varição</b>	<b>0,22%</b>	<b>0,74%</b>	<b>0,87%</b>

## 6. CONCLUSÃO

O presente trabalho discutiu a aplicação de uma técnica de controle para mitigação dos efeitos da ondulação de segundo harmônico na tensão de barramento c.c./c.c. de inversores monofásicos. A técnica é baseada na normalização do sinal de controle de conversor c.c./c.c. em tempo real. A complexidade adicional da técnica proposta resume-se ao cálculo de uma divisão em tempo real. Não é necessário nenhum controlador ressonante adicional ou cálculos baseados em funções trigonométricas. Além disso, nenhuma modificação de *hardware* é necessária.

A estratégia proposta foi comparada com a implementação convencional. Com a aplicação da técnica convencional, o arranjo fotovoltaico opera fora do ponto de máxima potência em vários instantes, o que não ocorre quando a técnica de normalização é aplicada, onde a potência extraída é processada na potência máxima dos módulos. Os resultados demonstram que as oscilações nas tensões (em torno de 22 volts) das séries fotovoltaicas foram praticamente eliminadas quando a técnica de normalização é aplicada. Além disso, a técnica proposta apresentou ganhos de eficiência estática e dinâmica, possibilitando aumentar a quantidade de energia gerada pelo sistema fotovoltaico.

## REFERÊNCIAS

- Choi, W. Y., S. G. Song, S. J. Park, K. H. Kim, e Y. C. Lim. “Photovoltaic Module Integrated Converter System Minimizing input ripple current for inverter load.” *IEEE INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, 2009.
- Ciobotaru, M., R. Teodorescu, e F. Blaabjerg. “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator.” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006: 1-6.
- de Barros, R.C., R.P. Silva, D.B. da Silveira, W.C. Boaventura, A.F. Cupertino, e H.A. Pereira. “Third Harmonic Injection Method for Reliability Improvement of Single-Phase PV Inverters.” *IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference*, 2019.
- Falck, J., C. Felgelmacher, A. Rojko, M. Liserre, e P. Zacharias. “Reliability of Power Electronic Systems: An Industry Perspective.” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2018.
- Guo, B., et al. “Optimization Design and Control of Single-Stage Single-Phase PV Inverters for MPPT Improvement.” *IEEE Transactions on Power Electronics* 35 (2020).
- Haeberlin, H., e P. Scharerf. “New procedure for measuring dynamic mpp-tracking efficiency at grid-connected pv inverters.” *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 2009: 21-25.
- Jeong, H. G., G. S. Kim, e K. B. Lee. “Second-Order Harmonic Reduction Technique for Photovoltaic Power Conditioning Systems Using a Proportional-Resonant.” *Energies ISSN 1996-1073*, 2013.

- Kan, S., X. Ruan, H. Dang, L. Zhang, e X. Huang. “Second Harmonic Current Reduction in Front-End DC-DC Converter for Two-Stage Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter.” *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019.
- Liu, B., et al. “A modified modulation for single-phase photovoltaic/battery inverter to improve AC power quality with low DC-link capacitance.” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2019.
- Lyden, S., e M. Haque. “Maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems: A comprehensive review and comparative analysis.” *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 52, 2015.
- Ross, R. G., e M. I. Smokler. “Electricity from photovoltaic solar cells: Flat-plate solar array project: Final report: Volume 6.” *Engineering sciences and reliability. JPL Publication, NASA, Springfield, VA.*, 1986.
- Wu, T. F., C. H. Chang, L. C. Lin, e C. L. Kuo. “Power Loss Comparison of Single- and Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems.” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2011.
- Xavier, L. S., A. F. Cupertino, e H. A. Pereira. “Ancillary services provided by photovoltaic inverters: Single and three phase control strategies.” *Computers & Electrical Engineering, Volume 70*, 2018: 102-121.
- Zeng, J., M. Zhuo, H. Cheng, T. Kim, V. Winstead, e L. Wu. “Power pulsation decoupling for a two-stage single-phase photovoltaic inverter with film capacitor.” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017.

### **CONTROL STRATEGY FOR VOLTAGE REDUCTION IN SINGLE-PHASE TWO-STAGE PHOTOVOLTAIC INVERTER**

**Abstract.** *Single-phase photovoltaic inverters have been widely used in systems with rated power lower than 10 kW. Among the various topologies available, those based on full-bridge inverters are present in several commercial inverters. It is well known that photovoltaic inverters have a second harmonic ripple at the dc link voltage. This component appears because of the instantaneous power is not constant in single-phase systems. The voltage ripple can affect the terminal voltage of the photovoltaic array, thus reducing the efficiency of the maximum power point tracking, even in inverters with two conversion stages (with dc/dc converter). This work proposes a simplified control technique to reduce the ripple in the terminals of the photovoltaic array in two-stage PV inverters. The technique is based on a real-time normalization of the dc/dc converter control signal and do not require any additional measurement. Performance is evaluated using simulations. The case study is based on a 4.4 kVA/220 V photovoltaic inverter with input for two photovoltaic series. For the case study, the proposed technique leads to improvements in both static and dynamic efficiencies (0.74% and 0.87% respectively).*

**Key words:** *Photovoltaic Systems, Inverter, Control.*