

# **ANÁLISE DO CONTEÚDO HARMÔNICO DE CORRENTE DE UM SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE COM INVERSORES CONVENCIONAL E NPC TRIFÁSICOS USANDO SPWM E SVPWM**

**Marcos Paulo Caballero Victorio** – mpcvictorio@gmail.com

**Fernando Cardoso Melo** – fernando.melo@unb.br

Universidade de Brasília, Campus Darcy Ribeiro

**Resumo.** *A capacidade instalada de fontes renováveis de energia tem aumentado significativamente nos últimos anos. Como o Brasil tem um enorme potencial para gerar energia a partir de fontes renováveis, como a eólica e a solar, o País também está seguindo essa tendência mundial. Como o aumento da penetração das fontes renováveis de energia no sistema elétrico pode trazer diversos desafios, o estudo de técnicas para mitigar problemas de qualidade da energia torna-se cada vez mais relevante. O objetivo deste trabalho é fornecer todas as informações necessárias à montagem de um sistema fotovoltaico, comparar e analisar a Distorção Harmônica Total da corrente injetada entre diferentes simulações realizadas no Simulink®. Para as comparações, duas técnicas de modulação por largura de pulso (PWM) foram utilizadas, o PWM Senoidal (SPWM) e o PWM Space Vector (SVPWM), ambas aplicadas em um Sistema Fotovoltaico (FV) de 100kWp conectado à rede. Essas duas técnicas de modulação foram implementadas com duas topologias de inversores trifásicos, a convencional de dois níveis e a Neutral Point Clamped (NPC) de três níveis.*

**Palavras-chave:** *Distorção Harmônica Total, inversor de três níveis NPC, Space Vector PWM.*

## **1. INTRODUÇÃO**

O constante crescimento da penetração de energias renováveis na matriz energética brasileira nos últimos anos torna cada vez mais necessário estudar formas de entregar energia de qualidade, que atenda aos requisitos mínimos exigidos em normas, reduzindo custos e aumentando a eficiência do sistema (ABSOLAR, 2021).

A comutação de conversores de energia em alta frequência, necessária para transformar a corrente contínua (CC) em corrente alternada (CA), é responsável pela injeção de tensões e correntes harmônicas no Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Segundo Naruto (2017), essas componentes harmônicas geram vários problemas para os equipamentos do sistema elétrico, como vibração e ruído em máquinas rotativas, aumento das perdas em condutores e transformadores, além do aumento de temperatura em bancos de capacitores e transformadores, o que reduz a vida útil dos equipamentos. Além disso, as harmônicas também podem prejudicar a medição de grandezas elétricas e a operação de sistemas de proteção. No entanto, esses são apenas alguns dos problemas vinculados à injeção de harmônicas na rede. Portanto, é realmente necessário estudar e desenvolver técnicas para diminuir a injeção de componentes harmônicas no sistema elétrico, buscando não apenas atender às exigências de normas nacionais, como o Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) (ANEEL, 2016), e padrões internacionais de qualidade de energia, como a norma IEEE 1547/2018, mas também visando aumentar a confiabilidade geral do sistema elétrico e, conseqüentemente, beneficiar o consumidor final.

A técnica de modulação utilizada nos inversores de sistemas fotovoltaicos e a topologia do inversor são dois aspectos bastante importantes e que influenciam sobremaneira na qualidade da energia entregue. Dependendo da modulação, é possível utilizar um índice de modulação mais elevado, permitindo que a tensão do barramento de CC seja reduzida. Com a utilização da modulação *Space Vector*, a tensão CC pode ser, aproximadamente, 15% menor que a necessária com a modulação senoidal. Além disso, com a utilização da topologia de três níveis *Neutral Point Clamped* (NPC), que possui um nível a mais de tensão de saída, a transição entre os estados da modulação torna-se menos abrupta e as chaves do inversor ficam submetidas a menores níveis de tensão. Ambas essas reduções, da tensão CC e do nível de tensão aplicado nas chaves, colaboram para a diminuição da distorção harmônica total da corrente injetada (THDi) e do estresse nas chaves do inversor, podendo, inclusive, tornar os sistemas mais baratos e aumentar a vida útil dos componentes (Ismail, 2018).

Este trabalho possui três objetivos principais. O primeiro objetivo é reunir as informações necessárias à montagem completa de um sistema fotovoltaico trifásico, de 100kWp (quilowatt-pico), de dois estágios, CC-CC e CC-CA, conectado à rede, pois, em geral, artigos analisam detalhadamente apenas uma de suas diversas partes, mas mostram muito sumariamente como ele foi montado. Portanto, para tornar a metodologia de dimensionamento de sistemas fotovoltaicos mais simples e permitir o avanço dos estudos mais detalhados das diversas partes que o compõem, este trabalho indicará por completo como o sistema de testes foi implementado no Software *Simulink*®.

O segundo objetivo principal deste artigo é validar as melhorias apontadas por Lyu *et al.* (2016), comprovando com os resultados das simulações no *Simulink*® que a utilização da técnica de modulação *Space Vector* (SVPWM) permite

reduzir os níveis de THDi e a tensão necessária no barramento CC, quando comparados com os resultados obtidos com a modulação senoidal (SPWM). Além disso, comprovando também que, por meio da utilização da topologia de inversor de três níveis NPC, é possível reduzir os níveis de THDi obtidos com inversores convencionais de dois níveis.

O terceiro objetivo principal deste trabalho é analisar e comparar os níveis de THDi, além do espectro harmônico das simulações realizadas com as duas topologias de inversores, nas quais as duas técnicas de modulação, SPWM e SVPWM, foram utilizadas.

Este artigo está dividido em mais três seções principais, 2. Modelagem do sistema, 3. Simulações e Análise dos resultados e 4. Conclusões e Trabalhos Futuros.

## 2. MODELAGEM DO SISTEMA

### 2.1 Visão geral do sistema

A implementação do sistema fotovoltaico de 100kWp de dois estágios é mostrada na Fig. 1. A estrutura do sistema consiste em um conjunto de módulos fotovoltaicos, um conversor CC-CC elevador de tensão (Boost), que é controlado por um algoritmo seguidor do Ponto de Máxima Potência (MPPT), um inversor trifásico, um sistema de controle incluindo a respectiva técnica de modulação, um filtro LCL, uma carga resistiva, a rede elétrica, voltímetros e amperímetros. Mais detalhes serão apresentados nas próximas subseções.

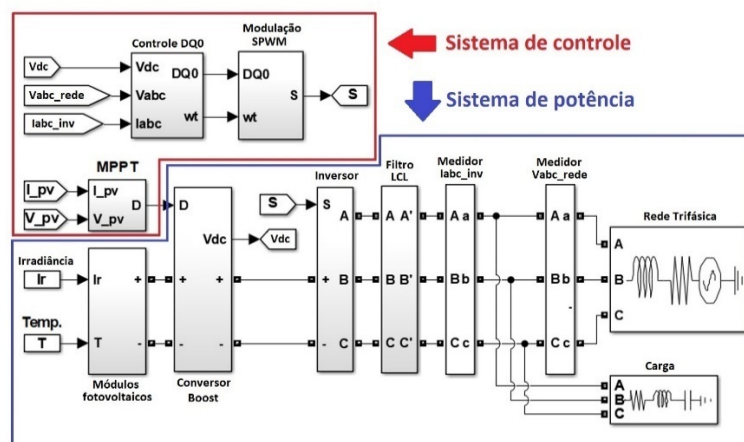


Figura 1 – Sistema implementado.

### 2.2 Modelagem dos Módulos Fotovoltaicos

A Fig. 2 mostra a implementação do modelo dos módulos fotovoltaicos. Este modelo, de um diodo, é o mais comumente usado para projetar células fotovoltaicas em simulações, sendo representado por uma fonte de corrente em paralelo com dois elementos, um diodo e um resistor *shunt* equivalente, e em série com outro resistor. Para a implementação, não é necessário colocar o diodo no circuito, pois a corrente que circularia pelo diodo ( $I_0$ ) já é subtraída nos cálculos da corrente  $I$ , que é utilizada na fonte de corrente. Todos os cálculos foram feitos conforme apresentado por Krismadinataa *et al.* (2012), com as Eq. (1) a (4). Em todas as simulações, foi utilizado o módulo Soltech 1STH-215-P, cuja potência máxima é de 213,15 Wp.

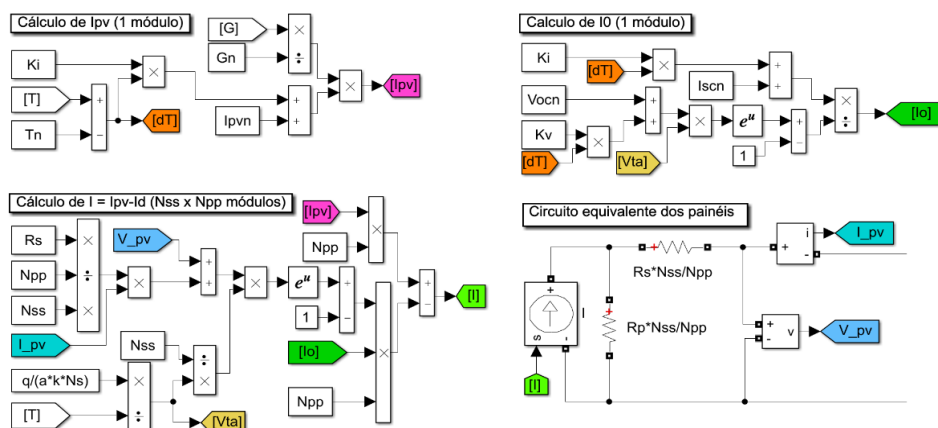


Figura 2 – Modelo do módulo fotovoltaico implementado.

$$I = I_{pv}N_{pp} - I_0N_{pp} \left[ \exp \left( \frac{V_{pv} + I \frac{R_s N_{ss}}{N_{pp}}}{V_{ta} N_{ss}} \right) - 1 \right] \quad (1)$$

$$I_{pv} = \frac{G}{G_n} [I_{pvn} + K_i(T - T_n)] \quad (2)$$

$$I_0 = \frac{I_{scn} + K_i(T - T_n)}{\exp\{[V_{ocn} + K_v(T - T_n)]/V_{ta}\} - 1} \quad (3)$$

$$V_{ta} = \frac{akN_s T}{q} \quad (4)$$

Em que a Eq. (1) representa a corrente ideal do arranjo fotovoltaico ( $I$ ), pois já considera a quantidade de módulos em série e em paralelo, a Eq. (2) representa a corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ), a Eq. (3) representa a corrente de saturação das células fotovoltaicas ( $I_0$ ) e a Eq. (4) representa a constante de tensão térmica ( $V_{ta}$ ), que é apenas um agrupamento para simplificar as equações anteriores. Os parâmetros de entrada são apresentados na Tab. 1.

Tabela 1 – Dados do módulo Soltech 1STH-215-P.

| Parâmetro                              | Valor     | Parâmetro                               | Valor                |
|--|-----------|---|----------------------|
| $V_{ocn}$ - Tensão de circuito aberto  | 36,3V     | $G$ - Irradiância                       | 1000W/m <sup>2</sup> |
| $I_{pvn}$ - Foto corrente nominal      | 7,8649A   | $G_n$ - Irradiância nominal             | 1000W/m <sup>2</sup> |
| $I_{scn}$ - Corrente de curto-circuito | 7,84A     | $T$ - Temperatura                       | 25°C                 |
| $R_s$ - Resistência série              | 0,39383 Ω | $T_n$ - Temperatura nominal de operação | 298,15 K             |
| $R_p$ - Resistência paralela           | 313,3991Ω | $K_i$ - Coeficiente térmico de corrente | 0,102%/°C            |
| $N_{pp}$ - Módulos em paralelo         | 47        | $K_v$ - Coeficiente térmico de tensão   | -0,361%/°C           |
| $N_{ss}$ - Módulos em série            | 10        | $a$ - Fator de idealidade do diodo      | 0,98117              |
| $N_s$ - Células por módulo             | 60        | $q$ - Carga do elétron                  | 1,60217646e-19C      |
|  |           | $k$ - Constante de Boltzmann            | 1,3806503e-23J/K     |

### 2.3 Conversor Boost e MPPT

A fim de garantir que a potência máxima seja extraída dos módulos fotovoltaicos, foi utilizado o algoritmo MPPT de Condutância Incremental para atuar no conversor *Boost*. O algoritmo do método foi implementado conforme o fluxograma apresentado por Moacyr *et al.* (2011). Como mencionado por Dadkhah e Niroomand (2021), a eficiência do MPPT depende dos parâmetros utilizados no algoritmo. Portanto, a escolha correta da amplitude do incremento de tensão e do período entre as perturbações torna o sistema rápido, preciso e eficiente.

Apesar de aumentar os períodos transitórios, em geral, busca-se utilizar pequenas perturbações da tensão de referência, pois assim ocorrem menores oscilações em torno do ponto de máxima potência, aumentando a eficiência do sistema sob condições climáticas estacionárias.

Femia *et al.* (2013) apresentam como definir o menor período admissível entre as perturbações e o seu menor valor admissível, pois, caso sejam muito rápidas e pequenas, podem fazer com que o sistema não consiga atingir o estado estacionário antes de uma nova perturbação. Além disso, para evitar instabilidade do MPPT e diminuir as oscilações em torno do ponto de máxima potência, o período entre as perturbações não deve ser muito maior do que o tempo de acomodação do sistema. Seguindo os passos apresentados por Femia *et al.* (2013), chegou-se à frequência máxima de, aproximadamente 1,1kHz e ao incremento mínimo de 0,108V. Dessa forma, para o algoritmo MPPT, o incremento de tensão e a frequência utilizados foram 0,15V e 1kHz. A frequência utilizada no chaveamento do conversor *Boost* foi 1kHz.

A Fig. 3 mostra o circuito do conversor *Boost* e a forma como foi gerado o Ciclo de Trabalho (D). Os elementos do conversor foram calculados como indicado por Hauke (2014) e, para obter uma pequena ondulação de corrente e de tensão, foram utilizados nos cálculos  $\Delta I_i$  estimado de 0,02 e  $\Delta V$  de 1 volt. Os valores usados nas simulações são os da Tab. 2, que apresenta todos os parâmetros do sistema que não estejam no corpo do texto deste trabalho.

Por fim, para que a tensão dos módulos siga a tensão de referência fornecida pelo algoritmo MPPT, foi utilizado um controlador Proporcional Integral (PI), com ganho proporcional  $K_p = 0,005$  e ganho integral  $K_i = 0,001$ .

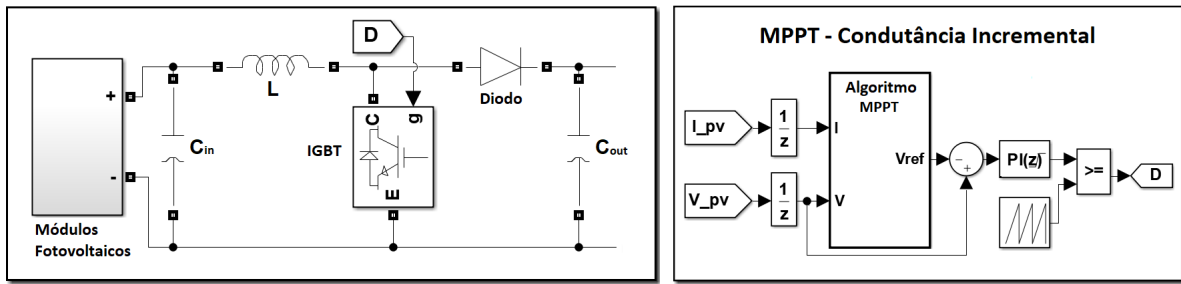


Figura 3 – Circuito do conversor Boost e geração do ciclo de trabalho (D).

## 2.4 Topologias do inversor trifásico

A Fig. 4 mostra as duas topologias de inversor trifásico utilizadas nas simulações. À esquerda, está a topologia do inversor convencional de dois níveis e, à direita, a do inversor NPC de três níveis.

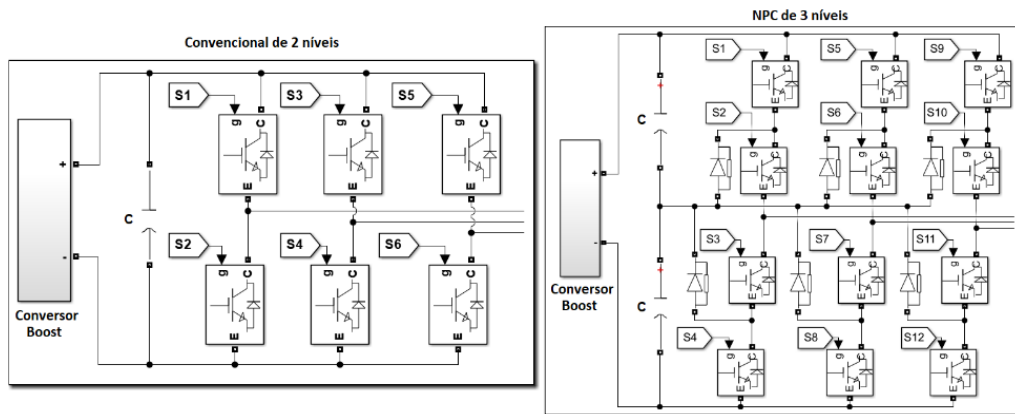


Figura 4 – Topologias dos inversores de 2 e 3 níveis.

## 2.5 Técnicas de modulação

A fim de que a corrente alternada injetada pelo inversor possua uma forma de onda adequada, as técnicas de modulação por largura de pulso usam duas ondas, a portadora e a moduladora. A portadora é normalmente uma onda triangular com uma frequência bem maior que a da moduladora, que tem a mesma frequência da rede (60 Hz). Já a forma de onda da moduladora, que é a referência da tensão a ser seguida, varia dependendo da técnica utilizada. A partir da comparação das duas ondas, portadora e moduladora, é possível definir a comutação das chaves do inversor.

A modulação senoidal é mais simples do que a modulação *Space Vector*, pois utiliza senóides como moduladoras. Já o SVPWM usa um vetor de referência girante, cujo módulo e ângulo são calculados conforme apresentado nas equações (5) e (6), onde  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  são obtidos da Transformação de Clarke, conforme a Eq. (7). Com a técnica do SVPWM, a onda moduladora possui a forma apresentada na Fig. 5.

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (5)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Ainda quanto ao SVPWM, para o inversor de dois níveis, oito vetores de tensão são distribuídos em seis setores, pois cada fase pode estar conectada em duas posições ( $2^3 = 8$ ), positivo ou negativo do barramento CC. Para o inversor de três níveis, cada fase também pode estar conectada ao ponto entre os dois capacitores que dividem a tensão do barramento CC. Portanto, são três possibilidades de ligação para cada fase, fazendo com que existam vinte e sete ( $3^3 = 27$ ) vetores de tensão. Os vetores de tensão geram seis setores no inversor de dois níveis e seis setores com quatro subsetores cada no inversor de três níveis, como pode ser observado na Fig. 5.

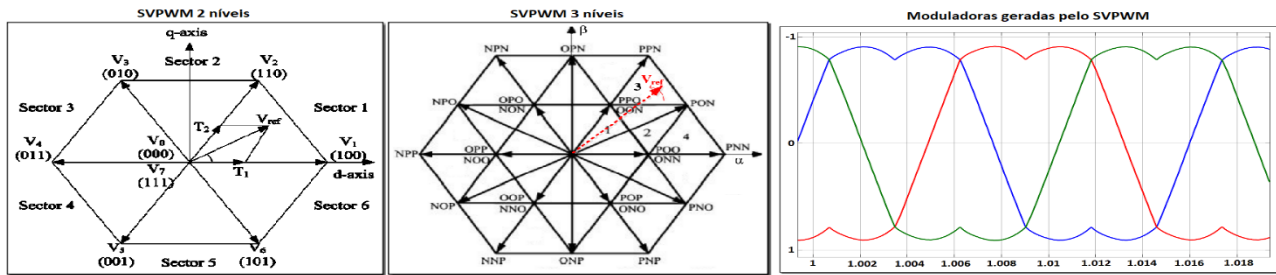


Figura 5 – Setores do *Space Vector* de 2 e 3 níveis e moduladoras.

É importante destacar que, conforme apresentado por Srivastava e Chaudhari (2020), usando a modulação senoidal (SPWM) e mantendo a operação na região linear, o valor de pico da tensão de fase é, no máximo, metade da tensão do barramento CC, conforme mostrado na Eq. (8). Usando a técnica SVPWM é possível ter um melhor uso da tensão CC, pois o pico da tensão de fase que se pode obter é, aproximadamente, 15% maior do que a metade da tensão do barramento CC, conforme apresentado na Eq. (9).

$$V_{ph1} = 0,5 \times V_{cc} \quad (8)$$

$$V_{ph2} = 0,577 \times V_{cc} \quad (9)$$

Em que  $V_{ph1}$  é o pico da tensão de fase obtida com o SPWM e  $V_{ph2}$  é o pico da tensão de fase obtida com o SVPWM. Assim, dividindo as tensões máximas,  $V_{ph2}$  por  $V_{ph1}$ , conforme a Eq. (10), é possível chegar à relação de 15% mencionada, o que na prática se traduz em um melhor aproveitamento da tensão do barramento CC obtido com o SVPWM.

$$\frac{V_{ph2}}{V_{ph1}} = \frac{0,577 \times V_{cc}}{0,5 \times V_{cc}} = 1,154 \quad (10)$$

A implementação do SVPWM para o inversor de dois níveis foi feita conforme indicado por Ibrahim *et al.* (2014) e para o inversor de três níveis foi feita como indicado por Taschetto *et al.* (2020).

## 2.6 Método de controle

A fim de controlar a tensão do capacitor do barramento CC e a potência injetada pelo inversor, foi utilizada a técnica de controle de corrente com ação *feed-forward*, conforme apresentado por Cupertino *et al.* (2018). Para manter o sincronismo com a rede elétrica, foi utilizado o sistema de controle *Phase Locked Loop* (PLL), que permite obter a frequência angular  $\omega$  e gerar as tensões de referência a serem utilizadas por ambas as técnicas de modulação. O PLL e o controle de corrente foram implementados conforme a Fig. 6. As variáveis  $V_d$ ,  $I_d$ ,  $V_q$  e  $I_q$  apresentadas na Fig. 6 são as tensões e correntes do eixo direto e do eixo em quadratura (referencial síncrono), que são obtidas pela transformada de Park. Vale lembrar que com essa técnica também é possível controlar a quantidade de potência reativa injetada na rede, mas não será apresentado neste trabalho por não fazer parte dos objetivos propostos. Os ganhos utilizados no controlador do PLL foram  $K_p = 10$  e  $K_i = 300$ .

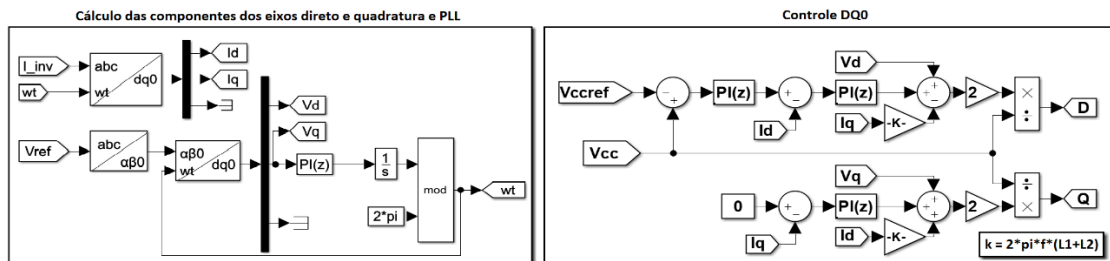


Figura 6 – PLL, cálculo das componentes DQ0 e controle de corrente com ação *feed-forward*.

Após obter os sinais de referência de tensão D e Q, gerados pelo sistema de controle, conforme a Fig. 6, para ambas as técnicas de modulação, deve-se aplicar nesses sinais a transformada inversa de Park. Com isso, as três tensões de fase de referência do sistema são obtidas, que servem como moduladoras para a técnica de modulação senoidal (SPWM), conforme apresentado na Fig. 7.

No caso da modulação *Space Vector*, para gerar as moduladoras, após calcular a transformada inversa de Park dos sinais D e Q, devem ser realizadas todas as etapas apresentadas por Ibrahim *et al.* (2014) e por Taschetto *et al.* (2020),

para os inversores de dois e três níveis, respectivamente. Uma vez geradas as moduladoras, basta realizar a comparação com as portadoras da mesma forma como é feito no SPWM. Cabe destacar que, para o SVPWM, não é necessário normalizar os sinais D e Q com a multiplicação por  $2/V_{cc}$  (tensão do barramento CC), pois essa normalização já é feita nos cálculos do método.

Resumidamente, calcula-se o módulo e o ângulo do vetor de referência, conforme as Eq. (5) e (6), então determina-se o setor e subsetor (apenas no caso do inversor de 3 níveis) e, de acordo com o setor/subsetor, calcula-se o tempo que cada chave deve permanecer aberta. Com isso são geradas as moduladoras do SVPWM.

O sistema possui duas malhas de controle, a malha externa, que controla a tensão no capacitor do barramento CC, e a malha interna, que controla as correntes injetadas pelo inversor. Na prática, controlando essas correntes, está sendo realizado o controle de injeção de potência ativa e reativa na rede. A Fig. 8, adaptada do trabalho de Abbas *et al.* (2016) mostra as malhas de controle do sistema.

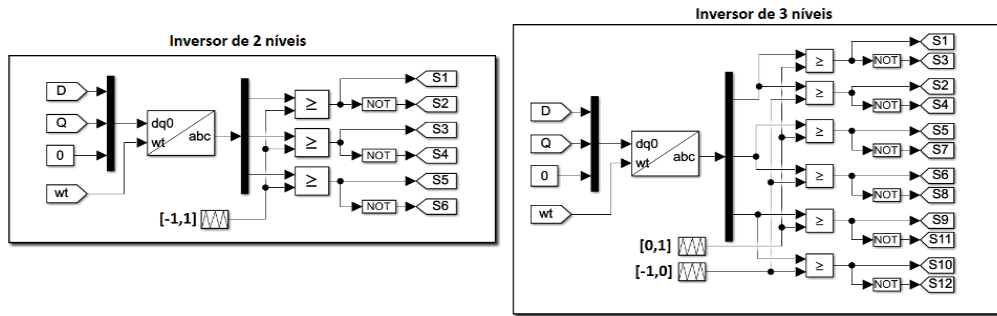


Figura 7 – Esquemas de chaveamento dos inversores de 2 e 3 níveis.

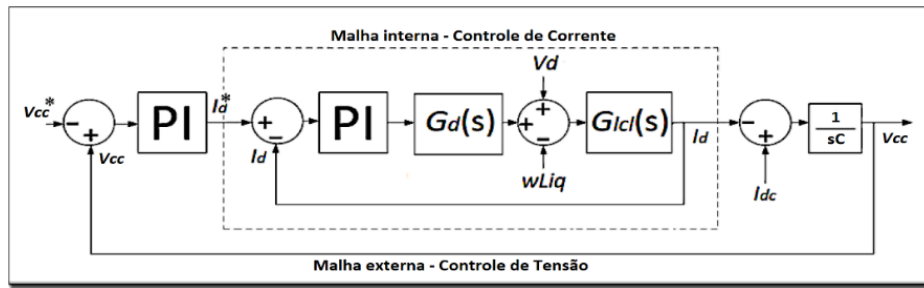


Figura 8 – Malhas de controle, interna (corrente) e externa (tensão).

Na Fig. 8,  $V_{cc}^*$  é a tensão de referência do barramento CC e  $V_{cc}$  é a tensão medida no barramento CC,  $I_d^*$  é a corrente de referência do eixo direto,  $I_d$  e  $V_d$  são a corrente e a tensão medidas na rede,  $I_{dc}$  menos  $I_d$  é a corrente que circula pelo capacitor do barramento CC,  $G_d(s)$  é o atraso causado pela modulação,  $G_{lcl}(s)$  é a função de transferência do filtro LCL e  $1/sC$  é a função de transferência da malha externa de tensão.

De acordo com Cupertino *et al.* (2018), o atraso proveniente do processo de amostragem, computação do PWM e tempo morto existente entre as conversões analógicas e digitais pode ser modelado como um atraso de tempo constante, que geralmente é menor que o período de amostragem. Após algumas aproximações,  $G_d(s)$  pode ser utilizado conforme apresentado na Eq. (11), na qual  $T_{s1,5}$  representa o passo de integração utilizado no *Simulink*<sup>®</sup>. A topologia do filtro LCL, apresentada na Fig. 9, possui a função de transferência  $G_{lcl}(s)$  da Eq. (12). Os valores de seus componentes foram calculados seguindo os passos contidos no trabalho de Reznik *et al.* (2014), considerando o fator de atenuação  $K_a$  como 0,1. A função de transferência  $G_{lcl}(s)$  utilizada foi a apresentada por Souza *et al.* (2014). É válido destacar que esta função de transferência é obtida considerando que o sistema esteja equilibrado e que, na componente fundamental da frequência, o capacitor do filtro LCL é um circuito aberto. Além disso, Cupertino *et al.* (2018) demonstram que, por conta da ação *feed-forward*, que compensa os termos  $V_d$  e  $\omega LI_q$ , desacoplando-os do controlador PI, como apresentado na Fig. 8, é possível chegar à função de transferência apresentada na Eq. (12), em que  $R$  e  $L$  representam a soma das resistências e indutâncias dos indutores do filtro LCL.

$$G_d(s) \approx e^{-(Ts_{1,5})s} \approx \frac{1}{(Ts_{1,5})s + 1} \quad (11)$$

$$G_{lcl}(s) = \frac{I_d}{V_d} = \frac{1}{Ls + R} \quad (12)$$

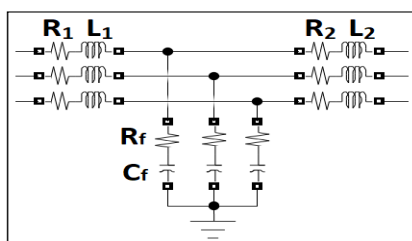


Figura 9 – Filtro LCL implementado.

## 2.7 Parâmetros do sistema

Todas as simulações foram realizadas com o sistema conectado à rede e a uma carga resistiva de 100kW. A irradiância foi mantida a 1000W/m<sup>2</sup> e a temperatura a 25°C (Condições de Teste Padrão – STC). A Tab. 2 apresenta os demais parâmetros do sistema que não foram apresentados no texto.

Tabela 2 – Parâmetros do sistema.

| Parâmetros                                   |                                     | Descrição                                    | Valor                 |     |
|--|-------------------------------------|--|-----------------------|-----|
| Ts   |                                     | Período de amostragem                        | 1e-5 s                |     |
| Modulação                                    |                                     | Frequência de chaveamento                    | 5 kHz                 |     |
| Tensão de referência CC - V <sub>ccref</sub> |                                     | SPWM   | 625 V                 |     |
|  |                                     | SVPWM  | 540 V                 |     |
| Rede elétrica                                |                                     | Frequência                                   | 60 Hz                 |     |
|  |                                     | Tensão de Linha                              | 380 V                 |     |
| Conversor Boost                              |                                     | Indutor                                      | 4,667e-3 H            |     |
|  |                                     | Capacitor - C <sub>out</sub>                 | 1,7515e-2 F           |     |
|  |                                     | Capacitor - C <sub>in</sub>                  | 100e-6 F              |     |
| Filtro LCL                                   |                                     | R <sub>1</sub> e R <sub>2</sub>              | 1e-5 Ω                |     |
|  |                                     | Indutor do lado do inversor - L <sub>1</sub> | 530 μH                |     |
|  |                                     | Indutor do lado da rede - L <sub>2</sub>     | 30,34 μH              |     |
|  |                                     | Capacitor - C <sub>f</sub>                   | 91,84 μF              |     |
|  |                                     | Resistor de amortecimento - R <sub>f</sub>   | 0,19 Ω                |     |
|  |                                     |  | Topologia do inversor |     |
|  |                                     |  | Convencional          | NPC |
| SPWM   | Controlador PI da malha de tensão   | Ganho proporcional – K <sub>p</sub>          | 2                     | 2   |
|  |                                     | Ganho integral – K <sub>i</sub>              | 20                    | 20  |
|  | Controlador PI da malha de corrente | Ganho proporcional – K <sub>p</sub>          | 0,2                   | 0,5 |
|  |                                     | Ganho integral – K <sub>i</sub>              | 2                     | 5   |
| SVPWM  | Controlador PI da malha de tensão   | Ganho proporcional – K <sub>p</sub>          | 5                     | 5   |
|  |                                     | Ganho integral – K <sub>i</sub>              | 20                    | 20  |
|  | Controlador PI da malha de corrente | Ganho proporcional – K <sub>p</sub>          | 30                    | 6   |
|  |                                     | Ganho integral – K <sub>i</sub>              | 300                   | 100 |

## 3. SIMULAÇÕES E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Considerando que os inversores de três níveis geram menores componentes harmônicas do que os de dois níveis, justamente porque a tensão de saída possui um nível a mais, o que faz com que a transição da tensão entre os níveis seja menor, serão separadas, neste trabalho, as simulações pelas topologias do inversor. Além disso, para facilitar a visualização das formas de onda geradas, serão apresentados apenas dois ciclos de uma fase durante o estado estacionário do sistema.

Para analisar o espectro harmônico e o nível de THDi da corrente injetada no sistema elétrico, foi utilizada a transformada rápida de Fourier (FFT) em cada uma das simulações.

As Figs. 10 e 11 mostram as formas de onda obtidas e o resultado da FFT, as Tabs. 3 e 4 mostram todos os valores de THDi obtidos nas simulações e a Tab. 5 mostra o valor da amplitude de cada harmônica. A partir delas é possível observar que a mudança de topologia, da convencional de dois níveis para a NPC de três níveis, foi bastante efetiva na redução da distorção harmônica total, mitigando a componente CC e, principalmente, as seguintes componentes harmônicas: 4<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 8<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup>.

Como em todos os casos os valores de THDi são pequenos, abaixo dos 4%, é válido realizar uma análise da redução percentual, pois a diminuição não parece tão significativa quando são analisados apenas os números absolutos.



Para as simulações utilizando o PWM senoidal, a mudança de topologia reduziu o THDi em, aproximadamente, 41% e, para as simulações com o SVPWM, a mudança reduziu o THDi em 39%. Portanto, analisando a redução percentual em ambos os casos, confirma-se que a mudança de topologia gera reduções relevantes nos valores de THDi.

Observando os resultados apresentados nas Figs. 10 e 11 e na Tab. 3, percebe-se que a mudança da técnica de modulação, da senoidal para a *Space Vector*, em ambas as topologias de inversor, também fez com que os valores de THDi fossem reduzidos. As principais componentes harmônicas mitigadas foram as seguintes: 4<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 8<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> (no inversor convencional); e 3<sup>a</sup>, 8<sup>a</sup>, 10<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 12<sup>a</sup> e 14<sup>a</sup> (no inversor NPC). Vale destacar, também, que o nível da componente CC do sinal reduziu de 0,57% para 0,15% (no inversor convencional).

Em termos percentuais, no inversor de dois níveis, a mudança da técnica de modulação reduziu o THDi em 16,28% e, no inversor de três níveis, a redução foi de 14,29%, conforme a Tab. 3.

No caso da mudança de topologia, ressalta-se que a redução foi maior do que a proveniente da mudança da técnica de modulação, naturalmente por causa do nível de tensão adicional criado pela topologia NPC de três níveis. Como pode ser observado na Tab. 4, a troca para a topologia NPC gerou uma redução de 41,22% para o SPWM e de 39,82% para o SVPWM.

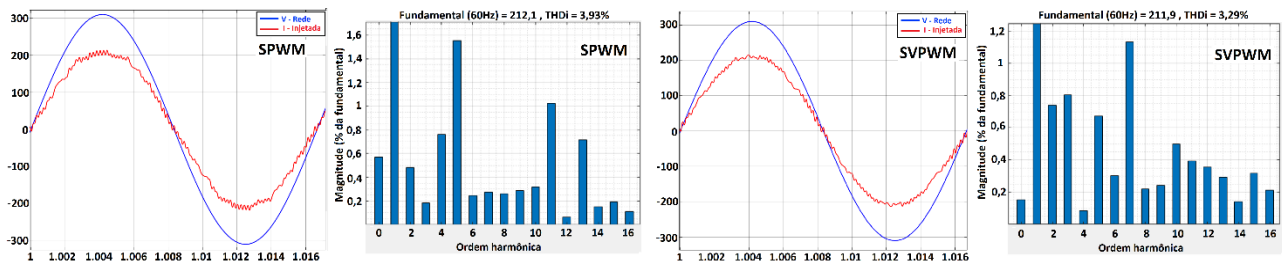


Figura 10 – SPWM à esquerda, e SVPWM à direita, para o inversor convencional de 2 níveis.

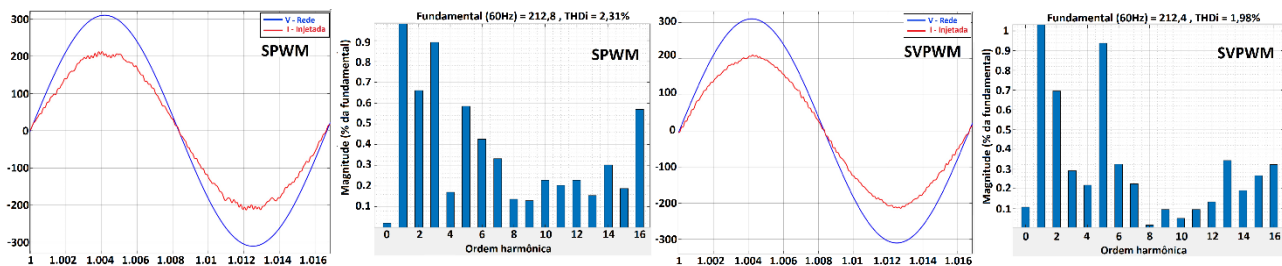


Figura 11 - SPWM à esquerda, e SVPWM à direita, para o inversor NPC de 3 níveis.

Tabela 3 – THDi da corrente injetada no sistema – Análise em função da mudança da técnica de modulação.

|   | Técnica de Modulação   | THDi - Inversor de 2 níveis | THDi - Inversor NPC de 3 níveis |
|---|--|-----------------------------|---------------------------------|
| A | PWM senoidal   | 3,93 %                      | 2,31 %                          |
| B | <i>Space Vector</i> PWM  | 3,29 %                      | 1,98 %                          |
| C | Redução absoluta obtida com a mudança da técnica de modulação          | 0,64                        | 0,33                            |
| D | <b>Redução percentual obtida com a mudança da técnica de modulação</b> | <b>16,28 %</b>              | <b>14,29 %</b>                  |

Tabela 4 – THDi da corrente injetada no sistema – Análise em função da mudança da topologia do inversor.

|   | Topologia do inversor   | THDi - PWM senoidal | THDi - <i>Space Vector</i> PWM |
|---|---|---------------------|--------------------------------|
| A | Inversor de 2 níveis  | 3,93 %              | 3,29 %                         |
| B | Inversor NPC de 3 níveis  | 2,31 %              | 1,98 %                         |
| C | Redução absoluta obtida com a mudança da topologia do inversor          | 1,62                | 1,31                           |
| D | <b>Redução percentual obtida com a mudança da topologia do inversor</b> | <b>41,22 %</b>      | <b>39,82 %</b>                 |



Tabela 5 – Valores percentuais das harmônicas.

| Frequência | Harmônica       | Convencional |        | NPC    |        |
|------------|-----------------|--------------|--------|--------|--------|
|            |                 | SPWM         | SVPWM  | SPWM   | SVPWM  |
| 0 Hz       | Componente CC   | 0,57 %       | 0,15 % | 0,02%  | 0,11%  |
| 60 Hz      | Fundamental     | 100 %        | 100 %  | 100 %  | 100 %  |
| 120 Hz     | 2 <sup>a</sup>  | 0,49 %       | 0,74 % | 0,66 % | 0,69 % |
| 180 Hz     | 3 <sup>a</sup>  | 0,18 %       | 0,8 %  | 0,89 % | 0,29 % |
| 240 Hz     | 4 <sup>a</sup>  | 0,76 %       | 0,09 % | 0,17 % | 0,22 % |
| 300 Hz     | 5 <sup>a</sup>  | 1,56 %       | 0,67 % | 0,58 % | 0,94 % |
| 360 Hz     | 6 <sup>a</sup>  | 0,25 %       | 0,3 %  | 0,43 % | 0,32 % |
| 420 Hz     | 7 <sup>a</sup>  | 0,28 %       | 1,13 % | 0,33 % | 0,22 % |
| 480 Hz     | 8 <sup>a</sup>  | 0,26 %       | 0,22 % | 0,14 % | 0,01 % |
| 540 Hz     | 9 <sup>a</sup>  | 0,29 %       | 0,24 % | 0,13 % | 0,09 % |
| 600 Hz     | 10 <sup>a</sup> | 0,32 %       | 0,5 %  | 0,23 % | 0,05 % |
| 660 Hz     | 11 <sup>a</sup> | 1,02 %       | 0,39 % | 0,20 % | 0,09 % |
| 720 Hz     | 12 <sup>a</sup> | 0,06 %       | 0,35 % | 0,23 % | 0,13 % |
| 780 Hz     | 13 <sup>a</sup> | 0,71 %       | 0,29 % | 0,16 % | 0,34 % |
| 840 Hz     | 14 <sup>a</sup> | 0,15 %       | 0,14 % | 0,30 % | 0,19 % |
| 900 Hz     | 15 <sup>a</sup> | 0,19 %       | 0,32 % | 0,19 % | 0,27 % |
| 960 Hz     | 16 <sup>a</sup> | 0,11 %       | 0,21 % | 0,57 % | 0,32 % |
| -          | THDi            | 3,93 %       | 3,29%  | 2,31 % | 1,98 % |

Cabe destacar ainda que a diferença entre o pior THDi (3,93%), obtido com o inversor de dois níveis e o SPWM, e o melhor THDi (1,98%), obtido com o inversor NPC de três níveis e o SVPWM, em números absolutos foi de 1,95, o que representa uma redução percentual de 49,62%. Assim, observa-se que a utilização combinada de uma melhor topologia de inversor com uma melhor técnica de modulação levou a uma redução bastante considerável no valor do THDi.

Além disso, é importante notar que as tensões de referência utilizadas para o barramento CC, apresentadas na Tab. 2, são as que fazem com que o índice de modulação fique no seu maior valor para que a modulação opere dentro da região linear. Vale observar que a relação entre as tensões utilizadas para cada uma das técnicas de modulação, que é a mesma relação entre os índices de modulação, gera praticamente o mesmo valor apresentado na Eq. (10), pois  $625/540 = 1,157 \approx 1,154$ . Comprovando, assim, a eficiência do SVPWM, pois, devido ao índice de modulação ser 15% maior que o utilizado com o SPWM, requer uma tensão do barramento CC 15% menor para a mesma tensão eficaz de saída. Dessa forma, as chaves do inversor são menos estressadas, já que são submetidas a tensões menores.

#### 4. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, um sistema fotovoltaico de 100kWp, de dois estágios, conectado à rede foi implementado no *Simulink*®, e todas as etapas e parâmetros necessários à sua implementação foram descritos, o que facilita outros pesquisadores e estudantes a montarem seus próprios sistemas. Além disso, foram comprovados, por meio dos resultados obtidos nas simulações, os benefícios indicados na literatura a respeito da topologia do inversor NPC de três níveis e da técnica de modulação *Space Vector*, principalmente quanto à redução do THDi e da tensão do barramento CC. Por fim, foi realizada a análise do espectro harmônico e da redução do THDi da corrente injetada pelo sistema fotovoltaico.

Combinando as duas técnicas de modulação, SPWM e SVPWM, com as duas topologias de inversor, de 2 e 3 níveis, foi possível analisar os resultados de quatro cenários diferentes.

A partir da análise e da comparação dos resultados da redução dos índices de THDi, é possível concluir sobre a melhor opção, dentre as simuladas, sendo útil aos fabricantes de inversores aplicados a sistemas fotovoltaicos. Essa linha de estudo colabora para que a indústria de inversores adote as melhores combinações de topologia e técnicas de modulação para reduzir os problemas relacionados ao chaveamento dos inversores e, conseqüentemente, elevar a qualidade da energia fornecida pelo sistema fotovoltaico.

Os resultados mostraram que o menor índice de THDi foi obtido com a utilização do SVPWM na topologia NPC de três níveis. De fato, em ambas as topologias analisadas, as simulações com o SVPWM apresentaram menores conteúdos harmônicos do que as com SPWM, considerando o THDi como critério de avaliação. Além disso, para cada uma das técnicas de modulação utilizadas, a topologia que apresentou os melhores resultados foi a NPC de três níveis. Assim, a combinação do SVPWM com a topologia NPC levou ao melhor resultado em termos de mitigação de componentes harmônicas da corrente injetada.

Em trabalhos futuros, será incorporado um banco de baterias em paralelo ao sistema fotovoltaico para que seja possível a operação em modo ilhado, no contexto de microrredes. Nesse modo de operação, a técnica de controle deve ser alterada para que as variáveis controladas sejam a tensão de saída e a frequência do sistema.

### ***Agradecimentos***

Os autores agradecem à Universidade de Brasília, particularmente ao Programa de Pós-Graduação do Departamento de Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo suporte durante a realização deste trabalho.

### **REFERÊNCIAS**

- Abbas, S. Z. Simulation, Implementation and Testing of Three-phase Controlled Power Inverter Behavior. 2016.
- ABSOLAR. 2021. Infográfico - ABSOLAR. [online] Disponível em: <<https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>> [Acessado em 15 de setembro de 2021].
- Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL: “Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica”
- Bequette, B. W., 2002. Process Control: Modeling Design and Simulation.
- Brito, M. A. G. de, Sampaio, L. P., Junior, L. G., Canesin, C. A., 2011. Evaluation of MPPT Techniques for Photovoltaic Applications.
- Cupertino, A. F., Pereira, H. A., Gomes, C. C., 2018. Damping Techniques for Grid-Connected Voltage Source Converters based on LCL filter: An Overview.
- Dadkhah, J., Niroomand, M., 2021 Optimization Methods of MPPT Parameters for PV Systems: Review, Classification, and Comparison.
- Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., Vitelli, M., 2013. Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems.
- Hauke, B., 2014. Basic Calculation of a Boost Converter’s Power Stage. Texas Instruments.
- Ibrahim, Z. B., Hossain, M. L., Bugis, I. B., Mahadi, N. M. N., Hasim, A. S. A., 2014. Simulation investigation of SPWM, THIPWM and SVPWM techniques for three phase voltage.
- Ismail, N., Permadi, A., Risdiyanto, A., Susanto, B. and Ramdhani, M., 2018. The Effect of Amplitude Modulation Index and Frequency Modulation Index on Total Harmonic Distortion in 1-Phase Inverter. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 288, p.012107.
- Krismanataa, N., Rahima, A., Pinga, H. W., Selvaraja, J., 2006. Photovoltaic module modeling using simulink/matlab. The 3rd International Conference on Sustainable Future for Human Security SUSTAIN 2012.
- Lyu, J., Hu, W., Wu, F., Yao, K., Wu, J., 2016. A Neutral-Point Voltage Balance Controller for the Equivalent SVPWM Strategy of NPC Three-Level Inverters.
- Mattavelli, P., Buso, S. Digital Control in Power Electronics. First Edition.
- Naruto, D. T., 2017. Vantagens e Desvantagens da Geração Distribuída e Estudo de Caso de um Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica.
- Reznik, A., Simões M. G., Al-Durra, A., Muyeen, S. M., 2014. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems.
- Souza, T. M., Allan F. Cupertino, Pereira, H. A., 2014. Controle de um inversor trifásico utilizando técnica baseada em passividade para operação em sistemas fotovoltaicos. In: Congresso Brasileiro de energia Solar, 2014, Recife. Anais do CBENS 2014.
- Srivastava, S., Chaudhari, M. A. Comparison of SVPWM and SPWM Schemes for NPC Multilevel Inverter. 2020.
- Taschetto, R. L., Cortez, D. F. Assef, A. A. Projeto e Implementação de um Inversor de Frequência NPC Trifásico com Modulação SVPWM controlado por FPGA.
- Teodorescu, R., Liserre, M. and Rodríguez, P., 2011. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. First Edition. ISBN 978-0-470-05751-3.

### **ANALYSIS OF CURRENT HARMONIC CONTENT OF GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS WITH CONVENTIONAL AND NPC THREE-PHASE INVERTERS USING SPWM AND SVPWM**

**Abstract.** *The installed capacity of renewable energy sources has increased significantly in recent years. As Brazil has enormous potential to generate energy from renewable sources, such as wind and solar, the country is also following this global trend. As the increased penetration of renewable energy sources in the electrical system can bring several challenges, the study of techniques to mitigate energy quality problems becomes increasingly relevant. The objective of this work is to provide all the information necessary for the assembly of a photovoltaic system, compare and analyze the Total Harmonic Distortion of the injected current between different simulations carried out in Simulink®. For comparisons, two modulation techniques were used, Sinusoidal PWM (SPWM) and Space Vector PWM (SVPWM), both applied in a 100kWp Photovoltaic System (PV) connected to the grid. These two modulation techniques were implemented with two three-phase inverter topologies, the conventional two-level and the three-level Neutral Point Clamped (NPC).*

**Key words:** *Total Harmonic Distortion, Space Vector PWM, NPC three-level inverter.*