

# PROJETO DE FILTROS PARA INVERSORES FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

**Henrique H. Figueira**

Acadêmico do Curso de Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Maria  
hhfigueira@gmail.com

**Rafael C. Beltrame; Cassiano Rech; José R. Pinheiro; Hélio L. Hey**

Professores/Pesquisadores do curso de Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Maria  
{rafaelrcb, cassiano, jrenespinheiro, heliohey}@gmail.com

**Resumo:** *Este artigo apresenta uma metodologia de projeto de filtros de terceira ordem LCL para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Utiliza-se o fator de distorção (DF) de tensão do inversor e a taxa de distorção harmônica total (THD) da corrente de saída para se obter a frequência de ressonância do filtro que garante a atenuação de harmônicos necessária para que a THD desejada de corrente seja obtida. Por fim, a indutância do lado do inversor é definida pela ondulação de corrente permitida, e a capacitância e a indutância do lado da rede são definidas de modo a garantir a frequência de ressonância necessária.*

**Palavras-chave:** *Inversores Conectados à Rede, Filtro de Terceira Ordem. Energia Solar Fotovoltaica.*

## 1. INTRODUÇÃO

No panorama energético atual, fontes de energia renováveis, tais como solar, eólica, biomassa, entre outras, irão, cada vez mais, contribuir no montante total de energia produzida (SHEN, G, 2010). Nesse cenário, o condicionamento da energia proveniente da geração distribuída, usualmente, é realizado por inversores com modulação por largura de pulso (*pulse-width modulation* – PWM) (MALINOWSKI, M., 2014). Nessas aplicações, existe a necessidade de limitar o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (e.g., IEEE Std. 519 e IEEE Std. 1547), sendo necessário, portanto, utilizar um filtro

passivo passa-baixas (de primeira ou terceira ordem) para se limitar o conteúdo harmônico na corrente proveniente do inversor (PARK, M. Y., 2010).

Usualmente, para aplicações de baixa potência, um filtro de primeira ordem, do tipo  $L$ , é utilizado entre o inversor e a rede para reduzir harmônicos de corrente. Entretanto, para potências na ordem de dezenas de quilowatts, utilizar um filtro  $L$  se torna caro e volumoso. Uma alternativa é utilizar um filtro passa-baixas de terceira ordem, do tipo  $LCL$ , que proporciona uma atenuação de 60 dB/dec e um menor volume quando comparado com o filtro  $L$  (LISERRE et al., 2005, LANG, et al., 2005, KARSHENAS et al., 2006).

Diferentes técnicas de projeto de filtros  $LCL$  podem ser encontradas na literatura e se propõem a atender as normas IEEE Std. 519 e IEEE Std. 1547 (LISERRE et al., 2005, LANG, et al., 2005, KARSHENAS et al., 2006, JALILI et al., 2009). A metodologia de projeto utilizada neste trabalho – aplicada a um filtro  $LCL$  – também se propõe a atender às normas supracitadas. Faz-se uso do fator de distorção de terceira ordem (*third order distortion factor* –  $DF_3$ ) do padrão PWM de saída do inversor  $U_{an}$  para a determinação da frequência de ressonância do filtro que garante uma dada THD de corrente (MICHELS et al., 2005, FIGUEIRA et al., 2013).

Esse estudo é aplicado a um inversor fotovoltaico conectado à rede elétrica, conforme representado na Fig. 1, cuja

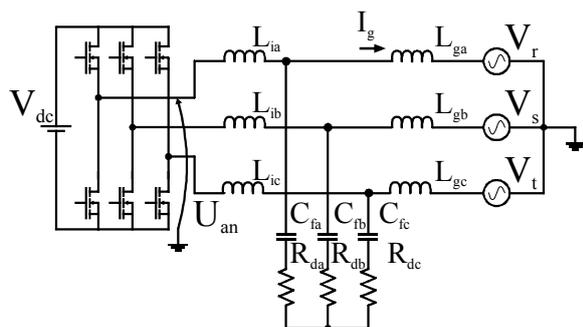


Figura 1. Inversor com filtro *LCL*.

Tabela 1. Parâmetros do inversor.

| Parâmetro                           | Valor   |
|-------------------------------------|---------|
| Potência de saída, $P$              | 50 kW   |
| Tensão de entrada nominal, $V_{dc}$ | 600 V   |
| Frequência de comutação, $f_{sw}$   | 7680 Hz |
| Tensão eficaz da rede (fase)        | 127 V   |
| Frequência da rede, $f_l$           | 60 Hz   |
| Frequência de amostragem, $m_s$     | 128     |

Tabela 2. Limites para harmônicos de corrente.

| Magnitude | Ordem            |
|-----------|------------------|
| 4%        | $h < 11$         |
| 2%        | $11 \leq h < 17$ |
| 1,5%      | $17 \leq h < 23$ |
| 0,6%      | $23 \leq h < 35$ |
| 0,3%      | $h > 35$         |
| THD       | $< 5\%$          |

especificação é sumarizada na Tabela 1. Cabe salientar que existe um transformador na saída que foi omitido nessa análise. Além disso, ao se utilizar um filtro *LCL*, ocorre interação entre os elementos reativos, criando o fenômeno da ressonância, o qual pode tornar o sistema instável se o controle não for devidamente projetado. A fim de tornar o sistema estável para uma ampla faixa de operação e variações paramétricas dos elementos passivos do filtro, é necessária a utilização de técnicas de amortecimento da ressonância do filtro *LCL*. Neste trabalho são abordadas técnicas de amortecimento passivas.

## 2. METODOLOGIA UTILIZADA E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

$$DF_3(m, L_{tot}) = \frac{1}{I_g[1]} \cdot \sqrt{\frac{1}{a_1^6} \sum_{n=a_1 m_s - b_1}^{n=a_1 m_s + b_1} \left( \frac{|U_{an}[n]|}{L_{tot}} \right)^2 + \frac{1}{a_2^6} \sum_{n=a_2 m_s - b_2}^{n=a_2 m_s + b_2} \left( \frac{|U_{an}[n]|}{L_{tot}} \right)^2 + \dots} \quad (2)$$

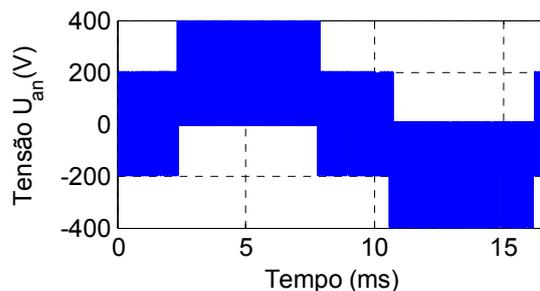


Figura 2. Tensão  $U_{an}$ .

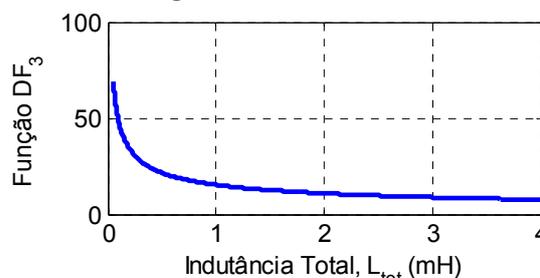


Figura 3. Curva  $DF_3$ .

$$f_r = \frac{m_s}{2\pi} \sqrt{\frac{THDi \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_1^3}{nDF_3(m, L_{tot})}} \quad (1)$$

De acordo com a metodologia proposta em (FIGUEIRA et al. 2013), primeiramente, realiza-se a aquisição do padrão PWM da tensão  $U_{an}$  fornecida pelo inversor, Fig. 2. Em seguida, calcula-se o índice  $DF_3$  do padrão PWM considerando os harmônicos com amplitude de até 5% do fundamental, Eq. (2), onde  $I_g[1]$  corresponde ao valor de pico da componente fundamental da corrente de saída,  $a_1, a_2, \dots$  correspondem às ordens dos harmônicos avaliados e  $U_{an}[n]$  corresponde ao harmônico de tensão avaliado. Para as especificações da Tabela 1, o fator  $DF_3$  obtido é apresentado na Fig. 3.

Por fim, se define a taxa de distorção harmônica de corrente desejada (THDi). Nesse caso, definiu-se 2%. Assim, aplica-se a Eq. (1) para se obter um espaço de possíveis soluções.

O procedimento realizado fornece uma curva de frequências de ressonância por indutância total do filtro como possíveis soluções para a THDi desejada. Entretanto, existem infinitas combinações de  $L_{tot}$  e  $f_r$  que satisfazem ao projeto. Para que se restrinja o espaço de

soluções, são fixados limites superiores e inferiores para o eixo das indutâncias e para o eixo das frequências para a definição da frequência de ressonância ótima.

O limite inferior de  $L_{tot}$  é a indutância mínima do lado do inversor que atende à máxima ondulação de corrente e pode ser calculada pela Eq. (3).

$$L_{min} = \frac{V_{dc}}{12 \cdot \Delta i\% \cdot I_{Lg\_peak} \cdot f_{sw}} \quad (3)$$

Nesse caso, adotou-se uma ondulação  $\Delta i\% = 9\%$ . Além disso, e  $I_{Lg\_peak} = 144$  A. Assim, obtém-se  $L_{min} = 500 \mu\text{H}$ . A Fig. 4 apresenta a tensão sobre o indutor da fase A e a consequente corrente  $I_{Li}$ . A ondulação de corrente é devida à estratégia de modulação empregada. Pode-se observar que a ondulação máxima é de 14 A, correspondente a 9,2% de  $I_{Lg\_peak}$ , conforme projetado.

O limite superior de  $L_{tot}$  é definido pelo valor máximo da indutância que possibilita o fluxo de potência para a rede. Caso o filtro se torne volumoso, a queda de tensão sobre ele (na frequência de 60 Hz) não permitirá a transferência de energia para a rede, (4). Nesse caso, pode-se desprezar o capacitor  $C_f$  devido a sua elevada impedância na

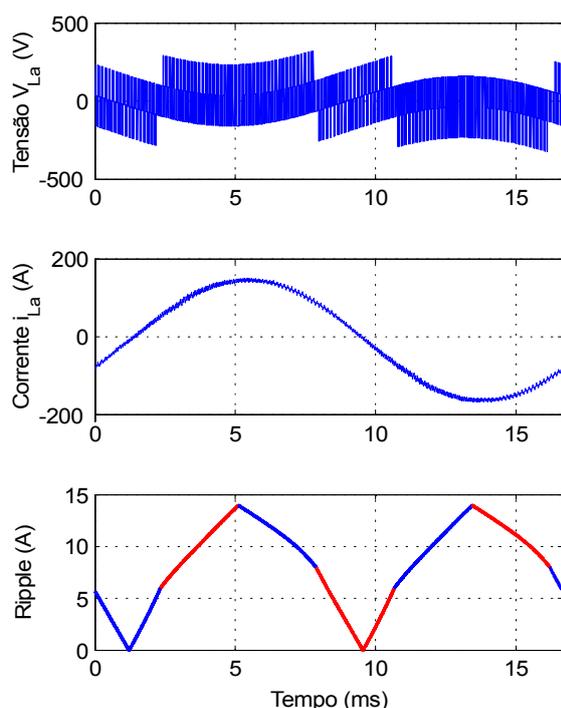


Figura 4. Análise do indutor  $L_i$ .

frequência da rede (NISHIOKA, 2011). O limite superior para  $L_{tot}$  é calculado para a tensão de barramento  $V_{dc} = 600$  V. Logo,  $L_{tot} = 3,4$  mH.

$$L_{Total} \leq \frac{\sqrt{V_{dc}^2 - 4V_{r\_peak}^2}}{2\omega_1 I_{Lg\_peak}} \quad (4)$$

Finalmente, calculam-se os limites superior e inferior da frequência de ressonância, a qual deve estar entre a frequência da fundamental e das harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento do inversor. conforme (5) (LISERRE et al., 2005, LANG, et al., 2005, KARSHENAS et al., 2006, JALILI et al., 2009).

$$10f_1 < f_r < 0,5f_{sw} \quad (5)$$

A Fig. 5 contém o espaço de soluções gerado para escolha da frequência de ressonância do filtro  $LCL$  que atende ao projeto de  $THDi$ . A indutância mínima no lado do inversor é  $627 \mu\text{H}$  e a indutância total máxima é  $3,5$  mH. Quanto à frequência de ressonância, a curva possui  $f_{max} = 1182$  Hz e  $f_{min} = 730$  Hz como limitantes.

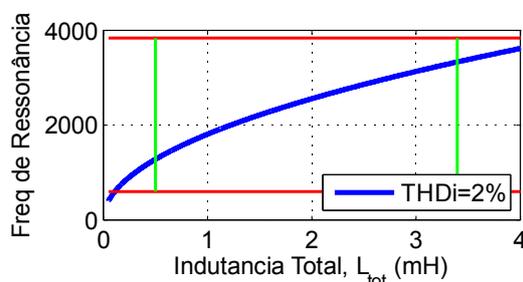


Figura 5. Espaço de soluções de projeto,  $f_r$ .

Com base na Fig. 5, define-se uma frequência de ressonância  $f_r = 1500$  Hz para ser utilizada no projeto do filtro, pois fornece uma indutância máxima total de valor reduzido ( $L_{tot} = 0,688$  mH). Salienta-se que indutância mínima do lado do inversor é descontada de  $L_{tot}$ , fornecendo assim o valor do indutor do lado da rede,  $L_g = 188 \mu\text{H}$ .

Posteriormente, calcula-se o capacitor de filtro  $C_f$  segundo (6).

$$C_f = \frac{L_i + L_g}{(2 \cdot \pi \cdot f_r)^2 \cdot L_i \cdot L_g} = 83 \mu\text{F} \quad (6)$$

O inversor fotovoltaico foi simulado utilizando a o *software* PSIM<sup>®</sup> para averiguar a eficácia do projeto proposto. Conforme apresentado na Fig. 6 e na Fig. 7, o projeto do filtro atende às especificações das normas IEEE Std. 519 e IEEE Std. 1547 apresentadas na Tabela 2.

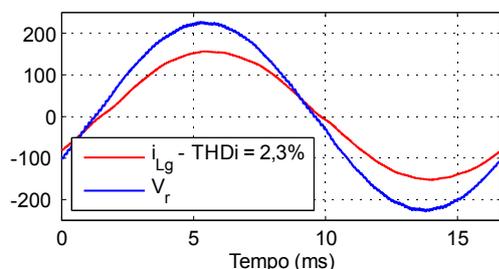


Figura 6. Saída de tensão/corrente.

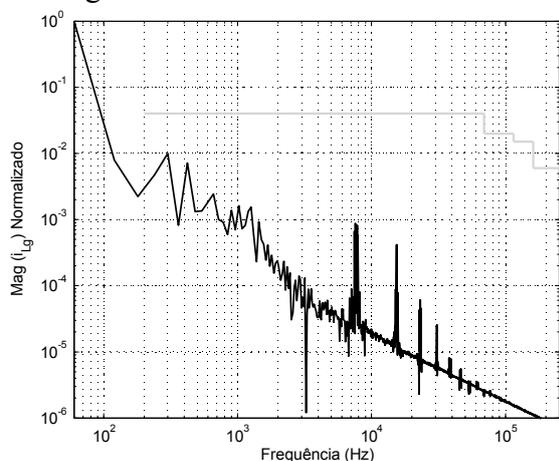


Figura 7. Espectro harmônico da corrente  $I_{Lg}$ .

### 3. CONCLUSÕES

Depois de projetado os valores do filtro *LCL*, a precisão da metodologia foi averiguada por meio de uma simulação numérica. Pode-se observar que a ondulação de corrente é de 9,2%, muito próxima ao valor projetado. A análise da THDi é realizada para o índice de modulação nominal, conforme a Fig. 2. Nota-se que a distorção harmônica está próxima do limite imposto de 2%. Dessa forma, é possível verificar a eficácia da metodologia de projeto de filtros de terceira ordem proposta para inversores alimentados em tensão e modulados em PWM.

### 4. REFERÊNCIAS

SHEN, G; ZHU, X; ZHANG, J.; XU, D. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter, **Industrial Electronics, IEEE Tran. on**, vol.57, no.6, pp.2033,2041, June 2010.

MALINOWSKI, M.; BERNET, S.; Simple Control Scheme of Three-Level PWM Converter Connecting Wind Turbine with Grid, **International Conference on Renewable Energies and Power Quality**, April, 2014.

PARK, M. Y.; CHI, M. H.; PARK, J. H. LCL-filter design for grid-connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor, **Power Electronics Conference**, 2010 International, pp. 1688-1694, June 2010.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier, **IEEE Trans. Ind. Applicat.**, vol. 41, pp. 1281- 291, May 2005.

LANG, Y.; XU, D.; HADIANAMREI S. R. A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three-Phase Voltage Source Rectifier, **Power Electronics Specialists Conference**. pp. 313-317, June 2005.

KARSHENAS H.R.; SAGHAFI H., Basic Criteria in Designing LCL Filters for Grid Connected Converters, **Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium**, vol. 3, pp. 1996-2000, July 2006.

JALILI, K.; BERNET, S. Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters, **Industrial Electronics, IEEE Trans. on**, vol. 56, no. 5, pp. 1674-1689, May 2009.

MICHELS, L.; CAMARGO, R.F.; BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação PWM. **Revista Controle & Automação**, vol. 16 no. 2, Abril-Junho 2005.

FIGUEIRA, H.F.; BELTRAME, R.C.; RECH, C.; HEY, H.L. Metodologia de projeto de filtro LCL aplicada a inversor conectado a rede. **7º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle**, 2013.

NISHIOKA, J.K. **Sistema de controle digital para retificadores trifásico a quatro fios com filtro LCL** Dissertação (Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica) – Departamento em Engenharia Elétrica, UDESC, 2011.