

# INVERSOR QUASI-Z-SOURCE FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE COM FILTRO LCL UTILIZANDO UMA ESTRUTURA MRAC-SM CASCATA COM MODELO REDUZIDO PARA APLICAÇÕES EM REDES FRACAS

Guilherme V. Hollweg<sup>1</sup>, Paulo J. D. O. Evald<sup>2</sup>, Rodrigo V. Tambara<sup>1</sup>, Rodrigo Z. Azzolin<sup>3</sup>, Hilton A. Gründling<sup>1</sup> e Mário L. S. Martins<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Universidade Federal de Santa Maria - Santa Maria - RS - Brasil

<sup>2</sup> Universidade Franciscana - Santa Maria - RS - Brasil

<sup>3</sup> Universidade Federal do Rio Grande - Porto Alegre - RS - Brasil

e-mail: guilhermehollweg@gmail.com.br

**Resumo** – Este trabalho propõe a utilização de uma estrutura cascata de controladores adaptativos do tipo entrada-saída por modelo de referência (MRAC) utilizando modelos de ordem reduzida para um inversor *quasi-Z-Source*, conectado à rede por meio de um filtro LCL. A implementação da estrutura adaptativa por meio de modelos de referência reduzidos possibilita um sistema de controle adaptativo mais simples de ser implementado, com equacionamento matemático reduzido e menor esforço computacional. Para a redução da ordem dos modelos de referência, dinâmicas presentes em frequências mais elevadas da planta não são consideradas para projeto do controlador, possibilitando a implementação de uma estrutura simplificada que não comprometa a estabilidade e o desempenho do sistema. Resultados *online* em Hardware-In-the-Loop implementados em um DSP TMS320F28335 são apresentados, comparando a estrutura proposta com um controlador MRAC-SM por realimentação de estados sem simplificação de modelos. É mostrado que a estrutura adaptativa desenvolvida se comporta de forma robusta em relação às incertezas, apresenta baixo erro de rastreamento e carga computacional reduzida quando comparada com a estrutura adaptativa sem redução do modelo de referência.

**Palavras-chave** – Controlador Adaptativo, Conversores Conectados à Rede, Filtro LCL, MRAC-SM.

## GRID-TIED PHOTOVOLTAIC QUASI-Z-SOURCE INVERTER WITH LCL FILTER USING A SIMPLIFIED MRAC-SM CASCADE STRUCTURE FOR WEAK GRIDS

**Abstract** – This paper presents the use of a cascade structure of adaptive output-feedback controllers by reference model (MRAC) using reduced order reference models for a *quasi-Z-Source* inverter, connected to the electrical grid through an LCL filter. The implementation of the adaptive structure through reduced model references allows a simpler control structure to be implemented, with significantly simplified mathematical

equation and less computational effort. To reduce the order of the model references, plant dynamics present at higher frequencies are not modeled and are disregarded for the choice of models, enabling the implementation of this structure without compromising the system's stability and performance. Online results in Hardware In-the-Loop implemented in a DSP TMS320F28335 are presented, comparing the proposed structure with an MRAC-SM controller by state feedback without simplification of models. It is shown that the adaptive structure developed behaves robustly in relation to the uncertainties in the system, presents low tracking error and reduced computational effort when compared to the adaptive structure without reducing the reference model.

**Keywords** – Discrete-Time Controller, Grid-Tied Converters, LCL Filter, MRAC-SM.

## I. INTRODUÇÃO

Com a crescente demanda pela utilização de sistemas fotovoltaicos (FV) conectados à rede, cresce também a busca por conversores CC-CA [1]. A fim de atenuar harmônicos de chaveamento e atender a norma ABNT NBR 16149, filtros de saída são comumente utilizados em conversores conectados à rede em aplicações FV. Um filtro L atende satisfatoriamente a função de supressão das harmônicas, conforme exigido em norma vigente, entretanto, em função do seu tamanho e preço elevados, sua utilização em sistemas de potência maiores que 1kW não é uma alternativa viável, onde o filtro LCL se destaca, como mostrado em [2].

Uma alternativa para aplicações fotovoltaicas residenciais é o inversor *quasi-Z-Source* (qZSI). O qZSI pode operar com tensões de entrada menores do que o valor de pico da tensão equivalente de barramento, pois detém função elevadora e inversora em um único estágio. Estes conversores CC-CA possuem elementos passivos entre a fonte de entrada e a ponte inversora, possibilitando a utilização de um terceiro estado de operação, o de curto-circuito, ST (do inglês: *Shoot-Through*). Isso é possível por que a rede de impedância do barramento limita o crescimento da corrente no estado de curto-circuito, como mostrado em [3]. Portanto, o conversor *quasi-Z-Source* detém três estados de operação: o estado de transferência de potência do barramento para a saída, o estado de roda-livre e o estado de ST. Com a disponibilidade deste terceiro estado,

<sup>1</sup>Manuscript received 12/16/2020; first revision 04/01/2021; accepted for publication 05/06/2021, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr. <sup>2</sup>http://dx.doi.org/10.18618/REP.2021.2.0069

pode-se realizar a regulação da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico, bem como a regulação da tensão dos capacitores que compõem a fonte de impedância, regulando assim a tensão de barramento. Adicionalmente, caso considerada uma malha cascata, pode-se realizar a regulação da forma de onda da corrente injetada na rede, como mostrado em [3].

Diferentes modelos elétricos já foram utilizados no qZSI, conforme [4] e [5]. Nesse trabalho o arranjo fotovoltaico foi modelado como uma fonte de corrente com uma resistência intrínseca em paralelo. Todavia, o valor da resistência é afetado pela temperatura e irradiação, como mostra [6], e foi considerado como uma incerteza no sistema. Tratando-se de aplicações em redes fracas, ou seja, com alto teor indutivo, também existem incertezas por parte da rede elétrica [7]. Portanto, o uso de um estágio único por meio do inversor *quasi-Z-Source* com filtro LCL implica em modelos matemáticos de 5ª ordem do lado CC e 3ª ordem do lado CA, dificultando a modelagem e projeto dos controladores.

Diversas técnicas de controle foram utilizadas para a regulação de conversores fonte de impedância. [3] e [8] propõem a aplicação de controladores PI e P+R, já [9] apresenta um controlador *Sliding Mode* e [10] propõe a aplicação de um controlador adaptativo para regulação da tensão equivalente de barramento. Para controle da corrente injetada na rede por conversores estáticos com filtro LCL, [11] mostra uma técnica de controle adaptativa que combina uma ação por modelo de referência (MRAC) com uma ação *Sliding Mode* (SM), formando uma estrutura MRAC-SM.

A ordem da planta está diretamente relacionada a complexidade do projeto da estrutura de controle. Estruturas de controle adaptativas diretas podem ser utilizadas com modelos de referência (MR) simplificados, reduzindo indiretamente a complexidade da planta, como explicado em [12] e [13]. Ainda, estruturas adaptativas tendem a se comportar de maneira robusta a incertezas no sistema e variações paramétricas, como mostrado em [11], [14] e [15]. Se tratando da utilização de conversores conectados à rede, controladores de ganhos fixos podem não ser capazes de regular o sistema em ocasiões de severa indutância por parte da rede elétrica (rede fraca), como mostrado em [15].

A estrutura de controle adaptativa proposta visa fazer a regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento, ligada diretamente a qualquer variação de irradiância no arranjo FV (devido ao ganho estático de tensão do conversor), bem como a regulação da forma de onda da corrente injetada na rede elétrica, ambos utilizando modelos reduzidos das plantas do qZSI. A estrutura adaptativa cascata desenvolvida é uma variação do sistema MRAC-SM apresentado em [11]. Em [11] é regulada somente a corrente injetada na rede, com base em um MR de mesma ordem da planta do sistema (3ª ordem), sem simplificações. Nesse trabalho, o esquema em cascata é composto por 2 estruturas MRAC-SM (uma para o lado CC e outra para o lado CA), ambas baseadas em modelos de referência reduzidos, de primeira ordem, negligenciando dinâmicas de alta frequência presentes nas plantas reais do sistema. Essa simplificação no modelo de referência permite a implementação de uma estrutura de controle matematicamente mais simples e com esforço computacional amplamente reduzido. Dessa forma, as

estruturas de controle trabalham como se as plantas reguladas fossem de ordem 1, quando são de ordem 5 (lado CC) e 3 (lado CA). Como a planta é modelada por uma função de transferência (FT) de primeira ordem, diminui-se o número de parâmetros a serem adaptados. Em [11] a estrutura de controle da corrente injetada na rede prevê a adaptação de 7 parâmetros, enquanto neste trabalho, apenas 5 parâmetros são adaptados. Ainda, em [11] o controle é feito por realimentação de estados, o que exige um número maior de sensores, uma vez que todos estados do sistema precisam ser medidos. Para a implementação da estrutura de controle proposta só é realizada a realimentação da saída, o que ainda diminui significativamente o número de parâmetros adaptativos e sensores necessários para regulação do sistema.

Este trabalho é estruturado da seguinte forma: É apresentado o projeto da estrutura MRAC-SM entrada-saída com a simplificação de modelos na seção II; Já a seção III mostra o projeto da estrutura MRAC-SM por realimentação de estados sem a simplificação de modelos, conforme [11], para comparação. A seção IV apresenta os resultados obtidos em HIL comparando a estrutura MRAC-SM do tipo entrada-saída com modelos reduzidos em relação a estrutura MRAC-SM do tipo realimentação de estados sem simplificação de modelos. Por fim, tem-se as considerações finais. Ainda, nos apêndices são apresentados a modelagem da planta, o funcionamento do conversor *quasi-Z-Source* e as funções de transferência obtidas para implementação dos controladores.

## II. PROJETO DA ESTRUTURA MRAC-SM COM SIMPLIFICAÇÃO DE MODELOS

Para facilitar o entendimento sobre a estrutura do conversor *quasi-Z-Source* fotovoltaico, monofásico, conectado à rede elétrica através de um filtro LCL, a Figura 1 apresenta o diagrama simplificado do inversor de frequência, sem as resistências parasitas dos indutores e série dos capacitores.

A estrutura MRAC-SM proposta é do tipo direta, entrada-saída, utilizando um modelo de referência para regulação da planta. A parcela MRAC garante que o sinal a ser controlado siga o modelo de referência e a estrutura SM agrega robustez ao controlador, auxiliando a convergência durante os períodos transitórios, como mostrado em [11]. A estrutura MRAC-SM é aplicada para regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento e para injeção de corrente na rede, ambos realizados durante o período de NST do conversor *quasi-Z-Source* (qZS). Os modelos matemáticos das plantas obtidas para o lado CC e CA do qZSI são de quinta e terceira ordem, respectivamente, conforme as equações (17) e (19). A Figura 2 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle

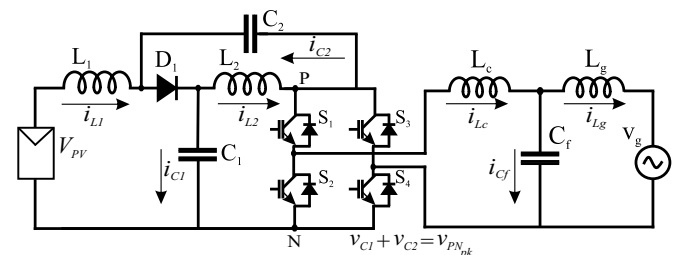


Fig. 1. Diagrama Elétrico do Inversor *quasi-Z-Source* fotovoltaico, monofásico, com filtro LCL conectado à rede.

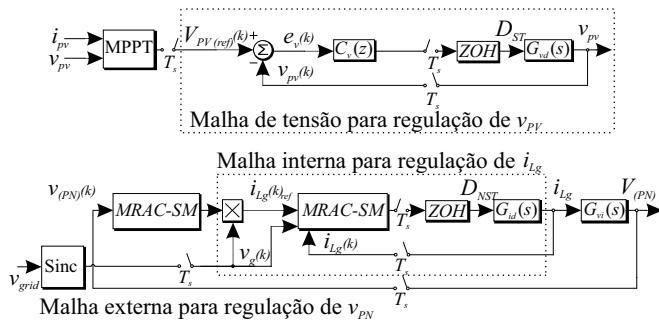


Fig. 2. Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Inversor.

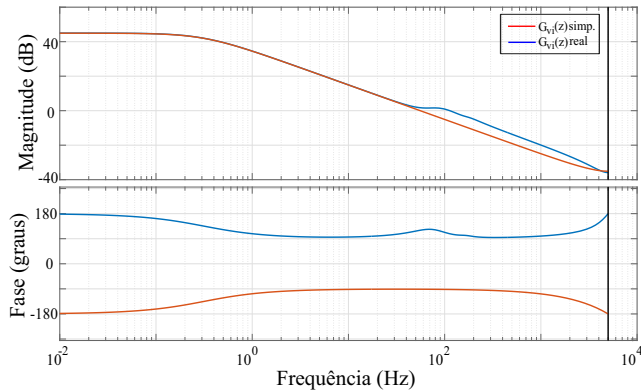


Fig. 3. Lado CC - Tensão equivalente de barramento: Diagrama de Bode da planta real (5ª ordem) e simplificada (1ª ordem).

proposto, apresentando as malhas de controle do conversor qZS.

Sistemas de ordem elevada caracterizam estruturas adaptativas complexas de serem equacionadas e implementadas, uma vez que detêm elevado número de parâmetros a serem adaptados, exigindo considerável esforço computacional [12]. Para simplificar o projeto e implementação da estrutura de controle, foram consideradas plantas simplificadas na escolha dos MR, ambos de 1ª ordem, com dinâmica nas frequências de interesse (baixas frequências) semelhantes às plantas originais e negligenciando as demais dinâmicas de alta frequência das plantas. Como as plantas apresentam zeros de fase não-mínima, esses serão considerados como dinâmicas não modeladas (DNM) na estrutura adaptativa, como mostrado em [12], e, assim, o controlador deve ser robusto diante dessas simplificações. Portanto, o sistema está sujeito a incertezas estruturadas, em função do desconhecimento exato dos polos e zeros do sistema, e não estruturadas, decorrente da desconsideração dos polos e zeros em alta frequência. Ainda, há incertezas em função da modelagem escolhida para o arranjo FV e do valor exato da impedância da rede. A metodologia para escolha dos modelos de referência reduzidos da estrutura MRAC-SM cascata é apresentada a seguir.

#### A. Planta $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$ (Lado CC)

Para a planta referente a tensão equivalente de barramento (5ª ordem), composta pela soma do valor de pico das tensões dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  do conversor qZS (vide apêndice A), foram desconsiderados dois pares de polos complexos conjugados na planta simplificada. Assim, permaneceu apenas o polo real de baixa frequência, pois esse detém dinâmica

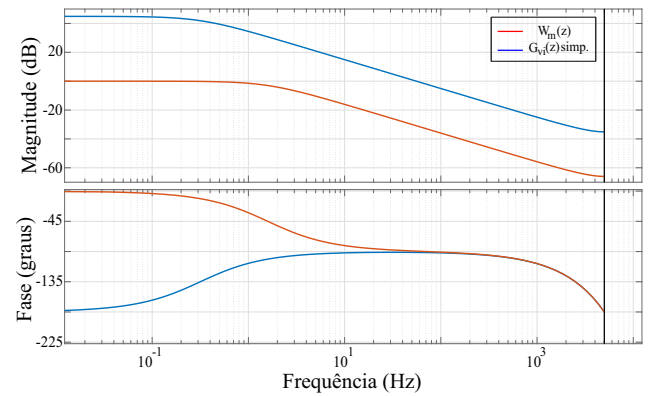


Fig. 4. Lado CC - Tensão equivalente de barramento: Diagrama de Bode da planta simplificada e do modelo de referência.

dominante próximo da frequência de interesse (0Hz), uma vez que o sinal a ser regulado é contínuo. A equação (1) representa a planta simplificada.

$$\tilde{G}_{(v_{PN}, i_{PN})}(z) = \frac{0,035}{(z - 0,9998)}, \quad (1)$$

onde  $\tilde{G}$  representa a função de transferência simplificada.

A Figura 3 mostra o diagrama de Bode das plantas real e simplificada referente ao valor de pico da tensão equivalente de barramento do qZS. Note que os polos complexos presentes na planta real não apresentam um pico de ressonância elevado, de modo que uma FT de primeira ordem (planta simplificada) representa uma boa aproximação da planta real.

Portanto, com base na planta simplificada, de primeira ordem, o modelo de referência, que dita a dinâmica desejada do sinal a ser controlado, também deve ser de primeira ordem. A equação que representa o modelo de referência é

$$W_{m(v_{PN}, i_{PN})}(z) = \frac{0,0009995}{(z - 0,999)}. \quad (2)$$

A Figura 4 mostra o diagrama de Bode do modelo de referência adotado em comparação com a planta simplificada. O MR escolhido apresenta ganho 0dB na frequência 0Hz, a fim de não elevar a amplitude do sinal a ser rastreado, bem como detém um polo real em uma frequência 5 vezes maior que o polo da planta simplificada, mas ainda assim, próximo de 1,6Hz (baixa frequência). Note que a planta simplificada e conseqüentemente o MR escolhido são de primeira ordem, com grau relativo unitário, onde todos os zeros e dois pares de polos complexos conjugados presentes no sistema foram negligenciados. Portanto, como o modelo de referência é de ordem 1, a estrutura MRAC-SM trata o sistema como se fosse de primeira ordem, mas a planta real é de quinta ordem (conforme Equação (17)). Entretanto, salienta-se a importância da robustez do controlador diante dessas simplificações, de modo que o mesmo seja capaz de regular a planta e apresentar bom desempenho frente as DNM, bem como incertezas e distúrbios presentes no sistema.

#### B. Planta $G_{(i_{Lg}, d_{NST})}$ (Lado CA)

Com relação ao modelo matemático do filtro LCL, de terceira ordem, seus zeros e o par de polos complexos conjugados foram desconsiderados na planta simplificada.

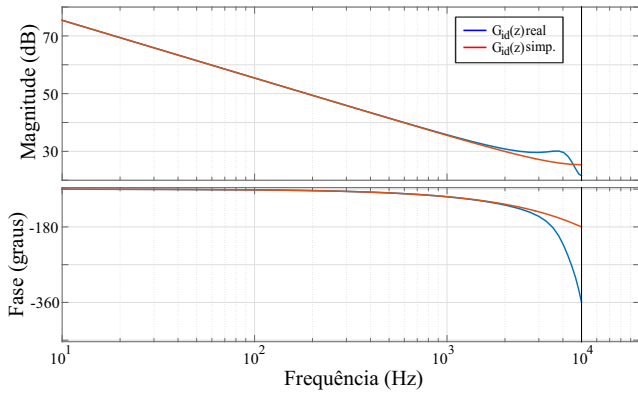


Fig. 5. Lado CA - Corrente injetada na rede: Diagrama de Bode da planta real (3ª ordem) e simplificada (1ª ordem).

O pico de ressonância da planta se encontra próximo da frequência de Nyquist do sistema (5kHz), em alta frequência, tendo em vista que o sinal de interesse desta planta é 60Hz. Portanto, a estrutura MRAC-SM trata os polos complexos do filtro LCL e seus zeros como dinâmicas não modeladas, onde assume-se que o controlador é robusto o suficiente para regular o sistema diante dessa simplificação. Em [16] foi mostrada uma comparação entre controladores RMRAC, projetados utilizando MR de terceira e primeira ordem, aplicados ao controle das correntes injetadas na rede por um conversor fonte de tensão trifásico a três fios conectado à rede através de um filtro LCL. Naquele trabalho os autores mostraram que é viável a negligência do capacitor na modelagem do filtro LCL para projetar um controlador adaptativo simplificado, desde que o controlador apresente robustez suficiente para tratar as dinâmicas negligenciadas juntamente com as incertezas da rede como dinâmicas não-modeladas.

Assim, a estrutura de controle é modelada sobre um sistema simplificado, de ordem 1, mas a planta real regulada é de ordem 3. A equação que representa a planta simplificada é

$$\tilde{G}_{(i_{Lg}, d_{NST})}(z) = \frac{37,04}{(z-1)}. \quad (3)$$

A Figura 5 mostra o diagrama de Bode da planta real e simplificada do filtro LCL. Note que como o par de polos complexos está em alta frequência e o pico de ressonância não é elevado, sua influência é pequena, podendo ser negligenciada. Dessa forma, considerando a planta simplificada, de primeira ordem, o modelo de referência escolhido também pode ser de primeira ordem. A equação que representa o MR adotado é

$$W_m(i_{Lg}, d_{NST})(z) = \frac{0,4231}{(z-0,5769)}. \quad (4)$$

A Figura 6 mostra o diagrama de Bode do modelo de referência em comparação com a planta simplificada. O MR escolhido apresenta ganho 0dB na frequência de interesse, 60Hz, de modo a não elevar a amplitude do sinal a ser rastreado, bem como detém um polo real próximo de 1kHz, mais de uma década da frequência da rede elétrica, a fim de garantir uma dinâmica bastante rápida ao modelo de referência para controle de corrente.

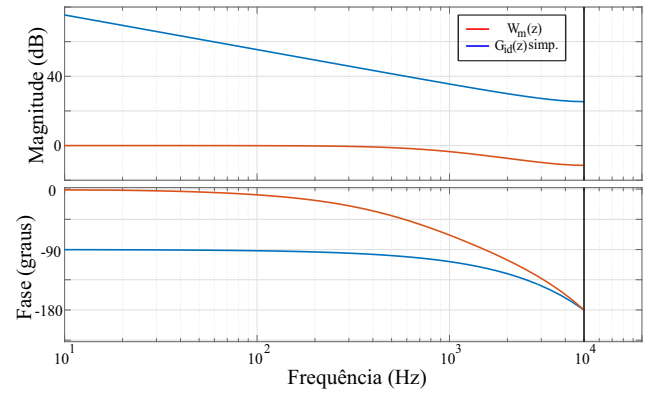


Fig. 6. Lado CA - Corrente injetada na rede: Diagrama de Bode da planta simplificada e do modelo de referência.

### C. Lei de Adaptação Paramétrica

A estratégia de controle proposta consiste em um controlador adaptativo para o lado CC com três parâmetros adaptáveis, bem como um controlador adaptativo para lado CA com cinco parâmetros adaptáveis.

Para sintetizar, a estrutura de controle é do tipo entrada-saída, composta por um Controlador Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) juntamente com um controlador *Sliding Mode* (SM), também adaptativo, utilizando um modelo matemático simplificado de primeira ordem das plantas dos lados CC e CA do sistema, a fim de fazer a escolha de um MR adequado e assim obter as equações implementáveis do sistema de controle. Nessa estratégia o controlador por modos deslizantes tem como objetivo a atuação durante os períodos transitórios, acelerando a convergência do sinal de saída em relação a referência, e, conseqüentemente, adicionando robustez ao sistema, como mostrado em [11].

A diferença entre as estruturas de controle utilizadas na malha cascata é que aquela referente a regulação do valor de pico da tensão equivalente de barramento apresenta três parâmetros a serem adaptados, dois deles referentes ao MRAC de primeira ordem ( $\theta_u$  e  $\theta_y$ ) e um referente a ação SM ( $\theta_{SM}$ ). Para a estrutura que regula a corrente injetada na rede, além dos parâmetros do MRAC e do SM, surgem dois parâmetros referentes a decomposição da tensão da rede em fase e quadratura ( $\theta_c$  e  $\theta_s$ ), tratada como um distúrbio periódico, como mostrado em [11],[15]. Isso pode ser realizado por que a fonte referente a tensão da rede não foi considerada no modelo CA, conforme descrito em [8] e [17].

A lei de controle utilizada é (5), de acordo com [18].

$$\theta^T \omega + r = 0, \quad (5)$$

onde  $\theta$  é o vetor de ganhos, definido por  $\theta^T = [\theta_u \ \theta_y \ \theta_{SM} \ \theta_c \ \theta_s]$ ,  $\omega$  contém os sinais internos e é definido por  $\omega = [u \ y \ u_{SM} \ V_p \ V_q]$ , e  $r$  é a referência.

O erro de rastreamento  $e_1$  pode ser expresso por  $e_1(k) = y(k) - y_m(k)$  e a equação recursiva do algoritmo de adaptação implementada em tempo discreto é (6), obtida considerando um MR de primeira ordem, conforme [12].

$$\theta(k) = \theta(k-1) - \frac{T_s \gamma \zeta(k-1) e_1(k-1)}{m^2(k-1)}, \quad (6)$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem,  $\gamma$  é o ganho de adaptação e deve ser definido pelo projetista. Como a lei de adaptação paramétrica é do tipo gradiente,  $\gamma$  tem ganhos fixos.  $\zeta$  é o filtro auxiliar expresso por  $\zeta = W_m(z)\omega$ , responsável por fazer a filtragem dos parâmetros do vetor de adaptação  $\omega$  pelo MR e  $m^2$  é o sinal majorante da malha fechada. A expressão que representa o majorante e também limita a variação dos ganhos é (7), conforme [14].

$$m^2(k) = 1 + \zeta^T(k)G\zeta(k), \quad (7)$$

onde  $G$  é o ganho do limitador e também deve ser definido pelo projetista.

A ação de controle referente ao MRAC, que apresenta os parâmetros  $\theta_u$  e  $\theta_y$ , é

$$u_{MRAC}(k) = -\frac{\theta_y(k)}{\theta_u(k)}y(k) - \frac{1}{\theta_u(k)}r(k). \quad (8)$$

A ação de controle referente ao *Sliding Mode* é

$$u_{SM}(k) = -\frac{\theta_{SM}(k)}{\theta_u(k)}sgm(e_1(k)). \quad (9)$$

Como a ação SM insere oscilação em alta frequência (*chattering*) no sistema, ampliando o erro de rastreamento, uma função sigmoide é utilizada ao invés da função sinal, tendendo a diminuir o *chattering* e agregando robustez ao sistema, como mostrado em [19]. A função sigmoide, responsável por suavizar as transições da ação de controle por modos deslizantes é expressa por

$$sgm(e_1(k)) = -M \frac{e_1(k)}{|e_1(k)| + \varepsilon}, \quad (10)$$

onde  $M$  e  $\varepsilon$  devem ser constantes positivas e definidas pelo projetista. Todavia, o ganho da ação SM deve ser pequeno se comparado as demais ações de controle, para que a ação por modos deslizantes não adicione instabilidade no sistema.

A ação de controle referente ao distúrbio periódico imposto pela fonte de tensão da rede,  $v_g$ , presente somente para a planta  $G_{(iLg,dNST)}$ , está representada por

$$u_d(k) = -\frac{\theta_c(k)}{\theta_u(k)}V_p(k) - \frac{\theta_s(k)}{\theta_u(k)}V_q(k), \quad (11)$$

onde  $V_p(k) = \cos(2\pi f k T_s)$  e  $V_q(k) = \sin(2\pi f k T_s)$ .

Por fim, a ação de controle completa pode ser expressa pela soma das ações de controle do MRAC, do SM e do distúrbio periódico de  $v_g$ , conforme

$$u(k) = u_{MRAC}(k) + u_{SM}(k) + u_d(k). \quad (12)$$

Para a planta de  $G_{(vPN,ipN)}$ , não existe ação de controle referente ao distúrbio periódico, sendo a ação de controle composta por  $u_{MRAC}(k)$  e  $u_{SM}(k)$ , com 3 parâmetros de adaptação, conforme comentado anteriormente. Mais detalhes do equacionamento proposto nessa seção, considerando um MR de primeira ordem, podem ser obtidos em [12] e [13].

A Figura 7 apresenta o diagrama de blocos genérico da estrutura MRAC-SM cascata proposta.

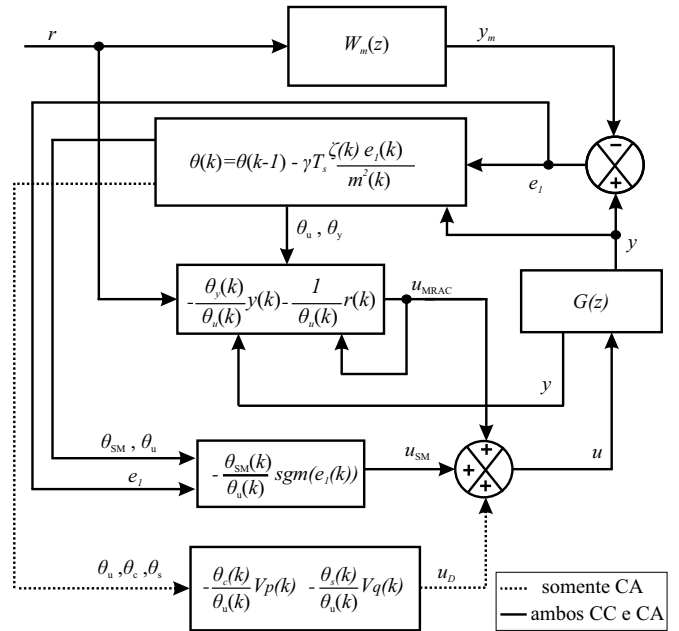


Fig. 7. Diagrama de Blocos referente a estrutura MRAC-SM com redução de MR.

#### D. Generalização do Procedimento de Projeto

Com base no que foi apresentado, a seguir é mostrado uma generalização do procedimento de projeto para uma estrutura adaptativa com modelo de referência simplificado.

1) Escolha de uma função de transferência simplificada estritamente própria para a planta, negligenciando dinâmicas não dominantes do sistema, desde que estas estejam em frequências suficientemente mais elevadas em relação a frequência do sinal de interesse.

2) Escolha de um modelo de referência de ordem compatível com a função de transferência simplificada, de modo que este obedeça as condições impostas em [18].

3) Escolha da lei de controle adaptativa a fim da obtenção da equação de diferenças discretas implementável.

4) As equações do controlador proposto foram mostradas em (5)-(12). Entretanto, sua ordem de execução em tempo discreto deve ser observada, e, como a estrutura de controle proposta é uma simplificação daquela apresentada em [11], a ordem de atualização das funções deve obedecer [11].

### III. PROJETO DA ESTRUTURA MRAC-SM SEM SIMPLIFICAÇÃO DO MODELO DE REFERÊNCIA

A fim de realizar uma comparação com a estrutura MRAC-SM com redução do MR, uma estrutura MRAC-SM sem redução do MR foi projetada, utilizando o passo a passo e as restrições de projeto apresentados em [11]. Note que a estrutura de controle proposta nesse trabalho é do tipo entrada-saída, ou seja, necessita apenas da realimentação da saída para regulação do sistema, enquanto a estrutura de [11] é do tipo realimentação de estados, necessitando que todos os estados sejam medidos para controle adequado da planta. Ainda, é importante ressaltar a necessidade de realizar certos ajustes no projeto da estrutura adaptativa de [11] a fim de manter um cenário justo de comparação, uma vez que a estrutura desenvolvida naquele trabalho é aplicada em um filtro LCL trifásico com parâmetros diferentes do filtro LCL monofásico

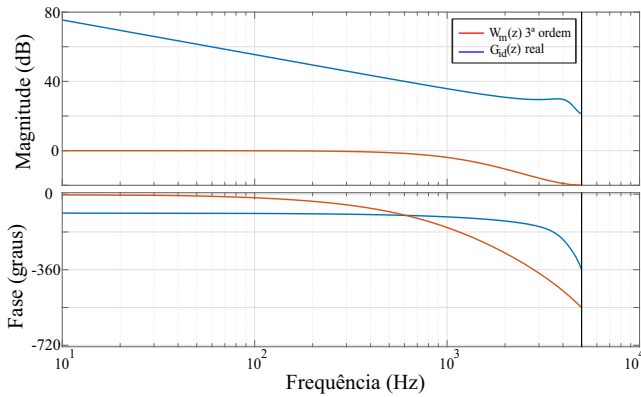


Fig. 8. Diagrama de Bode da planta real (LCL) e do MR de 3ª ordem (estrutura MRAC-SM sem redução do modelo de referência)

projetado para o qZS. Dessa forma, os ganhos de adaptação e os parâmetros do modelo de referência utilizados em [11] devem ser reprojatados, uma vez que a planta não é idêntica e a frequência de chaveamento e amostragem são diferentes.

#### A. Projeto do Modelo de Referência para planta $G_{(iLg,dNST)}$ (Lado CA) sem redução

A estrutura proposta em [11] utiliza um MR de 3ª ordem, enquanto nesse trabalho é proposto um MR de 1ª ordem. Portanto, para manter um cenário justo de comparação, os modelos de referência precisam ser semelhantes. A planta real e simplificada do filtro LCL, bem como o MR projetado para o lado CA foram apresentados nas Figuras 5 e 6. Note que o MR de 1ª ordem projetado anteriormente apresenta ganho 0dB nas baixas frequências e tem polo real localizado em 875Hz. Portanto, o modelo de referência escolhido para a estrutura MRAC-SM por realimentação de estados deve ser de 3ª ordem com ganho 0dB nas baixas frequências e apresentar atenuação próxima de -3dB em 875Hz. Quanto ao pico de ressonância, uma vez que este está próximo da frequência de Nyquist e ressonância em alta frequência não traz nenhuma contribuição ao MR, este pode ser desconsiderado.

O modelo de referência de 3ª ordem adotado é

$$W_{m(iLg,dNST)}(z) = \frac{0,255}{(z - 0,365)^3}. \quad (13)$$

A Figura 8 mostra a planta real do filtro LCL e o MR adotado. Note que o MR de 3ª ordem escolhido também apresenta ganho 0dB em baixas frequências e 3 polos reais em localização ligeiramente superior ao do MR de 1ª ordem, a fim de manter uma atenuação próxima de -3dB em 875Hz.

## IV. RESULTADOS EM HARDWARE IN THE LOOP

A utilização do *Hardware-in-the-Loop* (HIL) tem se mostrado efetiva para analisar o desempenho de estruturas de controle, pois é possível modificar os parâmetros da planta, controladores, e adicionar distúrbios em tempo real, verificando a resposta dinâmica do sistema e o comportamento dos controladores diante dessas variações [20].

Para validar o sistema de controle desenvolvido, a estrutura MRAC-SM cascata com redução de modelos foi implementada no conversor *quasi-Z-Source* em um ambiente HIL e comparada com o desempenho daquela estrutura

MRAC-SM sem simplificação de modelos de [11]. Os controladores e os MR implementados seguem o que foi apresentado nas seções II e III deste trabalho. Ainda, uma vez que em [11] é realizado somente o controle da corrente injetada na rede por um conversor fonte de tensão trifásico com filtro LCL, e nesse trabalho é proposta uma estrutura MRAC-SM cascata com redução de modelos tanto para o lado CC quanto para o lado CA do conversor qZS, o foco da comparação será o lado CA, com relação a corrente injetada na rede. Ou seja, em ambas estruturas analisadas será implementado o controle cascata descrito anteriormente. O controle da tensão do arranjo fotovoltaico é realizado através de um controlador PI em única malha, uma vez que esse não é o foco do trabalho, e a malha cascata adaptativa referente à tensão equivalente de barramento é mantida a mesma em ambos os testes, mudando apenas o controle de corrente, que na estrutura proposta é um controlador MRAC-SM do tipo entrada-saída com redução do MR e em [11] se usa uma estrutura MRAC-SM do tipo realimentação de estados sem redução do MR. De qualquer forma, os resultados obtidos com a malha cascata referente ao lado CC do conversor *quasi-Z-Source* também serão apresentados a seguir. A estrutura contendo as malhas de controle detalhadas do conversor qZS foi apresentada na Figura 2.

Os resultados foram obtidos com uma plataforma Typhoon© HIL 402 e a estrutura de controle foi implementada em um DSP TMS320F28335, 32b, ponto flutuante, da Texas Instruments©. O osciloscópio utilizado para aquisição dos resultados foi um Tektroniks© modelo DPO-354, 500MHz e 2,5Gs/s. A conexão do HIL ao osciloscópio foi realizada com um cabo coaxial RG58C/U de 50Ω. Com relação ao sincronismo da estrutura de controle com a rede elétrica e aquisição dos sinais em fase e quadratura de  $v_g$  foi utilizado o filtro de *Kalman* proposto em [21].

Para ambas estruturas de controle foram realizados ensaios onde a irradiância do sistema sofre um decréscimo de 15% (com o sistema a plena carga) e em seguida é feito um acréscimo de indutância da rede com os valores 0,5mH, 1mH ou 2mH, inseridas em série com o indutor projetado para o filtro LCL. A indutância adicional é inserida com o sistema em regime permanente, a fim de simular um ambiente de rede fraca, com alto teor de indutância, onde a indutância mínima do lado da rede é 120μH (somente indutor de saída projetado) e a indutância máxima é 2,12mH (rede fraca).

#### A. Análise Comparativa entre as estruturas MRAC-SM com e sem redução do MR

Os parâmetros utilizados para a estrutura MRAC-SM da parte CC do conversor qZS, comum a ambas estruturas adaptativas comparadas, foram os seguintes:  $\gamma = 500$ ,  $G = 500$ ,  $M_0 = 1$  e  $\varepsilon = 0,15$ . Os valores iniciais do vetor  $\zeta$  foram nulos e quanto ao vetor de adaptação, este teve a seguinte inicialização:  $\theta_0^T = [1 \ -1 \ 2]$ . Primeiramente foi realizado um experimento com  $\theta$  partindo de zero, onde foram obtidos valores próximos de regime permanente a plena carga (sem indutância adicional na rede), utilizados posteriormente a fim de obter uma convergência mais rápida no sistema. Note que foram escolhidos valores iguais para o ganho de adaptação ( $\gamma$ ) e majorante ( $G$ ), impondo uma dinâmica mais lenta à estrutura



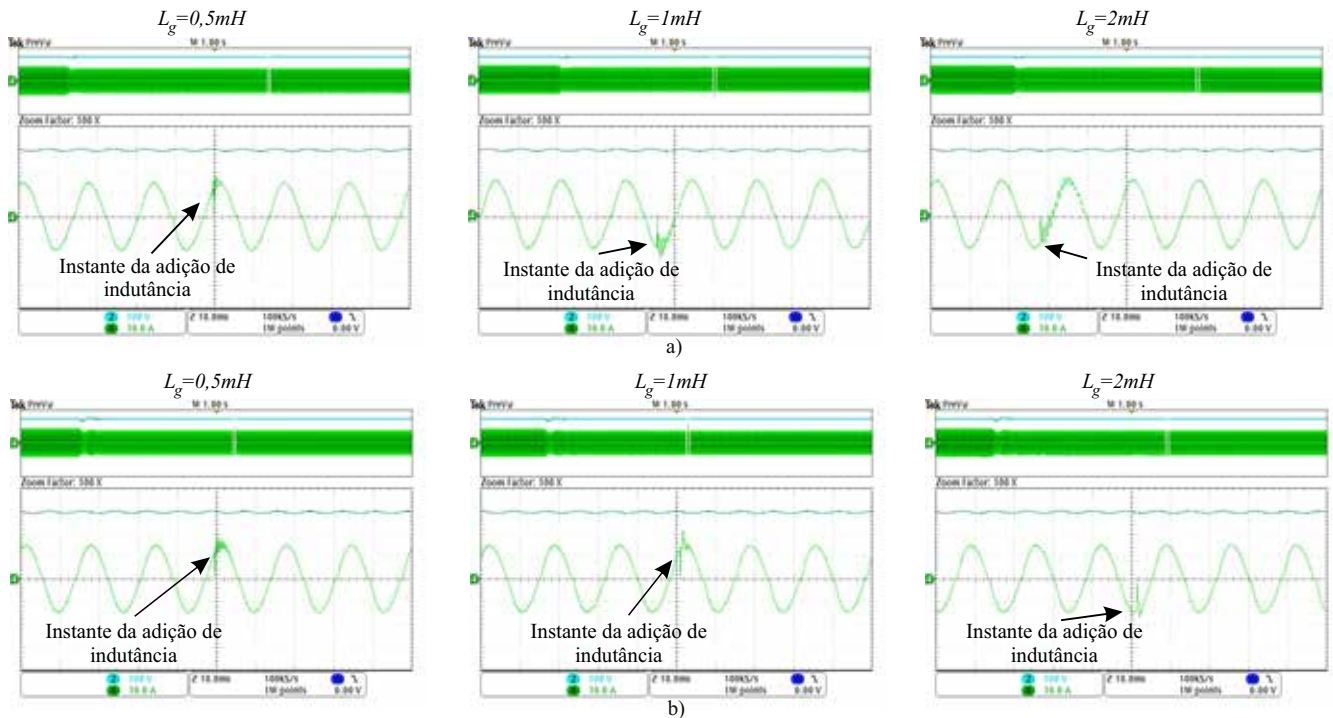


Fig. 9. Forma de onda da tensão equivalente de barramento (azul) e corrente injetada na rede (verde). a) MRAC-SM com MR de 1ª ordem; b) MRAC-SM com MR de 3ª ordem.

adaptativa, uma vez que o controle da tensão do barramento do conversor qZS não necessita de dinâmica tão significativa se comparado com o controle da corrente injetada na rede. Quanto a parcela SM, o ganho  $M$  foi inicializado unitário, pois a estrutura por modos deslizantes é adaptativa, mudando sua amplitude a cada iteração. Ainda,  $\varepsilon$  tem um valor pequeno a fim de suavizar as transições do controlador SM.

Quanto ao controle da corrente injetada na rede, foram comparadas 2 estruturas adaptativas distintas, sendo uma do tipo entrada-saída com redução do MR e outra por realimentação de estados, sem redução do MR. Para a estrutura de controle MRAC-SM proposta, os valores de projeto utilizados foram os seguintes:  $\gamma = 8000$ ,  $G = 2000$ ,  $M_0 = 1$  e  $\varepsilon = 0,15$ . Os valores iniciais do vetor  $\zeta$  foram nulos e quanto ao vetor de adaptação, este teve a seguinte inicialização:  $\theta_0^T = [-0,5 \ -0,8 \ -0,1 \ 0,2 \ 0,1]$ . O ganho de adaptação ( $\gamma$ ) foi escolhido quatro vezes maior em relação ao valor do limitador de ganhos ( $G$ ), a fim de obter um sistema adaptativo com dinâmica de adaptação de parâmetros mais rápida que a parte CC do qZS. Os ganhos de adaptação  $\theta$  também foram inicializados com valores próximos da convergência. O ganho da função sigmoide ( $M$ ) é adaptado por  $\theta_{SM}$  a cada iteração, e foi utilizado unitário. Já  $\varepsilon$  é uma constante que quanto menor é sua amplitude, mais próxima a função sigmoide se aproxima de uma função sinal. Mesmo com um valor pequeno, já se obtém uma considerável redução no efeito de *chattering*, como mostrado em [19].

Já para a estrutura MRAC-SM do tipo realimentação de estados aplicada no controle de corrente, sem a redução do MR, projetado de acordo com [11], os parâmetros utilizados foram os seguintes:  $\gamma = 5000$ ,  $M_0 = 1$  e  $\varepsilon = 0,15$ . Os valores iniciais do vetor  $\zeta$  foram nulos e quanto ao vetor de adaptação,

composto por  $\theta_r$ ,  $\theta_s$ ,  $\theta_{SM}$ ,  $\theta_c$ ,  $\theta_{ic}$ ,  $\theta_{vc}$  e  $\theta_y$ , teve a seguinte inicialização:  $\theta_0^T = [-5 \ -3 \ 1 \ 0,95 \ -4 \ 1,5 \ 0,7]$ . Note que a estrutura MRAC-SM por realimentação de estados e com MR de 3ª ordem possui 2 parâmetros de adaptação extras em relação a estrutura MRAC-SM proposta, em função dos estados do filtro LCL que não são medidos pela estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem.

A Figura 9 apresenta a forma de onda do valor de pico da tensão equivalente de barramento (azul) e da corrente injetada na rede (verde) diante de um degrau de irradiância e consequente variação paramétrica de indutância na rede elétrica para ambas estruturas de controle. A Figura 9.a mostra os resultados obtidos pela estrutura MRAC-SM proposta, com MR de 1ª ordem, com indutâncias na rede de  $0,5mH$ ,  $1mH$  e  $2mH$ . Já a Figura 9.b apresenta os resultados considerando as mesmas variações de indutância para a estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem. Note que ambas estruturas de controle são robustas às variações paramétricas impostas, mesmo em um ambiente de rede bastante fraca, com indutância de  $2mH$ . Entretanto, a estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem apresenta maior tempo de acomodação ( $8ms$ ) contra  $2ms$  da estrutura sem simplificação de MR diante de uma indutância da rede de  $2mH$  (pior caso).

A Figura 10 traz os erros de rastreamento da corrente injetada na rede quando realizada a variação paramétrica de indutância, impondo um ambiente de rede fraca. A Figura 10.a mostra os resultados obtidos pela estrutura MRAC-SM proposta, com MR de 1ª ordem, considerando a adição de indutância na rede de  $0,5mH$ ,  $1mH$  e  $2mH$ . Ainda, a Figura 10.b apresenta os erros de rastreamento considerando as mesmas variações de indutância para a estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem. Note que o erro de rastreamento

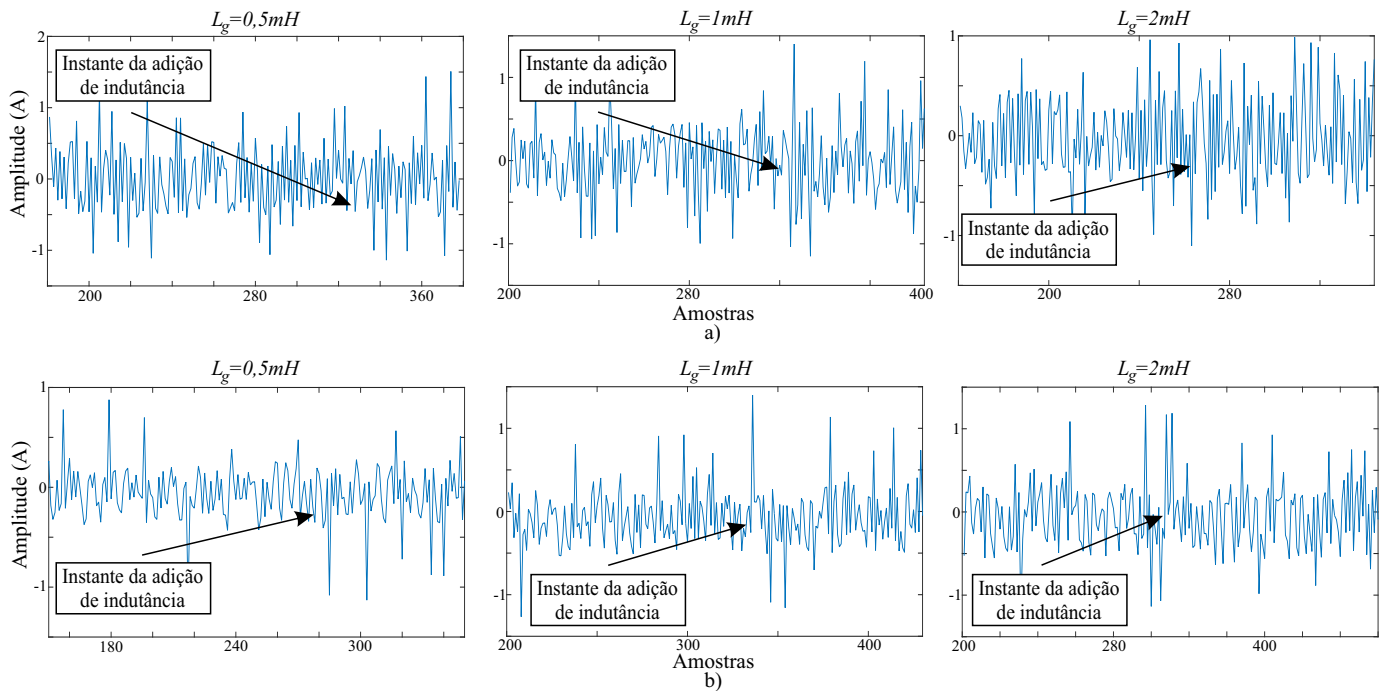


Fig. 10. Erro de rastreamento da corrente injetada na rede. a) MRAC-SM com MR de 1ª ordem; b) MRAC-SM com MR de 3ª ordem.

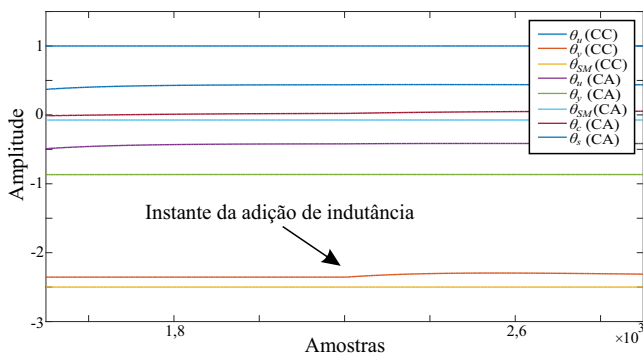


Fig. 11. Ganhos de adaptação obtidos pela estrutura MRAC-SM cascata, com redução de MR.

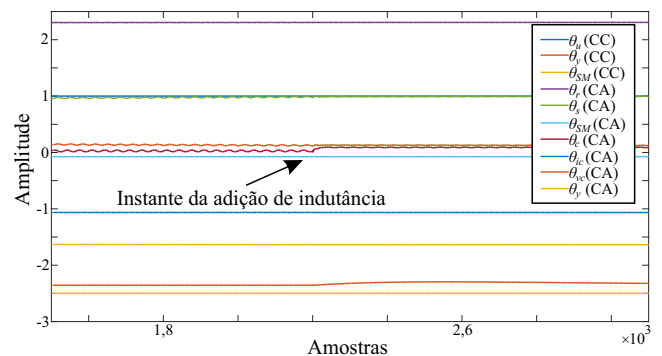


Fig. 12. Ganhos de adaptação obtidos pela estrutura MRAC-SM cascata, sem redução de MR.

de ambas estruturas são similares diante de uma indutância da rede de  $0,5mH$ . Entretanto, conforme a indutância da rede aumenta, o erro de rastreamento da estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem também aumenta. Considerando indutância da rede de  $2mH$  (pior caso), o valor RMS do erro de rastreamento da estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem é  $0,4546A$ , enquanto da estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem é  $0,3336A$ . Essa diferença ocorre pois o pico de ressonância da planta se desloca para uma frequência mais baixa de acordo com o incremento de indutância na rede [16], de modo que a negligência do capacitor do filtro LCL na modelagem provoca perda de informação, pois o modelo de referência reduzido de 1ª ordem e a diminuição do número de parâmetros adaptativos acarreta uma discrepância no MRAC. Entretanto, se o capacitor for relativamente pequeno, essa perda de informação será pequena, como explicado em [16].

Os ganhos de adaptação das estruturas MRAC-SM com MR de 1ª e 3ª ordem são apresentados nas Figuras 11 e 12, respectivamente, quando inserida uma indutância na rede de  $2mH$ . Conforme a rede elétrica apresenta comportamento

mais indutivo, característico de uma rede fraca, é necessário um maior esforço da estrutura de controle para regulação do sistema, pois a tensão equivalente de barramento tende a aumentar para manter o fluxo de potência constante. Dessa forma, o pior caso considerado é com  $L_g = 2mH$ . Note que os ganhos de adaptação de ambas estruturas são perturbados diante da adição de indutância, mas buscam um novo conjunto solução e se acomodam em regime permanente. Ainda, a estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem, do tipo realimentação de estados, apresenta 2 parâmetros adaptáveis e 2 sensores extras se comparada com a estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem, do tipo entrada-saída. Em função da maior complexidade da estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem, do tipo realimentação de estados, um ciclo do sistema de controle é executado em  $47\mu s$ , enquanto a estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem, do tipo entrada-saída, necessita de  $33\mu s$  para processamento, uma redução de 29,8%. Ainda, o controlador MRAC-SM sem redução de modelos detém 104 operações de multiplicação e divisão, enquanto a estrutura MRAC-SM com MR reduzido tem



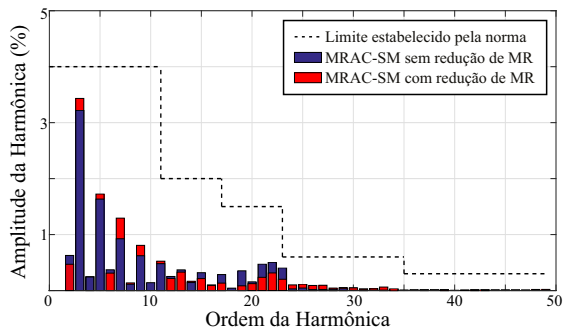


Fig. 13. Distorção Harmônica da forma de onda de corrente injetada na rede com  $L_g = 2mH$  (rede fraca).

66 operações de multiplicação e divisão em seu algoritmo, reduzindo amplamente o custo computacional do sistema.

### B. Análise Espectral da Corrente Injetada na Rede pelas estruturas MRAC-SM com e sem redução de MR

Visando atender a norma ABNT NBR 16149, que limita a taxa de Distorção Harmônica Total (THD - *Total Harmonics Distortion*) da corrente injetada na rede em sistemas fotovoltaicos, foi realizada uma análise do espectro harmônico da corrente injetada na rede para as estruturas adaptativas cascata utilizando controladores MRAC-SM com MR de 1ª e 3ª ordem.

A Figura 13 apresenta as amplitudes das componentes harmônicas da corrente injetada na rede em regime permanente, considerando a presença de indutância na rede de  $2mH$  (pior caso) para as estruturas com controlador MRAC-SM com e sem redução do MR. Em azul estão as componentes harmônicas individuais obtidos pela estrutura MRAC-SM do tipo entrada-saída, com MR de 1ª ordem. Em vermelho se tem as componentes harmônicas individuais utilizando a estrutura MRAC-SM do tipo realimentação de estados, com MR de 3ª ordem. Pode-se observar que ambas estruturas de controle atendem a norma. Entretanto, conforme mostrado nas Figuras 9-10, nota-se que a estrutura MRAC-SM com MR reduzido apresenta mais dificuldade na regulação da corrente injetada na rede quando há um aumento significativo na indutância da rede (rede fraca), o que se reflete em uma THD mais elevada, sendo 4,52% para a estrutura MRAC-SM com MR de 1ª ordem contra 4,13% para a estrutura MRAC-SM com MR de 3ª ordem. Esse aumento da distorção harmônica da estrutura com simplificação do modelo é coerente, uma vez que conforme a indutância da rede aumenta, o pico de ressonância da planta se desloca para uma frequência cada vez mais baixa, conforme [16], próxima da frequência do sinal regulado (60Hz), influenciando mais fortemente o sistema. Assim, como o MR reduzido é de 1ª ordem, há perda de informação em função da desigualdade entre o grau relativo da planta (3) e do MR (1), que fica mais evidente na presença de um distúrbio mais significativo.

## V. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo apresentar o projeto e desenvolvimento de uma estrutura de controle adaptativa do tipo entrada-saída, em cascata, utilizando modelos reduzidos (1ª ordem) das plantas de um conversor *quasi-Z-Source* (5ª e 3ª ordem). Nesse artigo foi comparado o desempenho da

estrutura MRAC-SM desenvolvida com uma estrutura MRAC-SM por realimentação de estados, sem redução do MR. Ambas estruturas de controle foram submetidas a um degrau de carga seguido de variações paramétricas na indutância da rede, impondo um ambiente de rede fraca, com alto teor de indutância. A implementação de um sistema adaptativo com MR de 1ª ordem traz uma maior facilidade de projeto, com equacionamento matemático reduzido e menor esforço computacional, em troca de perda de informação.

A estrutura MRAC-SM proposta, do tipo entrada-saída, com redução do MR, foi capaz de recalculer seus ganhos e adaptar seus parâmetros diante de distúrbios e DNM, onde o controlador se comportou de forma robusta às variações impostas, mantendo o sistema estável e com bom desempenho mesmo na presença de uma indutância na rede de  $2mH$ . Ainda, percebe-se que a estrutura adaptativa proposta foi capaz de atender a norma ABNT NBR 16149, mantendo-se com valores de distorção harmônica dentro do permitido. Em comparação com a estrutura MRAC-SM sem simplificação de modelos, há uma redução no esforço computacional de 29,8%, bem como a eliminação de 2 parâmetros adaptativos e 2 sensores.

Para perspectivas de trabalhos futuros, pode-se investigar a combinação de uma técnica MRAC com uma ação por modos deslizantes de ordem superior, ou com algoritmo de identificação de parâmetros do tipo RLS, que agregue mais desempenho e robustez diante de dinâmicas não modeladas, incertezas e distúrbios em um ambiente de rede fraca para conversores conectados à rede através de um filtro LCL.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001 e com apoio do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída (INCT-GD) – processos no. 465640/2014-1, 423405/2018-7 e 308776/2018-6 (CNPq); 23038.000776/2017-54 (CAPES); e 17/2551-0000517-1 (FAPERGS).

## REFERÊNCIAS

- [1] R. Vidhya, R. Aarthi, M. A. Kaarthick, B. Karthik, P. Hariprakash, “Design and Implementation of Quasi-Z-Source Inverter for Off-grid Photovoltaic Systems”, *International Journal of Computer Science and Mobile Computing*, vol. 4, no. 3, pp. 626–633, Mar. 2015.
- [2] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Set. 2005.
- [3] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, F. Z. Peng, “Modeling and Control of Quasi-Z-Source Inverter for Distributed Generation Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1532–1541, Abr. 2013.
- [4] Y. Zhou, L. Liu, H. Li, “A high-performance photovoltaic module-integrated converter (mic) based on cascaded quasi-z-source inverters (qzsi) using egan fets”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER*

*ELECTRONICS*, vol. 28, no. 6, pp. 2727–2738, Set. 2012.

- [5] D. Sun, B. Ge, F. Z. Peng, A. R. Haitham, Y. Liu, “A new grid-connected PV system based on cascaded H-bridge quasi-Z source inverter”, in *2012 IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, Jul. 2012.
- [6] A. Urtaun, P. Sanchis, L. Marroyo, H. Zhang, Y. Liu, H. Abu-Rub, L. Ben-Brahim, F. Z. Peng, “Modeling, Adaptive Voltage Control of the DC/DC Boost Stage in PV Converters With Small Input Capacitor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5038–5048, Jan. 2013.
- [7] H. Alenius, R. Luhtala, T. Messo, T. Roinila, “Autonomous reactive power support for smart photovoltaic inverter based on real-time grid-impedance measurements of a weak grid”, *Electric Power Systems Research*, vol. 182, p. 106207, Mai. 2020.
- [8] R. A. Guisso, T. Vargas, M. L. S. Martins, H. L. Hey, “Sistema de Controle Multi-Malhas para inversor multi-níveis quasi-Z-Source com uma única fonte de entrada”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 2, pp. 165–176, Jun. 2019.
- [9] U. K. Shinde, S. G. Kadwane, S. P. Gawande, M. J. B. Reddy, D. K. Mohanta, “Sliding Mode Control of Single-Phase Grid-Connected Quasi-Z-Source Inverter”, *IEEE Access*, vol. 5, pp. 10232 – 10240, Mai. 2017.
- [10] C. H. Thelukuntla, V. Mummadi, “Adaptive tuning algorithm for single-phase Z-source inverters”, *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 302 – 312, Fev. 2017.
- [11] R. V. Tambara, L. G. Scherer, H. A. Grundling, “A discrete-time MRAC-SM applied to grid connected converters with LCL-filter”, in *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Jun. 2018.
- [12] K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive control*, 2nd ed., Addison-Wesley, 1995.
- [13] P. Ioannou, J. Sun, *Stable and Robust Adaptive Control*, 1st ed., Prentice-Hall, 1995.
- [14] R. V. Tambara, J. R. Massing, H. Pinheiro, H. A. Grundling, “A digital RMRAC controller based on a modified RLS algorithm applied to the control of the output currents of an LCL-filter connected to the grid”, in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Set. 2013.
- [15] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, H. Pinheiro, “Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters with LCL Filter”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4681–4693, Nov. 2011.
- [16] P. J. D. O. Evald, R. V. Tambara, H. A. Grundling, “A Direct Discrete-Time Reduced Order Robust Model Reference Adaptive Control for Grid-tied Power Converters with LCL Filter”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 3, pp. 361–372, Set. 2020.
- [17] J. C. Giacomini, *Desenvolvimento De Um Inversor Fotovoltaico Trifásico Não Isolado Conectado À Rede Elétrica*, Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil, Mar. 2015.
- [18] P. Ioannou, K. Tsakalis, “A robust discrete-time adaptive controller”, in *25th IEEE Conference on Decision and Control*, Dez. 1986.
- [19] A. Msaddek, A. Gaalou, F. M’sahli, “Comparative study of higher order sliding mode controllers”, in *15th Int. Conf. on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Eng. (STA)*, Dez. 2014.
- [20] R. Bojoi, F. Profumo, G. Griva, “Advanced research and education in electrical drives by using digital real-time hardware-in-the-loop simulation”, in *Proc. of Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition (PEMC)*, Set. 2002.
- [21] R. Cardoso, R. F. Camargo, H. Pinheiro, H. A. Grundling, “Kalman filter based synchronisation methods”, *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 2, no. 4, pp. 542–555, Ago. 2008.
- [22] D. Sun, B. Ge, X. Yan, D. Bi, H. Zhang, Y. Liu, H. Abu-Rub, L. Ben-Brahim, F. Z. Peng, “Modeling, Impedance Design, and Efficiency Analysis of Quasi-Z Source Module in Cascaded Multilevel Photovoltaic Power System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, Fev. 2014.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Guilherme Vieira Hollweg** recebeu seu bacharelado e mestrado em Eng. Elétrica na UFSM em 2017 e 2019, respectivamente. Atualmente é doutorando em Engenharia Elétrica na UFSM. Ainda, é pesquisador do GEPOC e membro da SOBRAEP. Suas principais áreas de interesse incluem teoria e aplicações de controle, controle adaptativo, controle robusto e eletrônica de potência.

**Paulo Jefferson Dias de Oliveira Evald** recebeu seu bacharelado em Eng. de Automação e mestrado em Eng. de Computação pela FURG, em 2016 e 2018. Recebeu seu doutorado em Eng. Elétrica em 2021 pela UFSM. Atualmente, é Professor Assistente na UFN. Além disso, é pesquisador do GEPOC e membro da SOBRAEP. Seus principais tópicos de interesse incluem teoria de controle adaptativo, energias renováveis e aplicações em eletrônica de potência.

**Rodrigo Varella Tambara** recebeu seu bacharelado (2008), mestrado (2010) e doutorado (2014) em Eng. Elétrica pela UFSM. Foi Prof. Assistente na UNIFRA (2014–2016), também foi Prof. Adjunto na UFSM (2016–2018). Atualmente, é Prof. Adjunto no CTISM e Coord. Substituto do curso superior em Tecnologia em Eletrônica Industrial. É um pesquisador do GEPOC, GSEC e membro da SOBRAEP. Seus principais tópicos de interesse incluem teoria e aplicação de sistemas de controle, instrumentação eletrônica e eletrônica de potência.

**Rodrigo Zelir Azzolin** nasceu em São Luiz Gonzaga, RS, em 1981. Possui graduação em Eng. Elétrica (2007), mestrado em Eng. Elétrica (2008) e doutorado em Eng. Elétrica (2012) pela UFSM. Atualmente é docente na FURG. Seus interesses incluem controle de máquinas, sistemas

de geração eólica, controle discreto, e suas aplicações.

**Hilton Abílio Gründling** recebeu seu bacharelado em Eng. Eletrônica na PUCRS em 1977, mestrado em Eng. Elétrica pela UFSC em 1980 e doutorado em Eletrônica e Eng. de Computação pelo ITA em 1995. Trabalhou como Prof. Titular na UFSM de 1980 a 2016. Desde 2017, é Prof. Titular na UFSM-CS. É um pesquisador do GEPOC. Suas principais área de interesse incluem automação eletrônica e controladores adaptativos robustos em tempo discreto.

**Mário Lúcio da Silva Martins** nascido em 1976, em Palmeira das Missões, RS, Brasil, é engenheiro electricista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), RS, Brasil. De 2006 até 2012, atuou como professor na Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), PR, Brasil. Desde 2012, faz parte do Departamento de Eletrônica e Computação da UFSM. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores FV e energias renováveis. Dr. Martins é membro da SOBRAEP e de algumas sociedades do IEEE.

## VI. Apêndice A - Conversor qZS, Modelagem e Funções de Transferência

Para um melhor entendimento do funcionamento do conversor CC-CA, desconsidera-se o filtro LCL de saída, considerando a corrente de saída como uma fonte de corrente contínua, referente ao valor eficaz da corrente senoidal injetada na rede, representada por  $I_{PN}$  [8]. Nessa situação há duas etapas de operação, conforme a Figura 14. 14.a mostra o qZSI operando na primeira etapa, conhecida como *Shoot-Through* (ST). Assumindo que durante um período de chaveamento  $T$  a etapa possui duração  $T_0$ : neste período a chave  $S_0$  está fechada e sobre ela está aplicada a tensão  $v_{PN}$  (0V), forçando o bloqueio de  $D_1$ . Ainda, quanto a tensão dos capacitores, estas são constantes e aplicadas sobre os outros elementos do circuito. No período de ST há o curto-circuito de braço, havendo a magnetização dos indutores. A segunda etapa de operação, representada na Figura 14.b, é chamada de *Não-Shoot-Through* (NST), onde a chave  $S_1$  está bloqueada e a tensão  $v_{PN}$  é igual a soma das tensões de  $C_1$  e  $C_2$ . Logo, a energia armazenada nos indutores é transferida para a carga e acumulada nos capacitores. Esta etapa também é conhecida como desmagnetizante e possui duração  $T_1$ , onde  $T = T_0 + T_1$  e a razão cíclica do período de *Shoot-Through* é  $D = T_0/T$ . O bloqueio de  $S_1$  e a transferência de energia acumulada no indutor forçam a condução de  $D_1$ . Nessa etapa ocorre a transferência de energia da fonte primária para a carga.

Como o conversor qZS é integrado, sendo capaz de realizar a elevação da tensão de entrada, bem como a conversão da potência CC em CA e a injeção de corrente na rede elétrica, são obtidas plantas tanto do lado CC quanto do lado CA. Com relação a modelagem do conversor, existem abordagens desacopladas e acopladas. A abordagem acoplada considera uma planta única para o lado CC e CA, sendo o lado CA normalmente uma carga resistiva. Já a abordagem desacoplada separa o conversor em duas partes, uma referente ao lado CC e outra ao lado CA. A escolha pela abordagem desacoplada

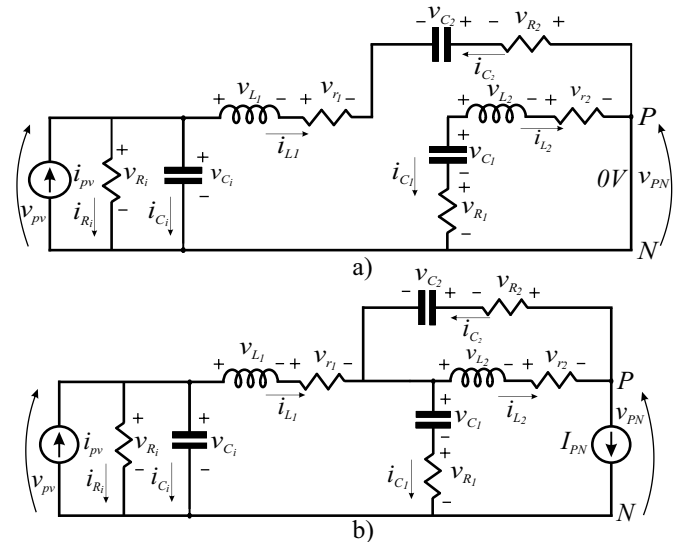


Fig. 14. Etapas de operação do conversor quasi-Z-Source. a) Etapa 1: *Shoot-Through*. b) Etapa 2: *Não-Shoot-Through*.

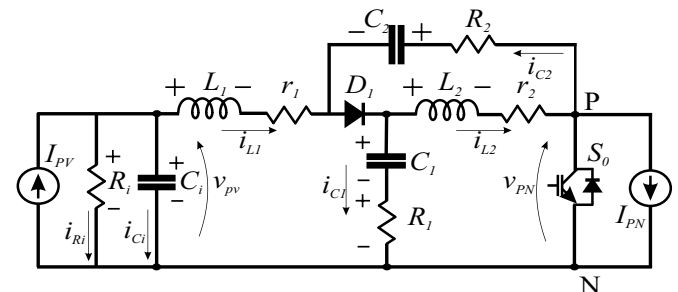


Fig. 15. Modelo elétrico CC equivalente do inversor qZ-source.

é em função da redução da ordem das plantas. Considerando uma planta única através da abordagem acoplada, a ordem do sistema é mais elevada (8ª ordem), dificultando o projeto do controlador. Através da abordagem desacoplada, facilita-se a análise, desenvolvimento e projeto dos controladores. Para o projeto dos controladores foram utilizados dois modelos distintos, um para o lado CC e outro para o lado CA, como mostram as Figuras 15-16, respectivamente.

A análise do qZSI é feita em duas etapas: uma para o período de ST, conforme Figura 15, onde os indutores se magnetizam, e outra para o período de NST, conforme Figura 16, onde há desmagnetização dos indutores e transferência de potência para o lado CA. Mais detalhes sobre o funcionamento e modelagem do conversor qZS são obtidos em [8].

### A. Parâmetros do Conversor

O inversor *quasi-Z-Source* considerado é monofásico, e, portanto, apresenta ondulação de potência em baixa frequência ( $2\omega$ ), discutida em [22]. Dessa forma, o projeto dos elementos que compõem a fonte de impedância,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C_1$  e  $C_2$  são feitos de acordo com [22], considerando a ondulação em 120Hz, com ripples de tensão de 4% nos capacitores e 20% na corrente dos indutores.

O projeto dos elementos do filtro de saída foi feito de acordo com [2], seguindo as restrições e os passos propostos para o projeto. Os valores obtidos para o filtro LCL, bem como dos demais parâmetros que compõem o inversor são:  $P_{PV} = 1560W_{pk}$  é a potência do sistema fotovoltaico,  $V_{PV} = 181,44V$

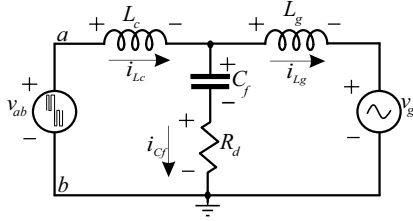


Fig. 16. Modelo elétrico CA equivalente do inversor qZ-source.

é a tensão do arranjo fotovoltaico,  $V_{PN_{pk}} = 300V$  é o valor de pico da tensão de barramento e  $f_s = 10kHz$  é a frequência de chaveamento do inversor. Ainda,  $R_i = 100\Omega$  é a resistência de entrada, em paralelo com a tensão do arranjo FV.  $C_i = 1300\mu F$  é a capacitância de entrada,  $L_1 = L_2 = 1mH$  compõem a impedância da parte CC do qZSI, bem como as capacitâncias  $C_1 = C_2 = 2000\mu F$ .  $V_{grid_{pk}} = 179,6V$  e  $I_{grid_{pk}} = 17,37A$  são os valores correspondentes a tensão e corrente de pico da rede elétrica, respectivamente.  $L_c = 1,5mH$ ,  $L_g = 120\mu H$  e  $C_f = 13\mu F$  fazem parte da impedância que constitui o filtro de terceira ordem. Os resistores  $r_1 = r_2 = 0,47\Omega$  são as resistências parasitas dos indutores e  $R_1 = R_2 = 0,03\Omega$  são as resistências intrínsecas dos capacitores, bem como o resistor  $R_d = 0,9751\Omega$ , responsável por fazer a atenuação do pico de ressonância do filtro LCL. As mudanças de dinâmica nas plantas do conversor com relação aos elementos que compõem a fonte de impedância são mostrados em [3].

### B. Obtenção das Funções de Transferência

A modelagem matemática do conversor *quasi-Z-Source* foi realizada utilizando o modelo médio por espaço de estados, a qual não será apresentada de maneira detalhada nesse trabalho pois o equacionamento é explicado detalhadamente em [8], considerando as etapas de operação dos períodos de ST e NST.

Fazendo o mesmo procedimento para modelagem, conforme [8], pode-se obter as funções de transferência do conversor *quasi-Z-Source*. A função de transferência que relaciona a tensão do arranjo fotovoltaico ( $v_{pv}$ ) em função da razão cíclica do período de ST ( $d_{ST}$ ) é obtida utilizando o modelo CC, mostrado na Figura 15, é

$$G_{(v_{pv}, d_{ST})}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (14)$$

Utilizando o retentor de ordem zero (ZOH) para a discretização de (14), considerando  $T_s = 100\mu s$  como período de amostragem, referente ao inverso da frequência de chaveamento, obtém-se

$$G_{(v_{pv}, d_{ST})}(z) = \frac{d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0}{c_5 z^5 + c_4 z^4 + c_3 z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0}. \quad (15)$$

A função de transferência que relaciona o valor de pico da tensão equivalente de barramento ( $v_{PN}$ ) com o valor eficaz da corrente injetada na rede ( $i_{PN}$ ), também obtida através do modelo CC, é

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(s) = \frac{f_5 s^5 + f_4 s^4 + f_3 s^3 + f_2 s^2 + f_1 s + f_0}{e_5 s^5 + e_4 s^4 + e_3 s^3 + e_2 s^2 + e_1 s + e_0}. \quad (16)$$

Fazendo o uso do ZOH para a discretização de (16), com  $T_s = 100\mu s$ , mantendo todos os sinais discretizados utilizando o mesmo período de amostragem, obtém-se

$$G_{(v_{PN}, i_{PN})}(z) = \frac{h_5 z^5 + h_4 z^4 + h_3 z^3 + h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{g_5 z^5 + g_4 z^4 + g_3 z^3 + g_2 z^2 + g_1 z + g_0}. \quad (17)$$

Já a função de transferência que relaciona a corrente injetada na rede ( $i_{Lg}$ ) e a razão cíclica do período de NST ( $d_{NST}$ ), está representada em (18), obtida através do modelo CA mostrado na Figura 16.

$$G_{(i_{Lg}, d_{NST})}(s) = \frac{n_1 s + n_0}{m_3 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + m_0}. \quad (18)$$

Da mesma forma, utilizando o ZOH para fazer a discretização de (18), com  $T_s = 100\mu s$ , chega-se em

$$G_{(i_{Lg}, d_{NST})}(z) = \frac{r_2 z^2 + r_1 z + r_0}{q_3 z^3 + q_2 z^2 + q_1 z + q_0}, \quad (19)$$

e os coeficientes das funções de transferência apresentadas em (14)-(19) são mostrados nas Tabelas I, II e III.

**TABELA I**  
Coeficientes da Planta  $G_{(v_{pv}, d_{ST})}$  (Lado CC)

| Coefficiente | Valor                 | Coefficiente | Valor                  |
|--------------|-----------------------|--------------|------------------------|
| $b_3$        | $2,598 \cdot 10^9$    | $b_2$        | $1,287 \cdot 10^{12}$  |
| $b_1$        | $1,293 \cdot 10^{15}$ | $b_0$        | $-6,142 \cdot 10^{15}$ |
| $a_5$        | $2,6 \cdot 10^1$      | $a_4$        | $2,62 \cdot 10^3$      |
| $a_3$        | $4,446 \cdot 10^6$    | $a_2$        | $1,906 \cdot 10^9$     |
| $a_1$        | $9,275 \cdot 10^{11}$ | $a_0$        | $1,829 \cdot 10^{12}$  |
| $d_4$        | 4,908                 | $d_3$        | -9,638                 |
| $d_2$        | $7,841 \cdot 10^{-3}$ | $d_1$        | 9,314                  |
| $d_0$        | -4,591                | $c_5$        | 1                      |
| $c_4$        | 4,888                 | $c_3$        | 9,567                  |
| $c_2$        | -9,376                | $c_1$        | 4,601                  |
| $c_0$        | -0,9041               |              |                        |

**TABELA II**  
Coeficientes da Planta  $G_{(v_{PN}, i_{PN})}$  (Lado CC)

| Coefficiente | Valor                   | Coefficiente | Valor                   |
|--------------|-------------------------|--------------|-------------------------|
| $f_5$        | $-2,503 \cdot 10^{-14}$ | $f_4$        | $-3,594 \cdot 10^{-10}$ |
| $f_3$        | $-3,677 \cdot 10^{-7}$  | $f_2$        | $-5,229 \cdot 10^{-4}$  |
| $f_1$        | 0,2125                  | $f_0$        | -65                     |
| $e_5$        | $5,2 \cdot 10^{-13}$    | $e_4$        | $5,24 \cdot 10^{-10}$   |
| $e_3$        | $8,891 \cdot 10^{-7}$   | $e_2$        | $3,813 \cdot 10^{-4}$   |
| $e_1$        | 0,1855                  | $e_0$        | 0,3658                  |
| $h_5$        | -0,04814                | $h_4$        | 0,1712                  |
| $h_3$        | -0,211                  | $h_2$        | 0,08627                 |
| $h_1$        | 0,01632                 | $h_0$        | -0,01467                |
| $g_5$        | 1                       | $g_4$        | -4,888                  |
| $g_3$        | 9,567                   | $g_2$        | -9,376                  |
| $g_1$        | 4,601                   | $g_0$        | -0,9041                 |

**TABELA III**  
Coeficientes da Planta  $G_{(i_{Lg}, d_{NST})}$  (Lado CA)

| Coefficiente | Valor              | Coefficiente | Valor                |
|--------------|--------------------|--------------|----------------------|
| $n_1$        | $7,505 \cdot 10^9$ | $n_0$        | $6,00 \cdot 10^{14}$ |
| $m_3$        | $2,268 \cdot 10^1$ | $m_2$        | $2,015 \cdot 10^4$   |
| $m_1$        | $1,611 \cdot 10^9$ | $m_0$        | 0,00                 |
| $r_2$        | 32,78              | $r_1$        | 50,55                |
| $r_0$        | 10,85              | $q_3$        | 1,00                 |
| $q_2$        | 0,117              | $q_1$        | -0,7057              |
| $q_0$        | -0,4113            |              |                      |