

MODELAGEM E CONTROLE DE UM INVERSOR LCL COM FILTRO *NOTCH* PARA REDUÇÃO DA THD DE CORRENTE

Bernardo Andres, Guilherme Hollweg, Mário L. S. da Silva Martins, Pablo F. S. Costa, Luciano Schuch
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, Brasil
adoandres, guilhermehollweg, mariolsm, pablofscosta, schuch.prof {@gmail.com}

Fabício Hoff Dupont
Grupo de Desenvolvimento Tecnológico
Universidade Comunitária da Região de Chapecó
Chapecó, Brasil
fhdupont@gmail.com

Resumo — Este artigo apresenta a modelagem de um inversor monofásico conectado à rede elétrica, através do modelo médio por espaço de estados, com filtro LCL de saída e implementação de um filtro *notch* para atenuação do efeito da pulsação de potência, a fim de reduzir a THD de corrente injetada na rede. Neste trabalho, além da modelagem deste sistema, são projetadas as malhas de controle de ambos estágios, CC-CC (conversor *boost*) e CC-CA (inversor em ponte completa), e é feita uma discussão acerca da inclusão do filtro *notch* na malha externa de tensão da parte inversora. Por fim, o artigo traz resultados de simulação utilizando os controladores projetados.

Palavras-chave — Conversor CC-CA, conexão à rede elétrica, filtro LCL, filtro *notch*.

I. INTRODUÇÃO

Tendo em vista a geração de energia para aplicações residenciais de pequeno porte através de fontes renováveis, a energia proveniente do sol é uma opção cada vez mais viável, considerando sua grande disponibilidade. Para a injeção de energia fotovoltaica na rede elétrica, deve-se fazer a conversão de energia contínua, proveniente dos módulos fotovoltaicos, em alternada, e para isso, utiliza-se um inversor.

Este artigo aborda a modelagem e controle de um inversor em ponte completa monofásico conectado à rede para aplicações fotovoltaicas. O conversor tem dois estágios distintos, um conversor CC-CC, responsável por fazer a elevação da tensão de entrada e rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico, seguido de um conversor CC-CA em ponte completa, com filtro LCL na saída, que é responsável pela qualidade da corrente injetada na rede.

O sistema empregado é composto por três malhas de controle desacopladas, uma delas para o conversor CC-CC, a fim de fazer a regulação da tensão de entrada para realização do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), e um sistema cascata para o inversor, composto por uma malha externa responsável pela regulação da tensão de barramento e uma malha interna para controle da corrente injetada na rede. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos do sistema.

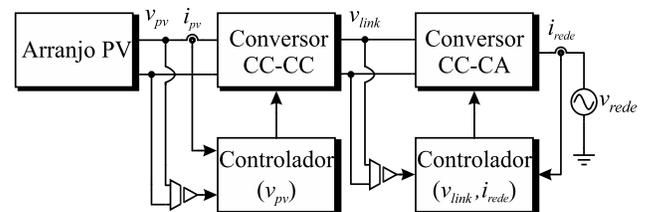


Figura 1. Diagrama de blocos do sistema.

O inversor monofásico apresenta o efeito de pulsação de potência, onde surge uma componente harmônica no dobro da frequência da rede no capacitor do barramento CC [1], responsável por fazer o desacoplamento do estágio CC com o estágio CA. Assim, é inserido um filtro *notch* (rejeita faixa) na malha de tensão de barramento para que esse efeito não se propague para a corrente de saída, reduzindo assim a distorção harmônica da corrente injetada na rede.

Dessa forma, é apresentada a descrição do funcionamento do conversor CC-CC na seção II, bem como a estrutura de controle e modelagem; na seção III mostra-se o funcionamento da parte inversora do sistema, e a modelagem desenvolvida; na seção IV é apresentado o projeto dos controladores e dos elementos do sistema; na seção V apresentam-se os resultados de simulação utilizando os controladores propostos e por fim as conclusões.

II. CONVERSOR CC-CC

O conversor *boost* foi escolhido para a elevação da tensão do arranjo fotovoltaico, tendo em vista que a tensão de entrada será sempre menor que a tensão do *link* CC. O circuito equivalente do conversor é mostrado na Figura 2. Foi definido que o conversor *boost* deve operar em modo de condução contínua (CCM) e, portanto, possui duas etapas de operação. Na primeira etapa, ocorre a magnetização do indutor L_b , e o diodo D_b está bloqueado. Já na segunda etapa, ocorre a desmagnetização do indutor L_b e o diodo D_b encontra-se conduzindo.

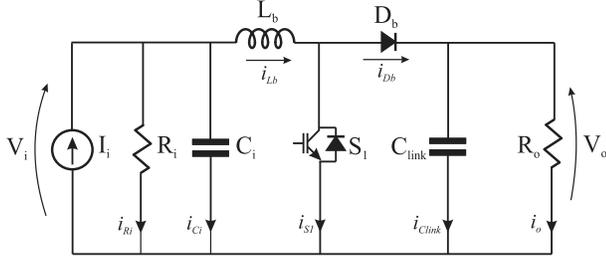


Figura 2. Circuito equivalente do conversor boost.

A. Estrutura de controle utilizada no conversor CC-CC

O objetivo da malha de controle do conversor *boost* é a regulação da tensão de entrada, a fim da realização do MPPT, conforme apresentado na Figura 3.

O sistema proposto tem realimentação negativa, onde a tensão que se deseja controlar, v_{pv} , é medida por um sensor de tensão, H_{vis} , e comparada com uma tensão de referência, V_{ref} , gerando o sinal e_v , que consiste no erro de rastreamento entre o sinal de referência e o sinal medido. Esse sinal de erro entra no bloco de controle C_v , gerando a razão cíclica D_{CC} da chave S_1 , responsável por fazer o controle da tensão de entrada do conversor CC-CC.

Portanto, a modelagem desenvolvida deve ser obtida considerando a função de transferência da planta, G_{vd} .

B. Modelo médio por espaço de estados para o conversor CC-CC

Para se encontrar o modelo médio por espaço de estados, deve-se assumir que as ondulações de tensão do capacitor de saída e corrente do indutor sejam pequenas, ou seja, muito menores do que o valor da tensão e corrente desses componentes no ponto quiescente de operação. O modelo médio de pequenos sinais consiste basicamente em encontrar, para cada etapa de operação, um modelo adequado ao circuito, ponderá-lo pela razão cíclica, e linearizá-lo próximo do ponto quiescente [3].

O arranjo fotovoltaico foi considerado como uma fonte de corrente I_i com capacitor em paralelo, para extração da função de transferência G_{vds} , a fim de controlar a tensão de entrada do sistema. Foi inserido um resistor R_i na entrada, caso contrário, a matriz A não é inversível, e dessa forma, não é possível obter a matriz X na definição do ponto quiescente de operação, e o sistema não é controlável.

Considerando o circuito apresentado na Figura 2, o modelo por espaço de estados na primeira etapa de operação, com o diodo bloqueado e o indutor magnetizado, é dado por (1) e (2).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_b} \\ \dot{v}_{C_i} \\ \dot{v}_{C_{link}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{1}{L_b}\right) & 0 \\ -\left(\frac{1}{C_i}\right) & -\left(\frac{1}{R_i C_i}\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1}{R_o C_{link}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_b} \\ v_{C_i} \\ v_{C_{link}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{1}{C_i}\right) \\ 0 \end{bmatrix} [I_i] \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_b} \\ v_{C_i} \\ v_{C_{link}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [I_i] \quad (2)$$

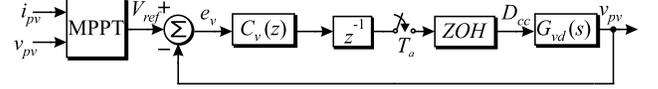


Figura 3. Estrutura de controle empregada para o conversor boost.

O modelo por espaço de estados para a segunda etapa de operação, com o diodo conduzindo e o indutor se desmagnetizando, é dado por (3) e (4).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_b} \\ \dot{v}_{C_i} \\ \dot{v}_{C_{link}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \left(\frac{1}{L_b}\right) & -\left(\frac{1}{L_b}\right) \\ -\left(\frac{1}{C_i}\right) & -\left(\frac{1}{R_i C_i}\right) & 0 \\ \left(\frac{1}{C_{link}}\right) & 0 & -\left(\frac{1}{R_o C_{link}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_b} \\ v_{C_i} \\ v_{C_{link}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{1}{C_i}\right) \\ 0 \end{bmatrix} [I_i] \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} V_i \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_b} \\ v_{C_i} \\ v_{C_{link}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [I_i] \quad (4)$$

Onde A_1 e A_2 são as matrizes dinâmicas, B_1 e B_2 são as matrizes de controle, C_1 e C_2 são as matrizes de saída, E_1 e E_2 são as matrizes de transmissão direta, u é o vetor de entrada, x é o vetor de estados e y é o vetor de saída [3]. Assim, ponderando-se pela razão cíclica, e utilizando a metodologia apresentada em [3], com a perturbação das variáveis de estado e de entrada expandidas, devido à razão cíclica, que também deve ser perturbada, obtém-se o modelo de pequenos sinais.

III. CONVERSOR CC-CA

O inversor considerado é constituído por uma estrutura em ponte completa conectada à uma rede de distribuição monofásica através de um filtro LCL, conforme exibido na Figura 4.

Foi inserido um resistor em série com o capacitor do filtro LCL, a fim de realizar um amortecimento passivo quanto a frequência de ressonância do filtro [4]. A estrutura de controle proposta e a modelagem das malhas de tensão e corrente são descritas a seguir. O projeto dos elementos do inversor é descrito nas seções IV-A e IV-B.

A. Estrutura de controle utilizada no conversor CC-CA

Com o objetivo de realizar o controle do estágio de inversão, utiliza-se uma estratégia de controle cascata com duas malhas, sendo uma malha externa de tensão de barramento, e uma malha interna de controle da corrente injetada na rede, conforme apresentado na Figura 5. Mesmo

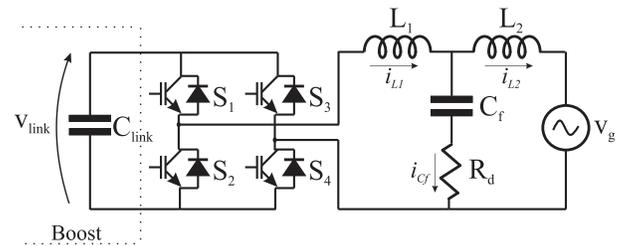


Figura 4. Circuito do estágio CC-CA.

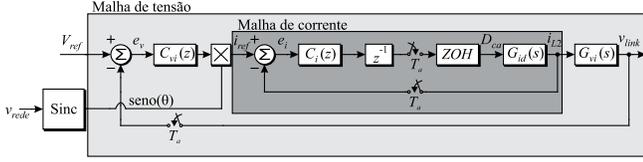


Figura 5. Estratégia de controle cascata para o estágio CC-CA.

que as malhas de controle do conversor CC-CA estejam em cascata, sua modelagem pode ser realizada de forma distinta, tendo em vista que estão desacopladas, operando em frequências distintas.

B. Modelagem da malha externa de tensão

A malha externa é implementada com intuito de controlar a tensão de barramento V_{link} . Portanto, conforme a Figura 5, deve-se obter a função de transferência referente a planta G_{vj} . O modelo considerado está representado na Figura 6, contendo o capacitor do barramento CC e duas fontes de corrente equivalentes, representando os conversores CC-CC e CC-CA. O valor médio da corrente de entrada e saída, bem como as potências, devem permanecer em equilíbrio, de modo que a tensão média no capacitor seja constante [5].

Então, com base no balanço de potências, tem-se

$$\langle v_{link} \rangle \langle i_{in,inv} \rangle = v_{CA(RMS)} i_{CA(RMS)}, \quad (5)$$

$$\langle i_{in,inv} \rangle = \frac{v_{CA(RMS)} i_{CA(pk)}}{\langle v_{link} \rangle \sqrt{2}}, \quad (6)$$

onde $V_{AC(RMS)}$ e $I_{AC(RMS)}$ são a corrente e tensão da rede e $\langle \rangle$ representa o valor médio das variáveis.

Considerando constante a tensão média aplicada no capacitor do barramento, tendo em vista a aproximação de pequenos sinais, obtém-se

$$\langle i_{in,inv} \rangle = \frac{v_{CA(RMS)} i_{CA(pk)}}{V_{link} \sqrt{2}}. \quad (7)$$

Com base no circuito da Figura 6, pode-se chegar em (8), considerando $\langle i_L \rangle = I_L$.

$$I_L - C_{link} \frac{d \langle v_{link} \rangle}{dt} - \langle i_{in,inv} \rangle = 0. \quad (8)$$

Dessa forma, com as aproximações $\langle v_{link} \rangle = V_{link}$ e $\langle i_L \rangle = I_L$ sendo feitas, tem-se

$$I_L - C_{link} \frac{d \langle v_{link} \rangle}{dt} = \frac{v_{CA(RMS)} i_{CA(pk)}}{V_{link} \sqrt{2}}, \quad (9)$$

Substituindo $\langle v_{link} \rangle = V_{link} + \hat{v}_{link}$ e $I_{AC(pk)} = \bar{I}_{AC(pk)} + \hat{I}_{AC(pk)}$ na Equação (9) e aplicando a Transformada de Laplace, obtém-se

$$s C_{link} \hat{v}_{link}(s) = \frac{v_{CA(RMS)} \hat{I}_{CA(pk)}(s)}{V_{link} \sqrt{2}}. \quad (10)$$

C. Modelagem da malha interna de corrente

A malha interna é implementada com o objetivo de controlar a forma de onda da corrente i_{L2} , que também pode ser

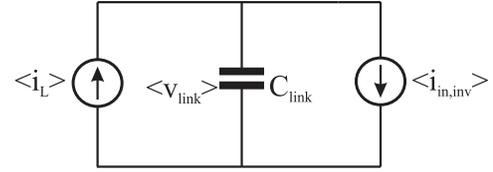


Figura 6. Circuito equivalente para modelagem da malha externa de tensão.

chamada de i_g , tendo em vista ser a corrente injetada na rede. Assim, conforme a Figura 5, deve-se obter a função de transferência referente a planta G_{id} . Essa razão cíclica representa a razão cíclica implementada na ponte completa do conversor CC-CA e não deve ser confundida com a do conversor boost. Para essa malha, é importante garantir que a corrente medida esteja em fase com a referência senoidal de tensão, mantendo o fluxo de potência do arranjo fotovoltaico para a rede elétrica.

Tendo em vista que a tensão aplicada no filtro LCL assume apenas dois valores, V_{link} , e $-V_{link}$, pode-se representar o circuito equivalente de acordo com a Figura 7, com 2 etapas de operação. A fonte pode ser desprezada pois pode ser assumida como sendo uma perturbação para a planta G_{id} , partindo do pressuposto que é uma entrada exógena, externa ao circuito observado. Dessa forma, para a modelagem, insere-se um resistor R_g , representando uma linearização do ponto de operação, que deve ser considerado apenas para modelagem e validação do modelo. Além disso, o modelo contém dois resistores, R_1 e R_2 , em série com os indutores do circuito. Esses resistores também devem ser usados apenas para modelagem, pois sem eles o sistema é não controlável e a matriz \mathbf{A} é não inversível. Sendo assim, esses resistores podem assumir valores nulos após a obtenção da função de transferência numérica do sistema.

De acordo com a Figura 7, pode-se obter o modelo em espaço de estados do circuito, semelhantemente como foi obtido para o conversor CC-CC. As equações que representam o sistema na primeira etapa de operação são dadas por

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_1 + R_d}{L_1}\right) & \left(\frac{R_d}{L_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right) \\ \left(\frac{R_d}{L_2}\right) & -\left(\frac{R_2 + R_d + R_o}{L_2}\right) & \left(\frac{1}{L_2}\right) \\ \left(\frac{1}{C_f}\right) & -\left(\frac{1}{C_f}\right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{L_1}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{link}] \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_2} \end{bmatrix} = [0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} + [0][V_{link}] \quad (12)$$

O modelo por espaço de estados para a segunda etapa de operação é dado por (13).

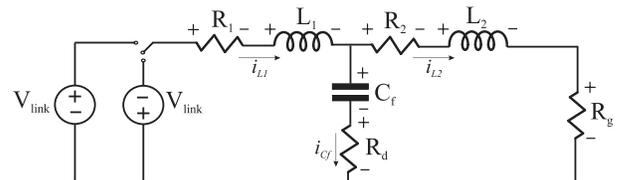


Figura 7. Circuito equivalente para modelagem da malha interna de corrente.

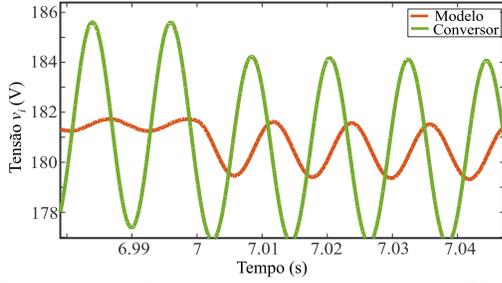


Figura 8. Validação do modelo matemático do estágio CC-CC.

$$\begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_1 + R_d}{L_1}\right) & \left(\frac{R_d}{L_1}\right) & -\left(\frac{1}{L_1}\right) \\ \left(\frac{R_d}{L_2}\right) & -\left(\frac{R_2 + R_d + R_o}{L_2}\right) & \left(\frac{1}{L_2}\right) \\ \left(\frac{1}{C_f}\right) & -\left(\frac{1}{C_f}\right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{L_1}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{link}] \quad (13)$$

$$[i_{L_2}] = [0 \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} + [0][V_{link}] \quad (14)$$

Seguindo a mesma metodologia utilizada na modelagem para o estágio CC-CC, pode-se obter a função de transferência de interesse para a malha interna do inversor, G_{id} .

IV. PROJETO DOS CONTROLADORES

A. Projeto dos parâmetros dos estágios CC-CC e CC-CA

Para projeto dos parâmetros do sistema foi considerado um arranjo fotovoltaico série, composto por 6 módulos, tendo como base o módulo solar policristalino de 260 W GBR-260p, da fabricante Globo Brasil. Esse módulo tem especificações de tensão de máxima potência de 30,24 V e corrente de máxima potência de 8,6 A. Considerando o arranjo série, obtém-se 181,44 V de tensão de MPPT e o inversor desenvolvido tem potência máxima instalada de 1560 Wp. Os resistores R_i , R_o e R_g têm valores, respectivamente, de 10 M Ω , 102,5461 Ω e 31,0257 Ω . O indutor L_b , projetado de acordo com [3], considerando 20% de *ripple* de corrente, é de 4 mH. Já o capacitor de barramento, C_{link} , projetado de acordo com [6], considerando 1% de *ripple* de tensão e frequência de chaveamento de 20kHz, é de 2200 μ F. A rede tem frequência de 60 Hz e tensão V_{pk} de 311 V. A razão cíclica D_{CC} do estágio CC-CC, onde deseja-se uma tensão V_{link} de 400 V, é de 0,5464.

B. Projeto dos elementos do filtro LCL de saída

O filtro LCL surge como uma alternativa interessante para atenuar as componentes harmônicas de alta frequência, oriundas do chaveamento do inversor, já que seus indutores apresentam menor valor de indutância comparado ao filtro L, e maior redução dos harmônicos de chaveamento [7].

O projeto dos elementos do filtro de saída foi feito de acordo com [5], seguindo os passos propostos para projeto. Os indutores L_1 e L_2 tem valor de 2,2 mH e 89 μ H, respectivamente. O capacitor C_f obtido é de 4,3 μ F, e o resistor R_d é de 1,49 Ω .

C. Controlador do conversor boost

Considerando a modelagem por espaço de estados das etapas 1 e 2 do estágio CC-CC, mostradas em (1-4), e realizando a ponderação pela razão cíclica, perturbando as variáveis e obtendo o modelo de pequenos sinais, utilizando os valores de projeto citados anteriormente, é possível obter a função de transferência da planta em s , conforme

$$G_{(vi,D)}(s) = \frac{-9,028e08s - 8,002e09}{9,026e06s^3 + 40s^2 + 2,467e06s + 1e07}. \quad (15)$$

A equação foi discretizada em z considerando período de amostragem de 50 μ s, correspondendo ao inverso da frequência de chaveamento do estágio CC-CC e ZOH. Então, obteve-se

$$G_{(vi,D)}(z) = \frac{-0,125z^2 - 6,463e-05z + 0,125}{z^3 - 2,999z^2 + 2,999z - 0,9998}. \quad (16)$$

Para validação do modelo, definido na equação (20), foi realizada uma simulação do conversor proposto utilizando o software *Matlab*[®], conforme apresentado na Figura 8.

É imprescindível que a velocidade do controlador da tensão de entrada, mesmo sendo lento, seja consideravelmente maior que a do MPPT para garantir que a tensão do PV seja regulada antes que uma nova referência seja gerada. Além disso, a malha de controle da tensão de entrada precisa estar uma década abaixo da malha de tensão de barramento, para que estejam desacopladas. Portanto, projetou-se um controlador PI, com frequência de cruzamento por zero de 0,0583 Hz, margem de fase de 87,2° e margem de ganho de 7,07 dB.

O projeto do controlador foi feito utilizando a planta discretizada, mostrada em (16), e a Figura 9 mostra o diagrama de Bode em malha aberta de G_{vd} . A equação que representa o controlador é

$$C_{(vi,D)}(z) = \frac{-1,1732e-09}{(z-1)(z-0,9968)^2}. \quad (17)$$

D. Malha externa de tensão do conversor CC-CA

Rearranjando (13), tem-se a planta em s , conforme mostrado em (18).

$$G_{(vlink,ig)}(s) = \frac{-219,9}{1,245s}. \quad (18)$$

Fazendo a discretização da planta em z , considerando o mesmo período de amostragem anterior, obtém-se

$$G_{(vlink,ig)}(z) = \frac{-0,008835}{(z-1)}. \quad (19)$$

Considerando (17) e o circuito equivalente da Figura 4, fez-

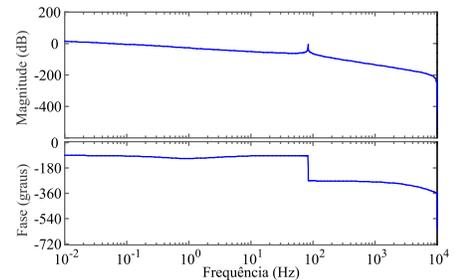


Figura 9. Diagrama de Bode em malha aberta de G_{vd} .

se a validação do modelo no software PSIM[®], conforme mostrado na Figura 10.

A malha externa de tensão de barramento gera o valor de pico da referência para a malha de corrente, conforme mostrado na Figura 5, e, portanto, deve operar pelo menos uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero da malha interna, bem como possuir uma parcela integradora a fim de ter erro zero em regime permanente. Por isso, foi projetado um controlador PI com frequência de cruzamento por zero de 10,6 Hz, margem de fase de 79,4° e margem de ganho de 55,5 dB.

Além disso, deseja-se que a ação de controle de tensão do barramento não possua componente em 120Hz, proveniente da potência pulsada da tensão medida, a fim de gerar um valor de pico para a referência de corrente sem distúrbio, tendo em vista que a multiplicação da ação de controle com essa componente em 120Hz pela tensão da rede em 60Hz gera uma componente em 180Hz, amplificando a terceira harmônica da corrente injetada na rede. Portanto, foi acrescido no controlador um filtro *notch* na frequência de 120Hz, a fim de melhorar a qualidade de energia do sistema. O diagrama de Bode do controlador projetado está representado na Figura 11, e a equação que representa o controlador é dada por

$$C_{(vlink,ig)}(z) = \frac{-36,71(z-0,99)(z^2-1,998z+0,9998)}{(z-1)(z-0,963)^2}. \quad (20)$$

E. Malha interna de corrente do conversor CC-CA

Com base nas equações do modelo por espaço de estados, mostradas em (13) e (14), e fazendo o mesmo procedimento para obtenção da planta do estágio CC-CC, chega-se na planta de corrente em s , dada por

$$G_{(igrid,D)}(s) = \frac{4,078e40s + 6,4e45}{6,806e30s^3 + 1,187e35s^2 + 1,862e40s}. \quad (21)$$

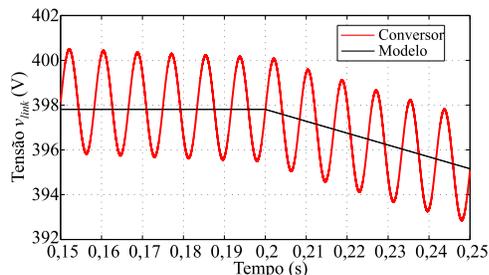


Figura 10. Validação do modelo matemático da malha externa de tensão do estágio CC-CA.

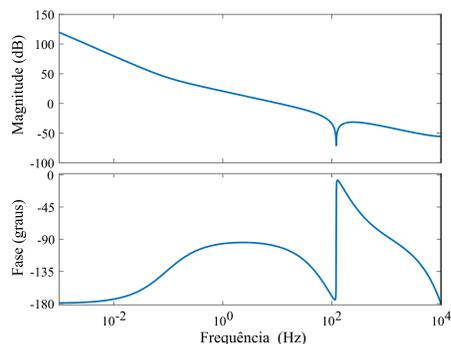


Figura 11. Diagrama de Bode em malha aberta de G_v .

Discretizando (21), obtém-se

$$G_{(igrid,D)}(z) = \frac{14,88z^2 + 23,39z + 4,887}{z^3 + 0,09396z^2 - 0,6758z - 0,4182}. \quad (22)$$

Considerando (21) e o circuito equivalente da Figura 4, fez-se a validação do modelo no software PSIM, conforme mostrado na Figura 12.

A malha interna de corrente injetada na rede deve seguir uma referência senoidal, portanto, foi projetado um controlador P+R com ganho elevado em 60Hz. A frequência de cruzamento por zero do controlador deve estar uma década abaixo da frequência de comutação do sistema. Assim, foi projetado um controlador com frequência de cruzamento por zero de 1,83 kHz, margem de fase de 69,7° e margem de ganho de 6,33 dB. O diagrama de Bode do controlador é mostrado na Figura 13, e a equação que representa o controlador é dada por

$$C_{(igrid,D)}(z) = \frac{0,032986(z-0,9831)(z-0,9798)}{(z^2-2z+1)}. \quad (23)$$

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O circuito proposto foi simulado em malha fechada utilizando o software PSIM, com modulação SPWM 3 níveis, utilizando os controladores das equações (17), (20) e (23). Para validação dos controladores, foi dado um degrau positivo de 2% na referência de tensão de entrada, para o sistema em regime permanente, no período de 9,5 s a 10 s, conforme visto na Figura 14. O mesmo degrau (2%) foi realizado na referência de tensão do barramento CC, no período de 14,25 s a 14,4 s, conforme apresentado na Figura 15.

Tendo em vista que o sistema do estágio CC-CA faz o controle da tensão de barramento e da forma de onda de corrente injetada na rede, um degrau realizado na referência de tensão impacta diretamente na corrente de saída, e pode ser utilizado para validação do funcionamento de ambos os

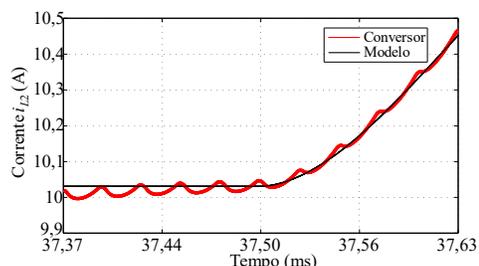


Figura 12. Validação do modelo matemático da malha interna de corrente do estágio CC-CA.

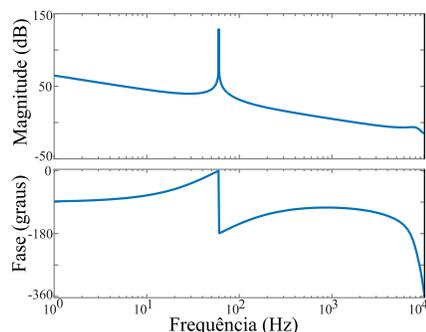


Figura 13. Diagrama de Bode em malha aberta de G_{id} .

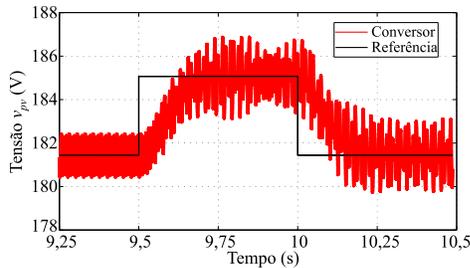


Figura 14. Forma de onda obtida da tensão de entrada.

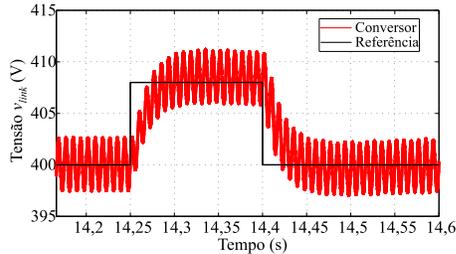


Figura 15. Forma de onda obtida da tensão de barramento.

controladores. As perturbações foram aplicadas em períodos distintos, pois os controladores detêm bandas passantes diferentes, tendo o controlador de G_{vi} uma resposta dinâmica mais rápida se comparado ao controlador da tensão de G_{vd} .

Essa diferença de dinâmica se reflete no período que os controladores levam para se ajustarem as perturbações. A Figura 16 apresenta a forma de onda da corrente injetada na rede. Conforme pode ser visto, a forma de onda medida segue a referência com boa precisão, mesmo quando aplicado uma perturbação no sistema.

A Figura 17 mostra um detalhe do espectro harmônico da corrente da rede utilizando a função FFT. Esse gráfico está normalizado, sendo a amplitude da componente fundamental (60Hz) unitária, e as demais componentes representando uma parcela em relação a fundamental. Conforme pode ser observado nesta imagem, a componente de maior amplitude em baixa frequência é a 3ª harmônica da fundamental. Percebe-se que essa componente tem sua amplitude reduzida

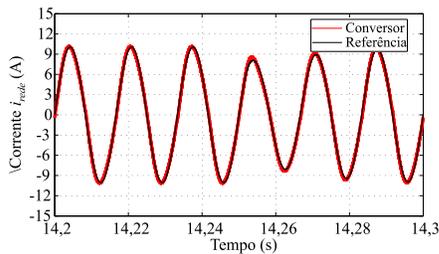


Figura 16. Forma de onda obtida da corrente injetada na rede.

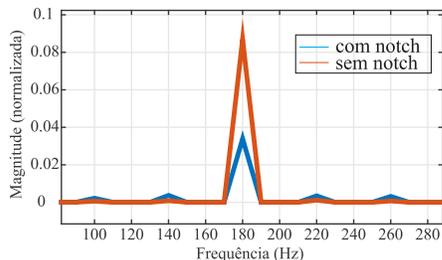


Figura 17. FFT da corrente de saída com e sem filtro *notch*.

significativamente com a utilização do filtro *notch* na malha externa de tensão, ficando próxima de 3,64%, enquanto que sem a utilização do filtro rejeita faixa, seu valor é de 9,96%. Essa redução se dá devido a atenuação do ruído de 120Hz no controlador de G_{vi} . A THD da corrente injetada na rede com a utilização do filtro *notch* é 3,68%, enquanto que utilizando apenas com o controlador PI, sem o filtro *notch*, é de 9,99%, não atendendo a norma especificada anteriormente.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho se dedicou a mostrar a modelagem e projeto dos controladores dos estágios CC-CC e CC-CA de um inversor fotovoltaico, utilizando um filtro *notch* para diminuição da THD da corrente de saída. Pode-se perceber que os controladores projetados se comportam de acordo com o esperado, rastreando com boa precisão suas referências. Além disso, foi verificado uma significativa melhora na qualidade de energia do sistema utilizando o filtro *notch* na malha externa de tensão do estágio CC-CA, apresentando uma taxa de distorção harmônica total da corrente injetada na rede de 3,68%, se mostrando uma estratégia interessante para a redução da THD de corrente, possibilitando o atendimento à norma IEEE STD 519-2014 (THD < 5%), o que não ocorre sem a utilização do filtro rejeita faixa.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, do INCTGD e órgãos financiadores (CNPq processo n° 465640/2014-1, CAPES processo n° 23038.000776/2017-54 e FAPERGS n° 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Zhou, et. al., "A Capacitance Minimization Control Strategy for Single-phase PV Quasi-Z-source Inverter", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015.
- [2] Y. Huang, M. S. Shen, F. Z. Peng, J. Wang, "Z-Source inverter for residential photovoltaic systems," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 21, n° 6, pg. 1776-1782, 2006.
- [3] Erickson, R. "Fundamentals of Power Electronics" 2nd edition, 2001.
- [4] F.F Matos, et. al. "Projeto e construção de filtro LCL para conversores PWM", XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010.
- [5] M. G. Villalva, M. F. Espindola, T. G. de Siqueira e E. Ruppert. "Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications," SBA Controle & Automação, vol. 22, no. 3, 2011.
- [6] Kjaer, S.B., Pedersen, J.K., Blaabjerg, F.: 'A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules', IEEE Trans. Ind. Appl., 2005.
- [7] Liserre, M., Blaabjerg, F. and Hansen, S. (2001). Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier, Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. vol.1: pag. 299-307.