

INVERSORES COMUTADOS PELA REDE ASSOCIADOS A UM AUTOTRANSFORMADOR MULTIPULSOS PARA A GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Lucas Lapolli Brighenti, Alessandro Luiz Batschauer, Marcello Mezaroba

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC, Núcleo de Processamento de Energia Elétrica, Joinville – SC, Brasil
e-mail: lucasbrighenti@gmail.com, alessandrobatschauer@gmail.com, marcello.mezaroba@udesc.br

Resumo – Conversores não isolados aplicados a sistemas fotovoltaicos normalmente possuem algumas vantagens em relação aos conversores isolados como redução de custos e melhor eficiência devido, principalmente, à ausência de um transformador. Neste contexto, uma alternativa para o processamento da energia obtida pelos painéis fotovoltaicos é o uso de um autotransformador multipulsos associado a retificadores controlados com ângulo de disparo entre 90° - 180° (inversores comutados pela rede). Esta solução possui algumas vantagens como robustez, baixa manutenção, alta confiabilidade e baixo custo, além de ser muito adequada para geração fotovoltaica em locais remotos onde estas vantagens são mais importantes que a redução de volume. Outra importante característica é que a associação dos enrolamentos do autotransformador gera sistemas trifásicos defasados entre si, reduzindo a quantidade do conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede. Este artigo apresenta um conversor de 18 pulsos usando um autotransformador com conexão Y-diferencial fechada. A potência processada pelo autotransformador é apenas 21,9% da potência total fornecida ao sistema, aumentando a eficiência e reduzindo o custo total.

Palavras-Chave – Geração Fotovoltaica, Inversores Comutados pela Rede, Inversores Conectados à Rede, Transformadores Multipulsos.

LINE-COMMUTATED INVERTERS ASSOCIATED TO A MULTI-PULSE AUTOTRANSFORMER FOR PHOTOVOLTAIC GENERATION

Abstract – Non-isolated converters applied in photovoltaic (PV) systems usually have some advantages over the isolated converters, like reduced cost and better efficiency mainly due to the absence of a transformer. In this context, one alternative for the processing of energy acquired by PV modules is the use of non-isolated multi-pulse autotransformers associated to controlled rectifiers with a firing angle between 90° - 180° (line-commutated inverters). This solution has some advantages like robustness, low maintenance, high reliability and low cost and it is very suitable to PV generation in remote areas

when these advantages are more important than the size reduction. Another important feature is that the association of the autotransformer's windings generates three-phase systems displaced each other, reducing the amount of the harmonic content in the currents injected into the grid. This paper will present an 18-pulse converter using an autotransformer with Y-differential connection. The power processed by autotransformer is only 21.9% of the total power provided to the system, increasing the efficiency and reducing the overall cost.

Keywords – Grid Tie Inverters, Line-commutated Inverters, Multi-pulse Transformers, Photovoltaic Generation.

I. INTRODUÇÃO

Nos dias atuais, há um grande esforço nas pesquisas para que os sistemas de geração fotovoltaica sejam ligados diretamente à rede sem utilizar isolamento galvânica, diminuindo assim, o custo por Watt dos sistemas fotovoltaicos [1]. A eficiência de um sistema fotovoltaico sem transformadores pode aumentar de 1% a 2%, devido principalmente as perdas extras presentes no transformador [2]. De modo geral, o objetivo final das pesquisas é o mesmo: extrair a máxima potência possível dos painéis. Porém, este o objetivo pode ser alcançado de diversas maneiras diferentes, como focar no rendimento dos conversores usando topologias com baixas perdas [3], utilizar componentes de melhor qualidade, incluindo os materiais magnéticos e semicondutores [4], aprimorar técnicas de comutação e modulação [5], [6], atuar na redução da corrente de dispersão ocasionada pela tensão de modo comum dos conversores [7], [8].

Em sistemas fotovoltaicos é muito importante fazer o rastreamento da máxima potência, pois parâmetros como temperatura do painel e irradiação solar variam durante o dia, mudando os valores de tensão e corrente em que os painéis fotovoltaicos fornecem a potência máxima ao sistema. Neste contexto, estão as técnicas para efetuar este rastreamento de forma eficiente. Comparações entre as principais técnicas são apresentadas em [9] e [10].

O principal objetivo deste trabalho é propor um sistema de geração fotovoltaica usando tecnologias robustas e consolidadas para obter uma boa eficiência e um baixo custo, apresentando baixa manutenção e robustez para ser instalado em locais remotos, onde há uma grande quantidade de terras com baixo custo e alta irradiação solar. Para alcançar estes requisitos é proposto utilizar inversores comutados pela rede, que usam tiristores (SCRs) ou GTOs, associados a um

Artigo submetido em 12/01/2016. Primeira revisão em 04/05/2016. Aceito para publicação em 04/05/2016, por recomendação do Editor Convidado Leandro Michels.

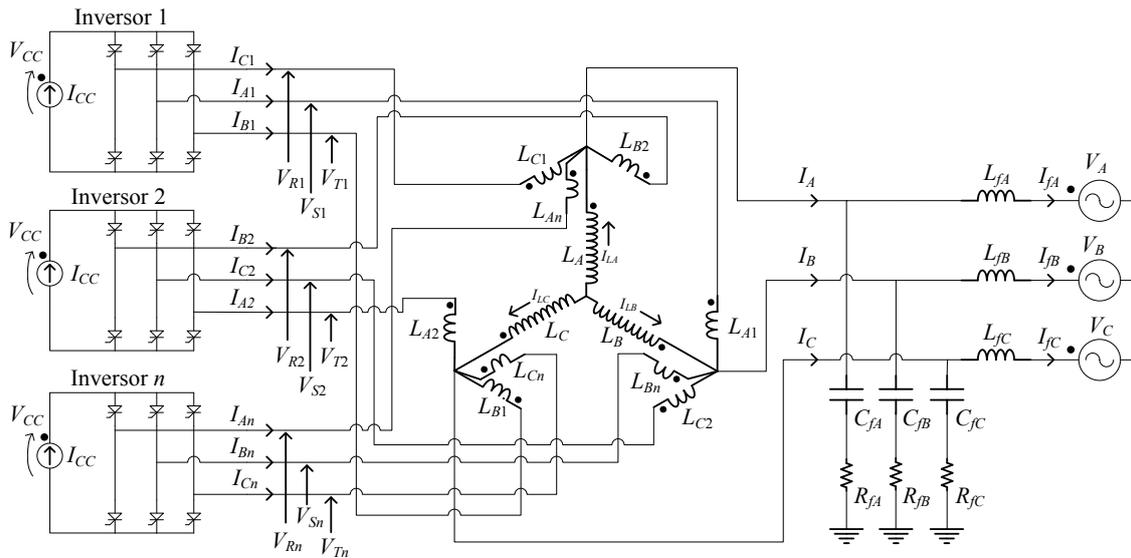


Fig. 1. Esquema completo do conversor proposto.

autotransformador de 18 pulsos. Este autotransformador gera três sistemas trifásicos defasados entre si para melhorar a qualidade da corrente entregue à rede, sem a necessidade de um inversor de alta frequência, conforme a Figura 1.

Os inversores comutados pela rede apresentam uma tecnologia bastante consolidada, pois já são utilizados há décadas em linhas de transmissão de alta tensão em corrente contínua (HVDC) [11], [12]. Estes inversores também já são explorados em sistemas fotovoltaicos, alguns exemplos podem ser encontrados em [13]-[17]. As principais vantagens citadas são a robustez, o baixo custo e maior eficiência dos inversores comutados pela rede, em relação às topologias convencionais. As principais topologias convencionais em alta frequência são bem apresentadas em [1].

Uma desvantagem de utilizar inversores comutados pela rede está na qualidade da energia injetada na rede, possuindo uma elevada taxa de distorção harmônica. Para reduzir este problema, propõe-se a associação destes inversores, a transformadores que geram sistemas trifásicos defasados entre si, aqui denominados de conversores multipulsos. O conversor multipulsos é um circuito dual ao retificador multipulsos, já consolidado e bem conhecido tanto na literatura como na indústria. Os retificadores multipulsos são bem explicados em [18] e [19]. Usando tiristores no lugar de diodos, os retificadores em ponte completa de 6 pulsos tornam-se inversores comutados pela rede ao operar com ângulo de disparo entre 90° e 180° , tornando possível injetar energia na rede de distribuição. Em [20] e [21], são apresentados dois sistemas com conversores multipulsos aplicados na geração fotovoltaica.

Um inversor comutado pela rede na topologia trifásica em ponte completa apresenta apenas os harmônicos de ordem $6k \pm 1$ na corrente de saída, os demais, são cancelados pela simetria da forma de onda. Associando inversores de 6 pulsos defasados entre si, por meio de um transformador, é possível cancelar outros harmônicos na corrente injetada na rede. Em regra, os inversores multipulsos apresentarão apenas os harmônicos de ordem $kn \pm 1$, onde n é o número de pulsos da associação de conversores e k é um número inteiro positivo. No caso estudado, a corrente apresentará apenas os

harmônicos de ordem 17, 19, 35, 37, etc ($18k \pm 1$). São necessários $n/6$ inversores de 6 pulsos, defasados em $360^\circ/n$ entre si [22], onde esta defasagem é gerada pelo transformador.

Em sistemas fotovoltaicos de até 100 kW não há necessidade de isolamento galvânica entre os painéis e a rede de distribuição e, como um dos principais objetivos é reduzir o custo do total do sistema, parte-se para o uso de autotransformadores para gerar os sistemas trifásicos defasados. Neste trabalho, será feita a avaliação de um conversor de 18 pulsos, com um transformador em Y e conexões diferenciais fechadas (Figura 2). As principais estruturas de retificadores multipulsos são apresentadas em [22]-[25].

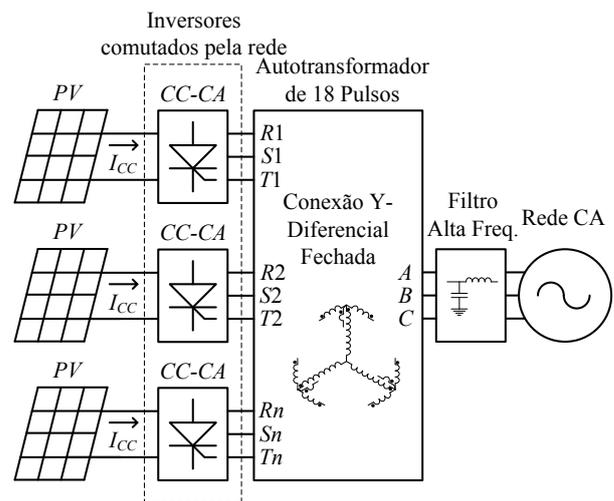


Fig. 2. Diagrama do sistema proposto.

A topologia estudada apresenta um fator de potência teórico de 0,995 com ângulo de disparo de 180° e distorção harmônica total (DHT) na corrente injetada na rede de 10,05%. Outra característica importante é que, com a conexão Y-diferencial fechada, o núcleo do autotransformador processa apenas 21,9% da potência total

fornecida à rede [23], com isto, diminui a quantidade de cobre e ferro necessários para sua construção, reduzindo peso, volume e conseqüentemente, os custos de fabricação e transporte.

Como mencionado anteriormente, os principais objetivos buscados neste conversor são robustez, alta confiabilidade, baixo custo e eficiência elevada para ser instalado em locais remotos com grande disponibilidade de espaço físico, desta forma, o uso de inversores comutados pela rede e de um autotransformador em baixa frequência atendem os requisitos buscados.

Com um ângulo de disparo de 180°, o fator de potência fica próximo da unidade, com a componente fundamental em fase com a tensão da rede. Nesta condição, a ondulação de tensão na entrada CC do inversor é de 13,4%, dispensando a utilização de capacitores de retificação. A tensão CC do inversor é controlada pelo ângulo de disparo dos tiristores, que equivale ao deslocamento entre a corrente injetada e a tensão da rede de distribuição. Este fator de potência será sempre indutivo, sendo possível compensar facilmente com capacitores em paralelo.

Comparando os custos do conversor proposto com um inversor trifásico em ponte completa, ambos com potências de 100 kW e mesmas especificações de tensão de rede, o conversor proposto tem um custo de US\$ 740,62 distribuídos em: US\$ 449,55 em tiristores (SKKH132); US\$ 84,42 em dissipadores de calor; US\$ 68,25 em ferro e US\$ 138,43 em cobre apresentando um rendimento de 98,01%. Já o inversor trifásico em ponte completa custa US\$ 1609,48 distribuídos em: US\$ 562,71 em IGBTs (SKM400GB12E4); US\$ 84,42 em dissipador; US\$ 340,35 em drivers de acionamento e US\$ 622,00 em capacitores de barramento (considerando 1 mF/kW), com rendimento do inversor de 98%. A DHT de corrente do conversor proposto é apenas 10,05% contra 79,56%. Estas cotações foram feitas pelo fabricante Semikron® e pelo fornecedor Digikay. Acrescentando um filtro de alta frequência, um inversor convencional tem seu rendimento reduzido consideravelmente (2%-3%), enquanto no conversor proposto, podem-se utilizar técnicas de filtragens mais simples como filtros sintonizados [26]. A simplicidade do conversor proposto também deve ser destacada, já que ele injeta corrente na rede em malha aberta, dispensando qualquer tipo de sensoriamento para isto, diferente do que ocorre no inversor trifásico.

O rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - Maximum Power Point Tracking) é feito a partir do ângulo de disparo dos tiristores, que controla a tensão de entrada dos inversores. Neste artigo é apresentado o estudo do método perturba e observa (P&O), aplicado em um protótipo de 2,1 kW desenvolvido para validar a proposta apresentada.

II. INVERSOR COMUTADO PELA REDE

O inversor comutado pela rede é composto por uma ponte de Graetz a tiristores e circuitos auxiliares para fazer o sincronismo da entrada em condução de cada tiristor. A tensão CC é imposta pelo conversor, dependendo apenas do ângulo de disparo e da tensão da rede (amplitude e forma), ou seja, as características de operação dos painéis fotovoltaicos não influenciam na tensão a qual lhe é imposta.

A equação que descreve o comportamento instantâneo da tensão de entrada é dada por:

$$v_{CC}(\theta) = V_R \sqrt{6} \text{sen}(\alpha - \theta + 60^\circ) \text{ para } 0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ \quad (1)$$

$$\theta = 360^\circ f_{rede} t \quad (2)$$

onde:

- t - tempo em segundos;
- v_{CC} - tensão CC de entrada em função do ângulo θ ;
- θ - tempo normalizado em função do ângulo;
- α - ângulo de disparo dos tiristores;
- f_{rede} - frequência da rede em Hertz;
- V_R - tensão eficaz de fase na saída (CA) do inversor.

O tempo foi normalizado em função do ângulo em graus para simplificar as notações. Em um retificador trifásico em ponte completa, a tensão CC é retificada pela tensão CA de linha (entre duas fases), além disso, seu comportamento é periódico a cada 60°, totalizando 6 pulsos em um ciclo de rede. A Figura 3 representa (1) para ângulos de disparo de 120° (Figura 3(a)) e 180° (Figura 3(b)). Por convenção, a tensão CC é considerada positiva para ângulos de disparo maiores que 90°. Isto pode ser visto na Figura 1, onde os inversores estão invertidos em relação à representação padrão de retificadores. Ângulos de disparo entre 90° e 120° não são usados, pois resultam em tensões instantâneas negativas no lado CC do inversor, podendo danificar os painéis.

Aplicando o conceito de valor médio em (1), obtêm-se a tensão média de entrada do inversor:

$$V_{CC} = -2,34V_R \cos(\alpha) \quad (3)$$

onde V_{CC} é a tensão média CC de entrada.

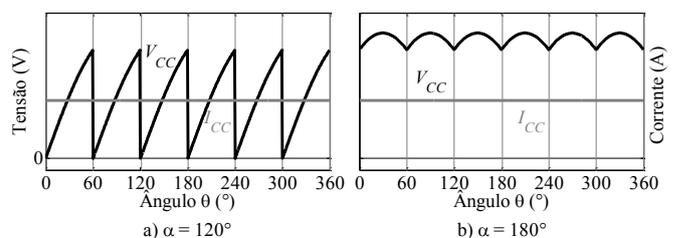


Fig. 3. Formas de onda de tensão e corrente de entrada do inversor comutado pela rede, para o ângulo de disparo de (a) 120° e (b) 180°.

A Figura 4 mostra as formas de onda da tensão e corrente no lado CA para 120° e 180° respectivamente. Com ângulos de disparo menores que 180°, o fator de potência é indutivo e diretamente proporcional ao cosseno de α .

Considerando que a corrente CC de entrada não possui ondulações, a função da corrente CA no tempo pode ser descrita pela decomposição em série de Fourier [27]:

$$i_{An}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}[k(\theta + \alpha)] \quad (4)$$

onde:

- i_{An} - corrente CA de saída do em função do ângulo θ ;
- I_{CC} - corrente CC de entrada do inversor;

k - número ímpar referente à componente harmônica.

Esta equação é válida para as correntes de todas as fases dos inversores, desde que se aplique a defasagem referente à fase em questão. O termo $\cos(k\pi/6)$ é igual a zero quando k for múltiplo de 3, mostrando que além dos harmônicos pares, os múltiplos de 3 também apresentam amplitude nula. Esta é uma característica da simetria da forma de onda deste retificador. A corrente eficaz de saída, considerando os primeiros 50 harmônicos é dada por:

$$I_{An} = 0,814I_{CC} \quad (5)$$

onde I_{An} é a corrente eficaz de saída do inversor.

Nota-se que o ângulo de disparo influencia apenas na defasagem da corrente e não sua amplitude.

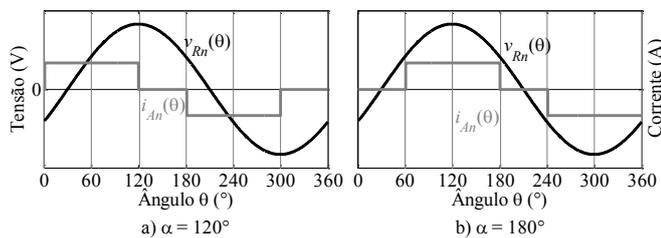


Fig. 4. Formas de onda de tensão e corrente de saída do inversor comutado pela rede para o ângulo de disparo de (a) 120° e (b) 180°.

III. AUTOTRANSFORMADOR DE 18 PULSOS

O autotransformador é responsável por gerar 3 sistemas trifásicos defasados de 20° entre si, de forma a obter uma entrada CC total com 18 pulsos. Na configuração em Y, é possível conectar os enrolamentos de forma a aumentar a tensão nos subsistemas, denominada de conexão diferencial aberta ou também, criar os subsistemas com tensões menores, através das conexões diferenciais fechadas [22]. A conexão Y-diferencial fechada foi escolhida por apresentar subsistemas com tensões menores que da rede.

A. Tensões no Autotransformador

A defasagem de 20° entre os subsistemas trifásicos são obtidas pela combinação fasorial da tensão dos enrolamentos.

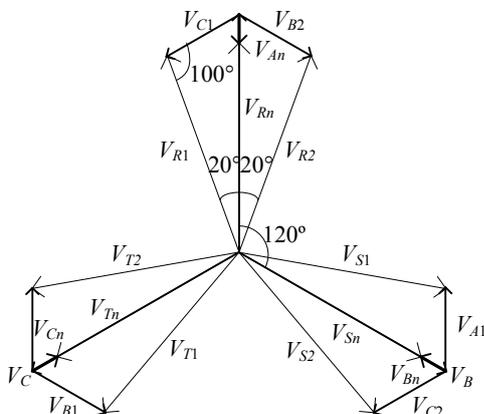


Fig. 5. Diagrama fasorial da tensão dos enrolamentos do autotransformador.

Para ficar mais claro, a Figura 5 apresenta o diagrama fasorial do autotransformador, mostrando como os subsistemas trifásicos 1, 2 e n são formados.

Através de relações trigonométricas, é possível obter as relações de transformação necessárias para obter as defasagens desejadas. A Tabela I apresenta as relações de transformação para a fase A do autotransformador, porém estas relações são válidas para os enrolamentos das demais fases.

TABELA I
Relações de Transformação dos Enrolamentos do Autotransformador

V_{A1}, V_{A2}	$V_A \cdot \sin(20^\circ) / \sin(100^\circ)$	$0,3473V_A$
V_{An}	$V_A - V_{Rn}$	$0,1206V_A$
V_{R1}, V_{R2}, V_{Rn}	$V_A \cdot \sin(60^\circ) / \sin(100^\circ)$	$0,8794V_A$
N_{20°	V_A / V_{A1}	2,8794
N_{0°	V_A / V_{An}	8,2819

As formas de onda de tensão da fase R dos subsistemas 1, 2 e n são apresentadas na Figura 6.

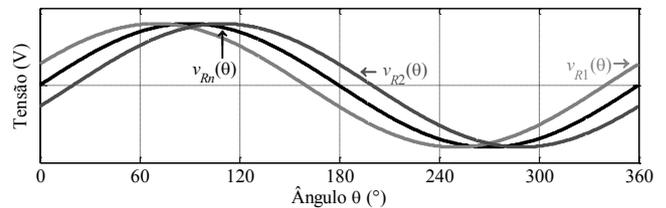


Fig. 6. Tensão na fase R dos subsistemas 1, 2 e n , geradas pelo autotransformador.

B. Correntes do Autotransformador

As correntes de saída dos inversores, apresentadas na Figura 4, entram nos enrolamentos secundários conforme a Figura 1. Já a corrente do enrolamento primário de cada fase é formada pela soma das correntes dos secundários da respectiva fase, referidas ao primário:

$$i_{LA}(\theta) = \frac{i_{A1}(\theta) + i_{A2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{An}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (6)$$

$$i_{LB}(\theta) = \frac{i_{B1}(\theta) + i_{B2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{Bn}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (7)$$

$$i_{LC}(\theta) = \frac{i_{C1}(\theta) + i_{C2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{Cn}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (8)$$

onde:

- $i_{L(A,B,C)}$ - correntes nos enrolamentos primários;
- $i_{(A,B,C)1}$ - correntes nos secundários adiantados em 20°;
- $i_{(A,B,C)2}$ - correntes nos secundários atrasados em 20°;
- $i_{(A,B,C)n}$ - correntes nos secundários em fase;
- N_{20° - relação de transformação $V_A / V_{A(1,2)}$;
- N_{0° - relação de transformação V_A / V_{An} .

A Figura 7 mostra a tensão e a corrente no enrolamento L_A .

Seguindo o circuito apresentado na Figura 1, verifica-se que a corrente injetada na rede é composta pela soma de todas as correntes que entram no nó de cada fase, sendo descritas matematicamente por:

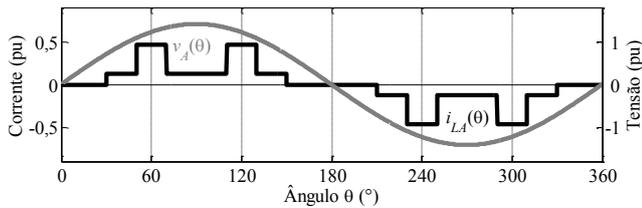


Fig. 7. Tensão e corrente no enrolamento L_A .

$$i_A(\theta) = i_{LA}(\theta) + i_{C1}(\theta) + i_{B2}(\theta) + i_{An}(\theta) \quad (9)$$

$$i_B(\theta) = i_{LB}(\theta) + i_{A1}(\theta) + i_{C2}(\theta) + i_{Bn}(\theta) \quad (10)$$

$$i_C(\theta) = i_{LC}(\theta) + i_{B1}(\theta) + i_{A2}(\theta) + i_{Cn}(\theta) \quad (11)$$

onde: $i_{(A,B,C)}$ são as correntes de saída do autotransformador.

A Figura 8 apresenta a forma de onda da tensão e da corrente injetada na fase A da rede. As amplitudes dos harmônicos da corrente injetada na rede são mostradas na Figura 9.

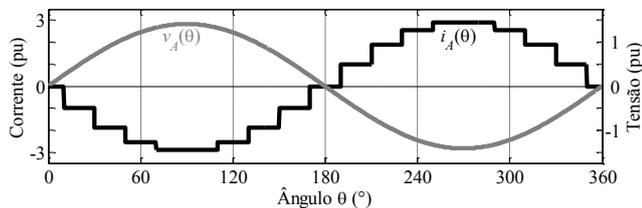


Fig. 8. Tensão e corrente injetada na fase A da rede

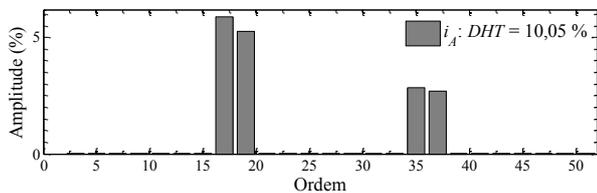


Fig. 9. Amplitude dos harmônicos da corrente injetada na fase A da rede.

As amplitudes dos harmônicos de ordem 17 e 19 são respectivamente 5,88% e 5,26% da amplitude da corrente na frequência fundamental. Estes valores não atendem às normas de injeção de harmônicos na rede elétrica, IEEE 1547-2003, sendo necessária, a utilização de um filtro na saída do conversor. Considerando os 50 primeiros harmônicos, o valor eficaz da corrente injetada na rede é dado por:

$$I_A = 2,066I_{CC} \quad (12)$$

onde I_A é a corrente eficaz de saída do autotransformador.

A DHT da corrente de saída é 10,05%, obtida com auxílio de software de cálculo numérico a partir de (9).

C. Potência Processada pelo Autotransformador

Considerando o sistema equilibrado, a potência aparente total nos enrolamentos secundários e primários é respectivamente:

$$S_S = 6V_{A1}I_{A1} + 3V_{An}I_{An} \quad (13)$$

$$S_P = 3V_{LA}I_{LA} \quad (14)$$

onde:

- S_S - potência aparente total nos secundários;
- S_P - potência aparente total nos primários;
- $V_{A(1,n),LA}$ - tensão eficaz sobre o enrolamentos;
- $I_{A(1,n),LA}$ - corrente eficaz nos enrolamentos.

De acordo com [25], a potência processada pelo núcleo é a média das potências do primário e secundário:

$$S_T = \frac{S_S + S_P}{2} \quad (15)$$

onde S_T é a potência total processada pelo núcleo.

Substituindo (3), (13) e (14) em (15) e usando os valores da Tabela I, obtém-se a potência total processada pelo núcleo em função das tensões e correntes de entrada do conversor:

$$S_T = 0,656V_{CC}I_{CC} \quad (16)$$

Três bancos de painéis fornecem energia ao sistema, portanto, então, a potência total fornecida pelos painéis é:

$$P_{CC} = 3V_{CC}I_{CC} \quad (17)$$

onde:

- P_{CC} - potência total fornecida pelos painéis.

A relação entre a potência total processada pelo núcleo é obtida pela razão entre a potência total processada pelo núcleo e a potência total:

$$S_T/P_{CC} = 0,219 \quad (18)$$

A equação (18) mostra que apenas 21,9% da potência total fornecida ao sistema é processada pelo núcleo do autotransformador, resultando em uma redução no volume de ferro.

A defasagem entre tensão e corrente é o próprio ângulo α , logo, o fator de potência FP é dado por:

$$FP = \frac{\cos(\alpha)}{\sqrt{1 + DHT^2}} = 0,995 \cos(\alpha) \quad (19)$$

IV. DESEQUILÍBRIO NAS CORRENTES DE ENTRADA

Uma situação bastante recorrente é quando há uma diferença entre as correntes fornecidas pelos três inversores. Este desequilíbrio faz com que não ocorra a anulação completa dos harmônicos que seriam cancelados pela conexão do autotransformador (harmônicos de ordem $6k \pm 1$, exceto os de ordem $18k \pm 1$, que não são cancelados em nenhuma condição no conversor de 18 pulsos). A relação entre o desequilíbrio de I_{CC} e a amplitude dos harmônicos é não linear, portanto, serão apresentadas duas situações para ilustrar o efeito deste desequilíbrio:

- Situação 1: Corrente do inversor 1 (I_{CC1}) com a amplitude variando de 0 até o valor nominal e I_{CC2} e

I_{CCn} , com amplitudes fixas no valor nominal (Figura 10);

- Situação 2: Corrente nos inversores 1 e 2 (I_{CC1} e I_{CC2}), com amplitude variando de 0 até o valor nominal e I_{CCn} , com amplitude fixa no valor nominal (Figura 11).

Os harmônicos pares e múltiplos de 3 já são cancelados pela simetria da forma de onda do inversor, portanto, não sofrem influência em situações de desequilíbrio. Conforme (4), estes harmônicos aparecerão apenas com assimetrias na forma de onda de I_{CC} , onde o termo $\cos(k\pi/6)$ é igual a zero para valores de k múltiplos de 3. Os harmônicos de ordem $18k \pm 1$ não são cancelados pelo autotransformador, portanto, também não sofrem influência em condições de desequilíbrio, sendo necessário um filtro para se adequarem à IEEE 1547-2003 [28].

À medida que o desequilíbrio aumenta a amplitude dos harmônicos também aumenta. Ao zerar a amplitude de dois inversores, a forma de onda da corrente possui o mesmo espectro harmônico que um conversor de 6 pulsos. Com dois inversores fornecendo 60% da corrente nominal, os harmônicos ainda atendem a IEEE 1547-2003. Na prática, devido aos painéis estarem localizados em áreas próximas, espera-se que não ocorra um desequilíbrio tão grande entre as correntes.

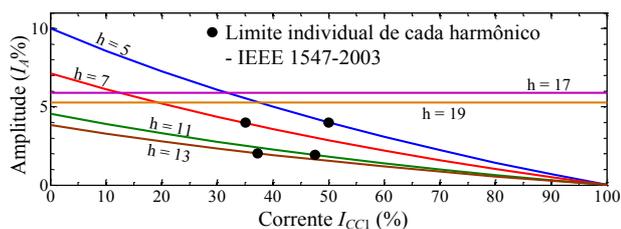


Fig. 10. Amplitude dos harmônicos na corrente I_A em função da variação da corrente I_{CC1} , mantendo as correntes I_{CC2} e I_{CCn} fixas no valor nominal.

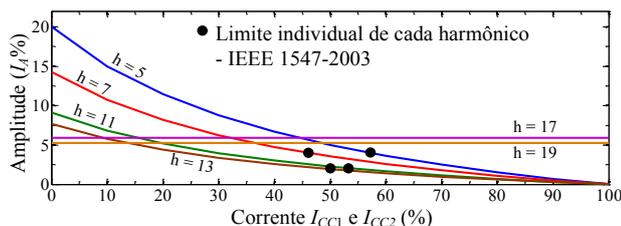


Fig. 11. Amplitude dos harmônicos na corrente I_A em função da variação das correntes I_{CC1} e I_{CC2} , mantendo a corrente I_{CCn} fixa no valor nominal.

V. PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Esta seção apresenta o comportamento característico do painel fotovoltaico SW130 fabricado pela Solarworld [29]. Os principais modelos matemáticos de um painel fotovoltaico são o *single-diode model* (SDM) [30], [31] e o *double-diode model* (DDM) [32], [33].

A Figura 12 e a Figura 13 apresentam os gráficos de potência *versus* tensão para diferentes condições de temperatura e irradiação respectivamente.

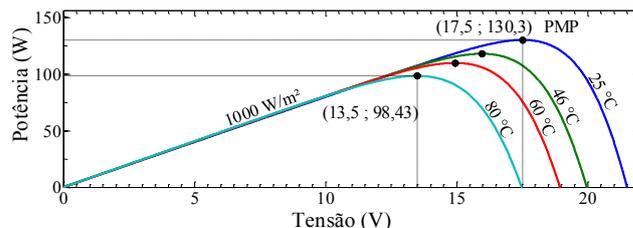


Fig. 12. Curvas P-V do painel SW130 para diferentes condições de irradiação, a 25 °C.

As curvas foram obtidas pelo método apresentado em [30]. Um dos aspectos importantes a ser analisado é que variações na irradiação causam pequenas variações de tensão no PMP.

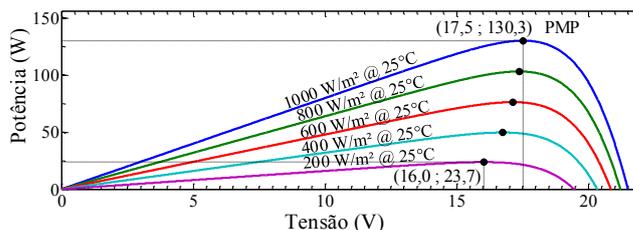


Fig. 13. Curvas P-V do painel SW130 para diferentes temperaturas, com irradiação de 1000 W/m².

Para irradiações entre 1000 W/m² e 200 W/m², a tensão no PMP varia apenas 8,5% para este painel. Já as variações na temperatura ocasionam grandes variações na tensão no PMP. Com temperaturas variando de 25 °C a 80 °C, a variação na tensão é de 23%. Estes aspectos são importantes para este conversor, pois ele apresenta um intervalo de tensão limitado, com α variando de 120° a pouco menos de 180°.

VI. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Como mencionado anteriormente, existem diversas técnicas para o rastreamento do ponto de máxima potência fornecida pelos painéis fotovoltaicos. Como o objetivo do trabalho não é o estudo de técnicas de MPPT, mas sim, mostrar que o conversor é capaz de efetuar o MPPT, foi implementado o método perturba e observa por ser um dos mais simples de implementar e também por funcionar adequadamente, apesar de não atingir verdadeiramente o ponto de máxima potência. O fluxograma do P&O é apresentado na Figura 14.

As tensões e as correntes de entrada CC apresentam uma alta ondulação dependendo do ângulo de disparo. Devido a isto, é necessário efetuar uma filtragem, de modo a obter o valor médio lido destas variáveis. Optou-se por fazer esta filtragem digitalmente por meio do cálculo de média móvel dos valores de I_{CC} e V_{CC} amostrados.

Deve-se respeitar o tempo mínimo de um ciclo de rede para a atuação do MPPT, pois este é o tempo que leva para a média móvel ser calculada, após a atualização do ângulo de disparo. No projeto implementado, a amostragem é feita com 90 pontos em um ciclo de rede e a atuação do MPPT é feita a cada ciclo de rede.

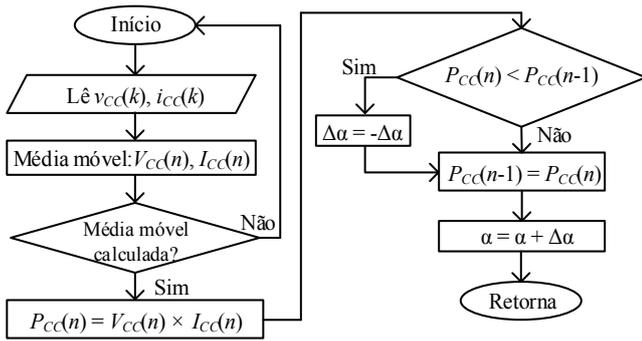


Fig. 14. Fluxograma do método de MPPT perturba e observa (P&O), onde k é a amostragem e n é o passo do MPPT.

VII. PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

Para validar os estudos feitos até aqui, foi desenvolvido um protótipo de baixa potência do conversor, com as especificações presentes na Tabela II. A Figura 15 apresenta a foto do protótipo desenvolvido e a Figura 16 mostra os painéis fotovoltaicos instalados no laboratório. A potência nominal do protótipo é de 2340 W, escolhido de acordo com a disponibilidade de painéis no laboratório.

TABELA II
Especificações Nominais do Conversor

Tensão eficaz de fase da rede (V_A)	127 V
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Máxima potência fornecida pelos painéis (P_{CC})	2340 W
Tensão CC para $\alpha = 170^\circ$ (V_{CC})	261 V
Máxima corrente de entrada em cada inversor (I_{CC})	3,00 A

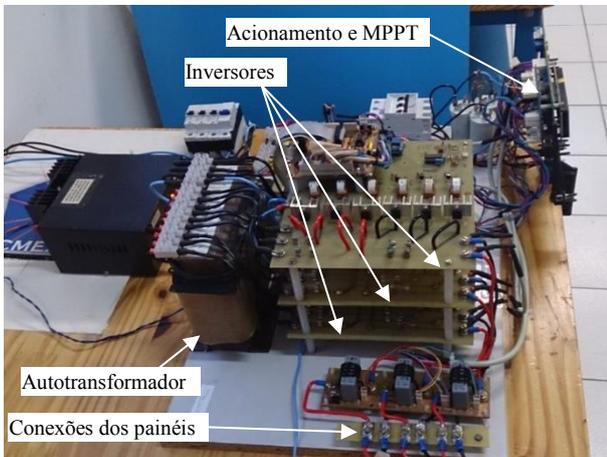


Fig. 15. Protótipo desenvolvido.

Para que a qualidade da corrente injetada na rede atenda a norma IEEE 1547-2003, referente à geração distribuída, faz-se necessário o uso de um filtro de alta frequência na saída do conversor. Uma proposta é utilizar um filtro LC que apresente atenuação de 75% na frequência de 1020 Hz, para que a amplitude do harmônico de ordem 17 atenuado de 5,88% para 1,5% da amplitude da fundamental, conforme é exigido pela norma. Ajustando a frequência de ressonância em 400 Hz e usando um resistor de amortecimento de 7,5 Ω , estas exigências são atendidas. Este filtro foi escolhido, devido a sua simplicidade.



Fig. 16. Instalação dos painéis fotovoltaicos no laboratório (Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE).

O resistor de amortecimento é necessário para atenuar o pico de ressonância do filtro LC apresentado na Figura Fig. 17. Este pico de ressonância causa uma amplificação, principalmente nos harmônicos de 5ª e 7ª ordem, que não deveriam existir, mas aparecem em condições de desequilíbrio nas correntes de entrada (CC) dos inversores.

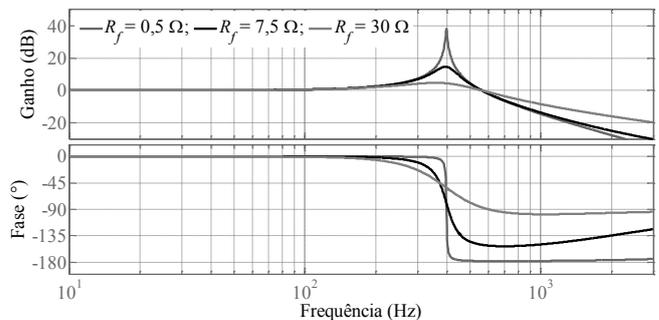


Fig. 17. Diagrama de ganho e fase do filtro LC projetado, com diferentes valores para o resistor de amortecimento.

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos do protótipo desenvolvido. Os resultados experimentais estão subdivididos em: Resultados nominais, conexão com os painéis fotovoltaicos e MPPT.

As formas de onda desta seção foram obtidas com o osciloscópio Tectronix® TDS2012B e todas as medidas, incluindo, os testes da subseção D, foram feitas com 2 analisadores de energia Tectronix® PA4000, onde um é usado para medir as correntes e tensões de entrada e outro, para medir a saída do conversor.

De forma a adequar os níveis de tensões da rede, foi conectado um autotransformador com tensão variável trifásico (varivolt) de 3 kVA na saída do conversor. Este autotransformador insere uma impedância em série com o sistema de 0,4 Ω e 1 mH. A rede em que o conversor é conectado vem de um transformador de 30 kVA, cuja impedância é de 0,04 Ω e 107 μ H.

Nos testes feitos em condições nominais de projeto e nos testes feitos para validação do funcionamento do MPPT foi utilizada uma fonte de corrente com alta indutância de saída, gerando correntes com baixa ondulação. Os painéis fotovoltaicos, por sua vez, foram conectados diretamente nas

entradas CC dos inversores, onde não foi utilizado nenhum capacitor em paralelo e nenhuma indutância em série.

A configuração de testes segue o esquema apresentado na Figura 2, acrescentando apenas um varivolt entre a rede e as conexões de saída do filtro LC do conversor. Além desta modificação, alguns resultados são obtidos sem o filtro LC, ou seja, com o varivolt conectado diretamente aos terminais do autotransformador.

A. Resultados em Condições Nominais

Este teste foi realizado, utilizando uma fonte de corrente com baixa ondulação na entrada CC dos inversores. As tensões das fases R_1 , R_2 e R_n são apresentadas na Figura 18. A tensão V_{R1} está $20,73^\circ$ adiantado e a tensão V_{R2} está $20,73^\circ$ atrasada, ambas em relação à V_{Rn} .

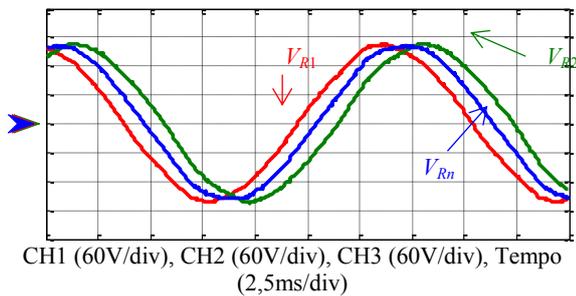


Fig. 18. Tensões nas fases R dos subsistemas 1, 2 e n.

A tensão e a corrente de entrada do inversor 1 são mostradas na Figura 19(a). As tensões nos demais inversores apresentam comportamento semelhante. Nota-se que a corrente apresenta uma ondulação assimétrica, isto ocasiona o aparecimento de harmônicos múltiplos de três. A Figura 19(b) apresenta a tensão e a corrente de saída CA do inversor 1. O ângulo de disparo dos tiristores é aproximadamente 170° , ocasionando um deslocamento em torno de 10° entre tensão e corrente. Este foi o ângulo máximo obtido para o disparo dos tiristores, sendo este, limitado pelo efeito da comutação dos tiristores. As formas de onda de corrente e tensão de saída do conversor podem ser vistas na Figura 19(c), nota-se que a ondulação presente na corrente CC, suaviza a corrente CA, diminuindo sua DHT.

A Figura 19(b) e a Figura 19(c) mostram *notches* na tensão V_A que são causados pela comutação dos tiristores. As formas de onda da corrente antes do filtro e após a passagem pelo filtro LC, assim como a tensão após o indutor de filtragem medido diretamente na rede, são apresentadas na Figura 19(d). Nestes casos, os *notches* da tensão V_A não são vistos pela rede. Isto ocorre devido à alta impedância do filtro LC, principalmente do indutor (16 mH), que por ser muito maior que da rede (aproximadamente 1,1 mH sendo 0,1 mH proveniente da rede e 1 mH do autotransformador), acaba confinando no indutor, a queda de tensão (*notches*) devido à variação de corrente durante a comutação dos tiristores.

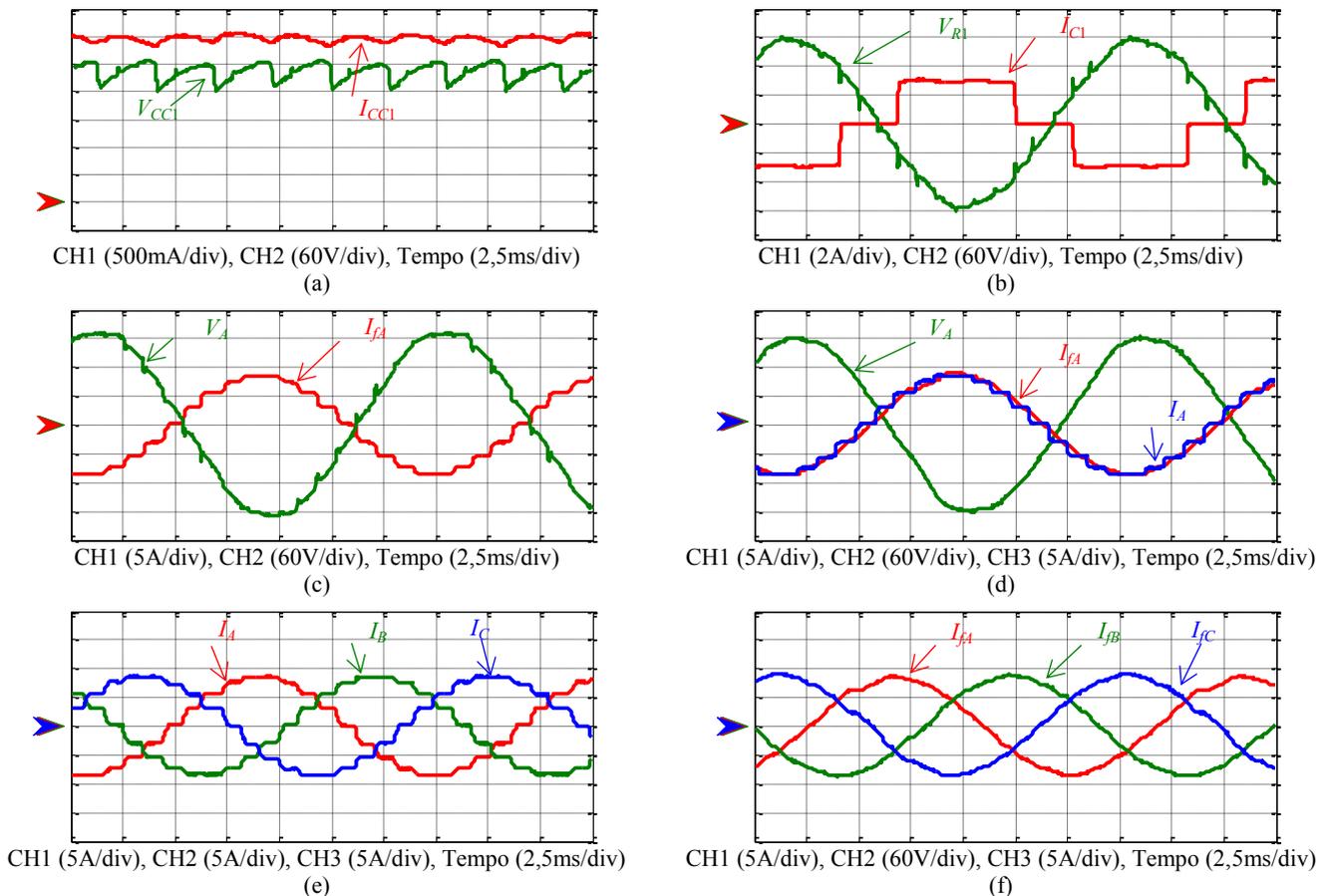


Fig. 19.(a) Tensão e corrente de entrada no inversor 1. (b) Tensão e corrente na fase R do inversor 1. (c) Tensão e corrente de saída na fase A do autotransformador. (d) Comparação entre a corrente de saída da fase A antes e depois do filtro LC. (e) Corrente injetada nas três fases da rede, antes da passagem pelo filtro. (f) Corrente injetada nas três fases da rede após a passagem pelo filtro LC.

A Figura 19(e) apresenta as formas de onda de corrente nas três fases de saída antes da passagem pelo filtro e a Figura 19(f), após a passagem pelo filtro.

O resumo dos resultados obtidos é apresentado na Tabela III. O rendimento total do conversor, desconsiderando o filtro, é de 97,66%. O filtro LC diminui o rendimento em 3,3%, com perdas totais de 81,9 W, das quais 2,9% (72 W) são perdas resistivas do indutor e 0,4% (9,9 W) são perdas do resistor de amortecimento. O indutor utilizado para esta aplicação apresenta uma elevada resistência série (600 mΩ). Salienta-se que o mesmo não foi desenvolvido para esta aplicação, sendo utilizado apenas para validar o funcionamento da filtragem e adequação às normas.

Os harmônicos de corrente são apresentados na Figura 20, onde é feita uma comparação com os limites individuais de cada harmônico recomendados pela norma IEEE 1547-2003. A corrente I_A apresenta harmônicos múltiplos de três, que são originários da assimetria da corrente I_{CC} e harmônicos de ordem 5, 7, 11, etc, que têm origem principalmente no desequilíbrio entre as correntes I_{CC1} , I_{CC2} e I_{CCn} , como pode ser visto na Tabela III.

TABELA III
Resumo dos Resultados Experimentais

	Fase A	Fase B	Fase C	Inv. 1	Inv. 2	Inv. n
Tensão (V)	135,2	135,2	136,9	284,0	284,0	280,0
Corrente (A)	6,09	6,09	6,02	2,96	2,99	2,87
Potência Ativa (W)	805,0	811,0	808,0	836,0	847,0	799,0
Potência Aparente (VA)	822,5	823,8	824,6	-	-	-
Potência Reativa (VAr)	168,0	147,0	168,0	-	-	-
Ângulo de fase	168,2	169,7	168,3	-	-	-
Fator de Potência	0,979	0,984	0,979	-	-	-
Potência Ativa Total (W)	2424,0		2482,0			
Perdas (W)			58,0			
Eficiência			97,66%			

Após a passagem pelo filtro LC, todos os harmônicos atendem a norma IEEE 1547-2003, assim como a THD. Nota-se que os harmônicos de ordem 3, 5 e 7, apresentam uma amplificação após a passagem pelo filtro, isto ocorre devido à frequência de ressonância, como pode ser visto na Figura 20.

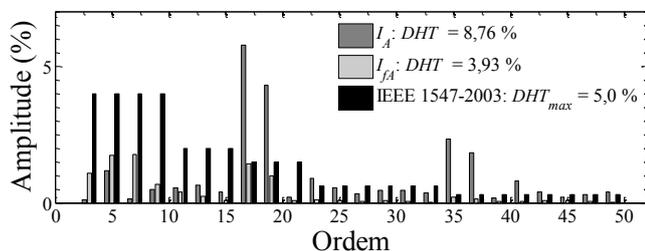


Fig. 20. Amplitude dos harmônicos da corrente injetada na rede.

B. Painéis Fotovoltaicos

Nesta seção, serão apresentados os resultados obtidos com os painéis fotovoltaicos conectados diretamente aos terminais de entrada dos inversores. Devido à disponibilidade no laboratório, cada inversor foi alimentado por seis painéis SW130 da Solarworld (Figura 13), conectados em série. Isto

aumentou consideravelmente a corrente no inversor, reduzindo a eficiência, pois o mesmo não foi projetado para esses níveis de corrente.

A tensão no PMP deste painel é 17,5 V a 1000 W/m² e 25°C. Com seis painéis em série, esta tensão será 105 V e para que o conversor possa operar corretamente, a tensão rede (V_A) deve ser reduzida devido a esta limitação. De acordo com (1), a tensão da rede V_A ficou em torno de 48 V, para que o pico de tensão não ultrapasse a tensão de circuito aberto do painel. A tensão CC média nominal de cada inversor é 261 V de acordo com a Tabela II, assim, são necessários pelo menos 15 painéis conectados em série para atingir esta tensão e o conversor operar na condição nominal de tensão.

A corrente no PMP nesta condição é 7,49 A, mas devido às condições climáticas, não foi possível atingir estes níveis de corrente. Um ângulo de disparo fixo em 160° foi utilizado de forma que o painel trabalhasse próximo ao PMP nas condições climáticas do momento do ensaio. A Figura 21, apresenta a tensão e a corrente do inversor 1. A tensão média é 99,4 V e a corrente média é 3,76 A. Nota-se que a corrente apresenta uma ondulação, que corresponde à característica da curva do painel fotovoltaico. Quanto mais próximo da tensão de circuito aberto do painel, maior será esta ondulação de corrente.

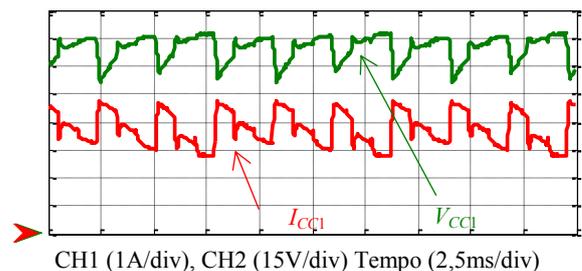


Fig. 21. Tensão e corrente de entrada no inversor 1 com os painéis fotovoltaicos conectados ao conversor

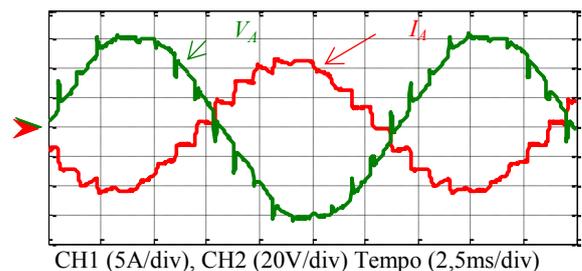


Fig. 22. Tensão e corrente de saída da fase A da rede com os painéis fotovoltaicos conectados ao conversor

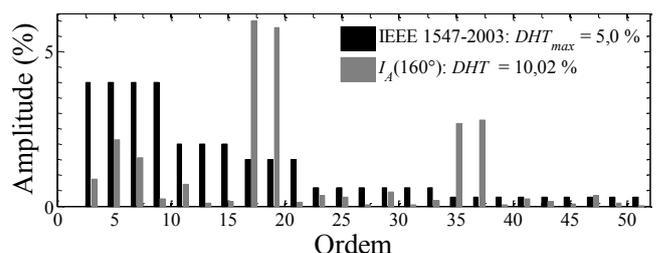


Fig. 23. Amplitude dos harmônicos da corrente injetada na rede, com os painéis fotovoltaicos conectados na entrada do conversor.

A Figura 22 apresenta a tensão e a corrente de saída do conversor. A tensão eficaz é 44,7 V e a corrente eficaz, 7,79 A. Os harmônicos desta corrente são apresentados na Figura 23.

Os harmônicos de ordem 3, 5 e 7, apresentam uma amplitude maior do que o esperado e a DHT é 10,02%.

C. Operação com o Emulador de Curvas Características dos Painéis Fotovoltaicos

Inicialmente, o teste do MPPT foi realizado com a utilização de um emulador das curvas características de painéis fotovoltaicos desenvolvido no laboratório exclusivamente para esta aplicação. Foi criado este ambiente controlado para verificar exclusivamente o funcionamento do MPPT. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 24 e o resumo na Tabela IV.

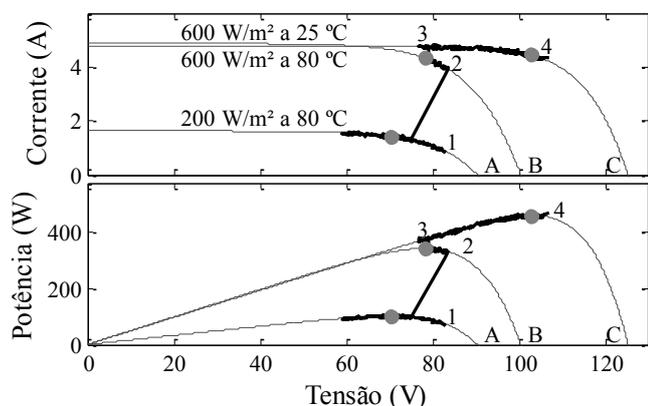


Fig. 24. Operação do método de MPPT P&O no inversor 1.

A Figura 24 mostra que foram feitas três transições no ponto de operação dos painéis fotovoltaicos. A curva A está sob irradiação de 200 W/m² a 80°C, a curva B, 600 W/m² a 80°C e a curva C, 600 W/m² a 25°C. A operação do conversor inicia no ponto 1, alcançando o ponto de máxima potência e oscilando sobre ele até ocorrer a mudança para a curva B, passando a operar no ponto 2. O conversor alcança novamente o ponto de máxima potência para esta condição. A última etapa ocorre na mudança para a curva C, onde o conversor passa a operar no ponto 3 e vai percorrendo a curva, até chegar ao PMP, representado pelo ponto 4 da Figura 24.

TABELA IV
Resultados no PMP do Inversor 1

Curva	$I_{\phi MPPT}$ (A)	V_{MPPT} (V)	α (°)	FP	$I_{\phi PMPPT}$ (W)
A	1,44	70,2	131	0,660	101,2
B	4,36	78,0	136	0,733	340,4
C	4,46	102,8	165	0,966	458,1

A Figura 24 mostra o conversor rastreando o ponto de máxima potência no inversor 1, através da variação no ângulo de disparo. Na curva A, ocorreu uma maior oscilação no PMP devido à baixa precisão do hardware, para a aquisição de sinais com baixas amplitudes.

O emulador desenvolvido apresenta uma dinâmica lenta, não representando o comportamento dinâmico dos painéis.

D. MPPT com os Painéis Fotovoltaicos

Estes testes foram realizados por um período de aproximadamente 30 minutos, com os painéis fotovoltaicos conectados diretamente ao conversor. A tensão de saída CA é cerca de 48 V e os resultados da entrada CC do conversor são apresentados nas Figuras 25 à 28.

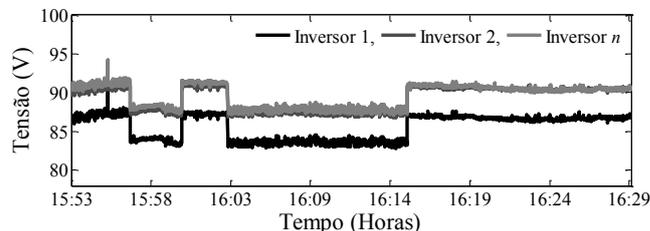


Fig. 25. Tensão de entrada dos três inversores.

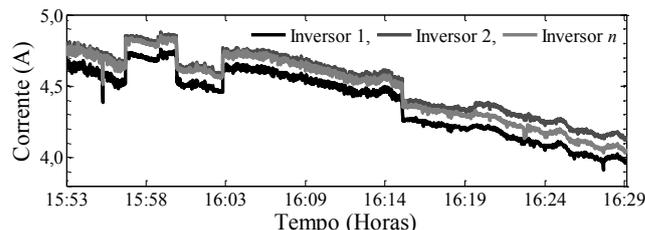


Fig. 26. Corrente de entrada dos três inversores.

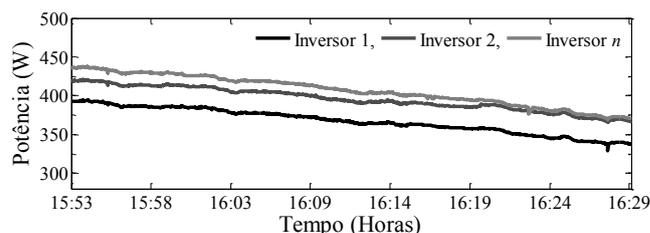


Fig. 27. Potência de entrada nos três inversores.

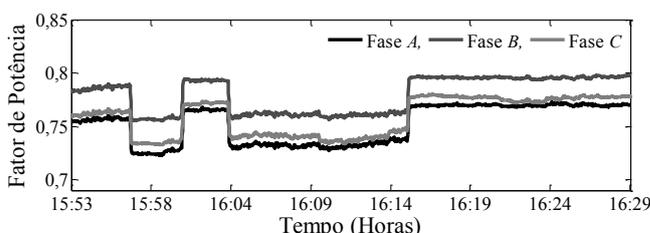


Fig. 28. Fator de potência das três fases de saída do conversor.

A tensão de entrada é mostrada na Figura 25 e a corrente, na Figura 26. A Figura 27 mostra que ao longo dos testes, a potência dos painéis foi caindo gradativamente, isto ocorreu devido à queda da irradiação. Em alguns pontos, é possível notar uma maior atuação do MPPT. A variação do ângulo de disparo pode ser vista na Figura 28, que apresenta o fator de potência da saída. O ângulo de disparo variou de 136° (FP = 0,72) a 144° (PF = 0,8). Este ponto de operação foi escolhido para que o conversor trabalhasse com uma boa faixa de variação.

IX. CONCLUSÕES

Os testes iniciais, em condições nominais de projeto, validaram o funcionamento do conversor e principalmente,

seu alto rendimento, 97,66%. Vale ressaltar que em sistemas de maior potência esse rendimento tende se elevar, principalmente pela diminuição das perdas que ocorrem tipicamente em transformadores e autotransformadores de alta potência. Com a utilização do filtro de alta frequência, é possível atender as exigências da norma IEEE 1547-2003 referente às amplitudes dos harmônicos de corrente injetados na rede.

Os testes seguintes validaram o funcionamento do conversor operando com os painéis fotovoltaicos e fazendo o MPPT, mostrando que ele é capaz de fazer o rastreamento do ponto de máxima potência dos painéis fotovoltaicos através do ângulo de disparo. O método de MPPT utilizado foi o P&O, mas podem ser utilizados outros métodos, inclusive métodos que dispensam o uso de sensores de corrente. A redução no ângulo de disparo ocasiona uma redução do fator de potência, que está diretamente ligado ao deslocamento entre a tensão e a corrente de saída. Este efeito pode ser minimizado, com a utilização de técnicas simples para correção de fator de potência, como a conexão de capacitores em paralelo.

Apesar da redução no fator de potência, a alta eficiência, simplicidade, robustez e baixo custo em relação aos conversores comutados em alta frequência, tornam o conversor proposto, uma solução atrativa para a geração fotovoltaica, principalmente, quando se deseja fazer o processamento de potências de até 100 kW, faixa que dispensa o uso de isolamento galvânica, onde o uso de tiristores, e autotransformadores comutados em baixa frequência, tendem a apresentar rendimento superior e vantagens financeiras em relação a IGBTs comutados em alta frequência.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Universidade do Estado de Santa Catarina, aos órgãos financiadores do grupo de pesquisa FAPESC e FITEJ e ao CNPQ pelo financiamento do projeto.

REFERÊNCIAS

- [1] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. Garcia Franquelo, C. Ramos-Paja, T. Suntio, W. Xiao, "Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants: Components and Operation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, n. 3, pp. 6-20, Sept 2013.
- [2] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez, E. Aldabas, "A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n. 1, pp. 184-191, Jan 2011.
- [3] H. Xiao, X. Liu, K. Lan, "Optimised full-bridge transformerless photovoltaic grid-connected inverter with low conduction loss and low leakage current," *IET Power Electronics*, vol. 7, n. 4, pp. 1008-1015, April 2014.
- [4] B. Gu, J. Dominic, J.-S. Lai, C.-L. Chen, T. LaBella, B. Chen, "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n. 5, pp. 2235-2245, May 2013.
- [5] R.-J. Wai, C.-Y. Lin, Y.-C. Huang, Y.-R. Chang, "Design of High-Performance Stand-Alone and Grid-Connected Inverter for Distributed Generation Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n. 4, pp. 1542-1555, April 2013.
- [6] H. Xiao, X. Liu, K. Lan, "Zero-Voltage-Transition Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n. 10, pp. 5393-5401, Oct 2014.
- [7] S.-H. Lee, K.-T. Kim, J.-M. Kwon, B.-H. Kwon, "Single-phase transformerless bi-directional inverter with high efficiency and low leakage current," *IET Power Electronics*, vol. 7, n. 2, pp. 451-458, February 2014.
- [8] M. C. Cavalcanti, M. T. M. Neto, F. Bradaschia, L. R. Limongi, E. Bueno, "Three-state Three-phase Z-source Inverter for Transformerless Photovoltaic Systems," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, 2013.
- [9] T. Esram, P. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, n. 2, pp. 439-449, June 2007.
- [10] M. A. G. 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, n. 3, pp. 592-600, Agosto 2012.
- [11] F. Nozari, H. Patel, "Power electronics in electric utilities: HVDC power transmission systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, n. 4, pp. 495-506, Apr 1988.
- [12] E. Carroll, "Power electronics for very high power applications," *Power Engineering Journal*, vol. 13, n. 2, pp. 81-87, April 1999.
- [13] C. Ong, "Operational Behavior of Line-Commutated Photovoltaic Systems on a Distribution Feeder," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, n. 8, pp. 2262-2268, Aug 1984.
- [14] O. Wasynczuk, "Analysis of line-commutated converters during unbalanced operating conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, n. 2, pp. 420-426, Jun 1994.
- [15] A. Kempe, U. Schonwandt, "EMC of PV-plants with line-commutated inverters," in *Conference Record of the Twenty Fifth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 1343-1346, 1996.
- [16] J. Siva Prasad, B. Fernandes, "Active commutated thyristor CSI for grid connected photovoltaic applications," in *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 2004.
- [17] D. Binu Ben Jose, N. Ammasai Gounden, J. Ravishankar, "Simple power electronic controller for photovoltaic fed grid-tied systems using line

- commutated inverter with fixed firing angle,” *IET Power Electronics*, vol. 7, n. 6, pp. 1424-1434, June 2014.
- [18] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, J. W. Professor, Ed. IEEE Press, 2006.
- [19] F. Chivite-Zabalza, A. Forsyth, D. Trainer, “A Simple, Passive 24-Pulse AC-DC Converter With Inherent Load Balancing,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n. 2, pp. 430-439, March 2006.
- [20] O. Wasynczuk, “Modeling and dynamic performance of a line-commutated photovoltaic inverter system,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, n. 3, pp. 337-343, Sep 1989.
- [21] A. Sarwar, M. Jamil Asghar, “Multilevel converter topology for solar PV based grid-tie inverters,” in *IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon)*, pp. 501-506, 2010.
- [22] F. J. M. Seixas, I. Barbi, “Nova Família de Conversores CA-CC a Diodos com Elevado Fator de Potência: Generalização das Conexões Y-Diferenciais de 12 e 18 pulsos,” *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 5, n. 2, pp. 9-16, Novembro 2000.
- [23] F. De Seixas, I. Barbi, “A new 12 kW three-phase impulse high power factor AC-DC converter with regulated output voltage for rectifier units,” in *The 21st International Telecommunication Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1-8, 1999.
- [24] R. Fernandes, P. da Silva Oliveira, F. de Seixas, “A Family of Autoconnected Transformers for 12- and 18-Pulse Converters - Generalization for Delta and Wye Topologies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n. 7, pp. 2065-2078, July 2011.
- [25] D. A. Paice, *Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*, Wiley-IEEE Press, 1996.
- [26] P. S. Oliveira, F. J. M. de Seixas, S. C. L. de Freitas, L. C. O. de Oliveira, “The use of tuned filters as an attenuator device of harmonics generated by multipulse converters,” in *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (TD-LA)*, pp. 310-315, 2010.
- [27] F. J. M. Seixas, I. Barbi, “Retificador Trifásico Isolado em Alta Frequência e com Baixa Distorção de Corrente na Rede,” *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, vol. 7, n. 1, pp. 22-29, Novembro 2002.
- [28] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std. 1547-2003, 2003.
- [29] S. W. Sunmodule, “Dataheet SW 130/135/140 Poly R6A” , 2010. [Impresso].
- [30] M. Villalva, J. Gazoli, E. Filho, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n. 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [31] S. Rahman, R. Varma, T. Vanderheide, “Generalised model of a photovoltaic panel,” *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, n. 3, pp. 217-229, 2014.
- [32] Y. Mahmoud, W. Xiao, H. Zeineldin, “A Parameterization Approach for Enhancing PV Model Accuracy,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n. 12, pp. 5708-5716, Dec 2013.
- [33] B. Babu, S. Gurjar, “A Novel Simplified Two-Diode Model of Photovoltaic (PV) Module,” *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, n. 4, pp. 1156-1161, July 2014.

DADOS BIOGRÁFICOS

Lucas Lapoli Brighenti, nascido em 01/12/1986 em São Joaquim-SC, Brasil, possui graduação (2011) e mestrado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) em Joinville-SC. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em Florianópolis-SC. Trabalhou, de 2011 a 2014 na Supplier Ind. E Com. de Eletroeletrônicos como projetista de fontes baseadas em conversores estáticos. Suas áreas de interesse incluem Conversores Estáticos e Energias Renováveis.

Alessandro Luiz Batschauer, recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 2000, 2002 e 2011 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é Professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC) desenvolvendo atividades de pesquisa junto ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE). É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Marcello Mezaroba, nascido em Videira, SC em 1972. recebeu os graus de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1996, 1998 e 2001 respectivamente, pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Atualmente é Professor Associado no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Santa Catarina (UDESC). Suas áreas de interesse incluem comutação suave, condicionadores de energia, fontes de alimentação, controle de conversores e microrredes de energia.