

Controle Adaptativo por Modelo de Referência para Regulação da Tensão de Barramento do Inversor quasi-Z-Source

Guilherme Vieira Hollweg

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, RS, Brasil
guilhermehollweg@gmail.com

Rodrigo Zelir Azzolin
Universidade Federal do Rio Grande (FURG)
Rio Grande, RS, Brasil
rodrigoazzolin@gmail.com

Everson Mattos

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (CRS-INPE)
Santa Maria, RS, Brasil
everson.mattos@gmail.com

Mário Lúcio da Silva Martins
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC)
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Santa Maria, RS, Brasil
mariolsm@gmail.com

Rodrigo Varella Tambara

Colégio Técnico Industrial de Santa Maria (CTISM)
Santa Maria, RS, Brasil
rodvarella@yahoo.com.br

Abstract - A DC-AC converter has several applications in the industry and its use is increasing frequently. When applied to photovoltaic (PV) systems, where the voltage of the solar array is small, a boost converter must operate elevating the electrical voltage and an inverter is needed to convert the DC to AC energy. This paper presents a quasi-Z-source inverter (qZSI), which is a topology derived from the traditional Z-source-inverter (ZSI). The qZSI has all the advantages of ZSI, which can perform a buck/boost and inversion in a single stage with improved reliability. Moreover, the qZSI has the following advantages: lower component ratings and constant DC current from the PV array. The aim of this paper is to design and propose a Modern Control technique using Model Reference Adaptive Control (MRAC) to control the DC link Voltage, considering that the classical control cannot guarantee robustness and stability against parametric variations. At the end, simulation results are shown using the proposed controller.

Keywords: DC-AC converter, *quasi-Z-Source* inverter, Model Reference Adaptive Control.

Resumo – Um conversor CC-CA tem diversas aplicações na indústria e sua utilização é cada vez mais recorrente quando aplicado a sistemas fotovoltaicos, onde a tensão do arranjo solar é pequena e CC. Normalmente, um conversor *boost* é utilizado para elevar a tensão dos painéis fotovoltaicos antes de efetuar a conversão. Esse artigo apresenta um inversor *quasi-Z-Source* (qZSI), que consiste em uma topologia oriunda do tradicional *Z-Source* (ZSI). O inversor qZSI tem todas as vantagens herdadas do conversor ZSI, como realização de rebaixamento/elevação de tensão e inversão em um único estágio com maior confiabilidade. Além disso, o conversor qZSI apresenta as seguintes características: redução do stress dos componentes e drenagem constante de corrente do painel fotovoltaico. O objetivo deste trabalho é fazer a modelagem do inversor qZSI por espaço de estados e desenvolver um controlador moderno através de um Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC). Essa abordagem foi utilizada tendo em vista que o controle clássico não é capaz de garantir robustez e estabilidade diante de algumas variações paramétricas e dinâmicas não modeladas, considerando a

planta obtida. Por fim, o artigo traz resultados de simulação utilizando o controlador desenvolvido.

Palavras-Chave: conversor CC-CA, inversor *quasi-Z-Source*, Controle Adaptativo por Modelo de Referência.

I. INTRODUÇÃO

A rápida degradação ambiental e a consciência de que os combustíveis fósseis são finitos criaram uma preocupação com outras fontes alternativas de geração de energia. Portanto, um grande esforço de pesquisa é conduzido ao longo do mundo para promover formas de gerar energia durável, menos agressiva ao meio-ambiente, e de forma economicamente viável. Entre essas alternativas, aquelas mais importantes são a geração de energia solar, eólica e biomassa [1].

Essas formas de geração de energia são amplamente aceitas em aplicações que envolvem *smart-grids* [2] e tendo em vista aplicações residenciais de pequeno porte, a energia

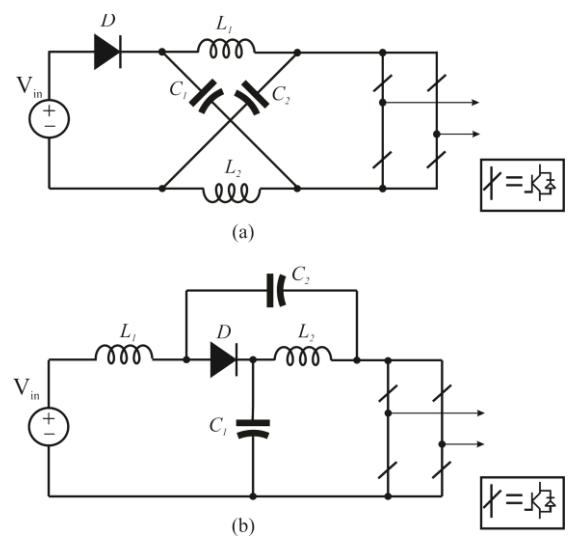


Figura 1. Conversores: (a) conversor *Z-Source*; (b) conversor *quasi-Z-Source*.

proveniente do sol é uma opção cada vez mais viável. Para a injeção de energia solar na rede elétrica, deve-se fazer a conversão de energia contínua em alternada, e para isso, utiliza-se um inversor de frequência. Existem diversas topologias de conversores DC-AC, cada uma com suas características, faixas de operação diferentes, vantagens e desvantagens.

O inversor de frequência *Z-Source* foi mostrado como uma alternativa para utilização em aplicações residenciais [3-4] devido a sua característica *boost* e inversão de frequência em um único estágio. Surgiu então uma topologia derivada do *Z-Source*, o inversor *quasi-Z-Source* (qZSI). Esse conversor herda todas as características do conversor *Z-Source*, mas tem duas mudanças importantes: a redução do *stress* dos componentes e a drenagem constante de corrente do painel fotovoltaico [5-7]. O conversor *Z-Source* e *quasi-Z-Source* são representados na Figura 1.

Este artigo trata da modelagem por variáveis de estado e do desenvolvimento de um controlador moderno utilizando um Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) para o conversor *quasi-Z-source*. Sistemas adaptativos foram usados em topologias *Z-Source* [8-9].

Dessa forma, é apresentada a descrição do funcionamento do conversor *quasi-Z-Source* na seção II; na seção III mostra-se o modelo médio por espaço de estados e suas simplificações; na seção IV mostra-se o projeto do controlador; na seção V apresentam-se os resultados de simulação utilizando o controlador proposto e por fim as conclusões.

II. DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR CC-CA

Supõe-se que o conversor qZ-*Source* opere no modo de condução contínua (CCM). Nessa situação há duas etapas de operação, conforme a Figura 2.

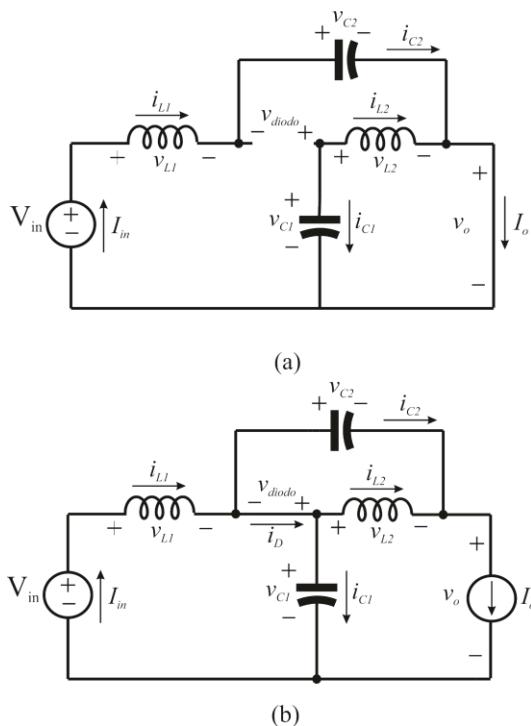


Figura 2 – Conversor *quasi-Z-Source*: (a) primeira etapa de operação;
(b) segunda etapa de operação.

A Figura 2 (a) mostra o conversor qZ-*Source* operando na primeira etapa, conhecida como *shoot-through* (ST). Assumindo que durante um período de chaveamento T , a etapa possui duração de T_0 . Nesta etapa a chave S está fechada, e sobre ela está aplicada a tensão v_o , que nessa etapa é 0V, forçando o bloqueio de D. No período de ST há o curto-circuito de braço, havendo a magnetização dos indutores, onde suas correntes crescem linearmente.

Na segunda etapa de operação, representado na Figura 2 (b), chamada de não *shoot-through* (NST), a chave S está bloqueada e a tensão v_o não apresenta valor nulo. 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 de 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 e a transferência de energia acumulada no indutor forçam a condução do diodo D. Nessa etapa ocorre a transferência de energia da fonte primária para a carga.

III. MODELO MÉDIO POR ESPAÇO DE ESTADOS

Para se encontrar o modelo médio por espaço de estados, assume-se que os *ripples* de tensão do capacitor e corrente do indutor sejam pequenos. Ou seja, muito menores do que o valor da tensão e corrente desses componentes no ponto quiescente. 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 [10-11].

Considerando o circuito apresentado na Figura 2, o modelo por espaço de estados na primeira etapa de operação do conversor é dado por (1) e (2).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{in} \end{bmatrix} \quad (2)$$

O modelo por espaço de estados para a segunda etapa de operação é dado por (3) e (4).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & \frac{1}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_o \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L1} \\ \dot{i}_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{in} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

Onde \mathbf{A}_1 e \mathbf{A}_2 são as matrizes dinâmicas, \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 são as matrizes de controle, \mathbf{C}_1 e \mathbf{C}_2 são as matrizes de saída, \mathbf{E}_1 e \mathbf{E}_2 são as matrizes de transmissão direta, \mathbf{u} é o vetor de entrada, \mathbf{x} é o vetor de estados e \mathbf{y} é o vetor de saída. Ponderando pela razão cíclica, tem-se a Equação (5).

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1-D) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1-D) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1-D) \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1-D) \end{aligned} \quad (5)$$

O modelo por espaço de estados pode ser escrito de acordo com (6).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} + \mathbf{Eu} \end{aligned} \quad (6)$$

Para se obter o ponto quiescente, faz-se $dx/dt = 0$. Aplicando-se em (6), $\mathbf{x}(t) = \mathbf{X}$ e $\mathbf{y}(t) = \mathbf{Y}$, conforme mostra a Equação (7).

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{A}' \mathbf{BU} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{CA}' \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U} \end{aligned} \quad (7)$$

O vetor de estados e o vetor de saída para o ponto de operação são dados pela Equação (8), onde o vetor de saída são os próprios estados.

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{Co} \\ X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o(1-D) \\ (1-2D) \\ I_o(1-D) \\ (1-2D) \\ V_i(1-D) \\ (1-2D) \\ DV_i \\ (1-2D) \\ V_i(1-D) \\ 1-2D \end{bmatrix} \quad (8)$$

Perturbando as variáveis de estado e de entrada e aplicando-se na Equação (6), encontra-se um sistema

expandido, devido à razão cíclica, que também deve ser perturbada. As matrizes que compõe esse sistema de equações são mostradas na Equação (9).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{A} \\ \mathbf{B}_p &= [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U}] \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C} \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{U}] \end{aligned} \quad (9)$$

O modelo médio de pequenos sinais para o conversor é dado na Equação (10).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x} &= \mathbf{A}_p \mathbf{x} + \mathbf{B}_p \mathbf{u}^* \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_p \mathbf{x} + \mathbf{E}_p \mathbf{u}^* \end{aligned} \quad (10)$$

Onde \mathbf{u}^* é o vetor de entrada acrescido da razão cíclica perturbada, ou seja, $\mathbf{u}^* = [\tilde{v}_i \quad \tilde{d}]^T$.

A. Ganho Estático do Conversor quasi-Z- Source

De acordo com as Equações (1) e (3), temos:

$$\begin{cases} V_{L1} = \bar{v}_{L1} = \frac{T_o(-V_{C2} + V_{in}) + T_1(V_{in} - V_{C1})}{T} = 0 \\ V_{L2} = \bar{v}_{L2} = \frac{T_o(V_{C1}) + T_1(V_{C2})}{T} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Então,

$$V_{C1} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{in} \quad V_{C2} = -\frac{T_0}{T_1 - T_0} V_{in} \quad (12)$$

Com base na Equação (6), temos:

$$\hat{v}_o = V_{C1} - V_{C2} = V_{in} \frac{1}{(1-2D)} = BV_{in} \quad (13)$$

onde B é o fator boost do qZSI.

A razão cíclica do período de ST do inversor qZ-Source está limitada devido ao ganho estático da equação (13), o qual tende ao infinito quando D é 0,5. Dessa maneira, com valores próximos a 0,5 o ganho estático aumenta muito rapidamente. É comum que o valor máximo da razão cíclica do período magnetizante esteja em torno de 0,4. [1;3;5].

IV. FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Aplicando a transformada de Laplace em (10), encontra-se a matriz de funções de transferência dada na Equação (14).

$$\mathbf{G} = \mathbf{C}_p (Is - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p + \mathbf{E}_p \quad (14)$$

Para o controle da tensão de saída do conversor, necessita-se da função de transferência que relaciona V_o com a razão cíclica ($G_{(V_o, D)}(s)$), dada pela Equação (15).

$$G_{(V_o, D)}(s) = k \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_0} \quad (15)$$

onde os coeficientes k , a_0 , a_1 , a_2 , b_0 e b_2 são dados na Tabela I.

Para o projeto do controlador, pode-se reduzir a ordem do

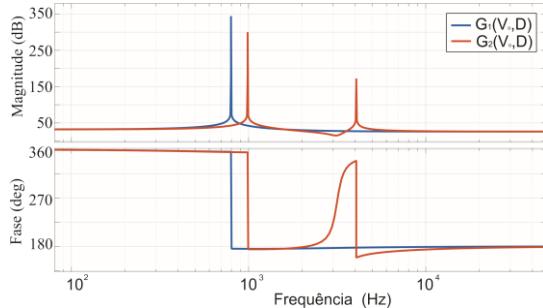


Figura 3. Diagramas de Bode quando a função de transferência $G_{(V_o, D)}(s)$ apresenta capacitores com valores iguais (azul) e distintos (vermelho).

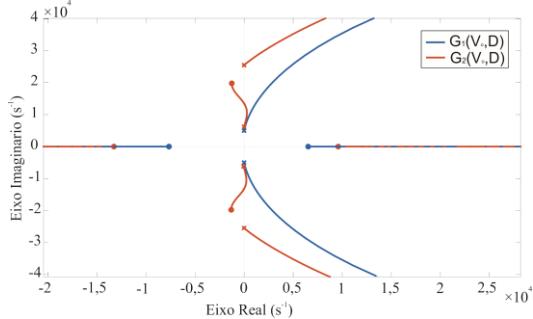


Figura 4. Lugar das Raízes quando a função de transferência $G_{(V_o, D)}(s)$ apresenta capacitores com valores iguais (azul) e distintos (vermelho).

sistema escolhendo adequadamente os valores dos componentes. Ou seja, se for imposto que $C_1=C_2$ e $L_1=L_2$ o sistema passa a ter uma função de transferência de segunda ordem, devido ao cancelamento de polos e zeros, bem como a exclusão de polos e zeros não dominantes, conforme pode ser visto nos diagramas de Bode da Figura 3 e no Lugar das Raízes da Figura 4. Com a redução da ordem do sistema há a simplificação do projeto do controlador de tensão de saída, o que é desejável.

A planta foi obtida com base nos valores de projeto descritos na Tabela II. A frequência de chaveamento e amostragem utilizada foi de 100kHz, a razão cíclica do ST foi considerada como sendo 0,4 (caso crítico), tensão do arranjo fotovoltaico de 10V, corrente de saída de 3,5A e potência do conversor monofásico de 175W.

Conforme mostrado na Figura 5, a variação de razão cíclica do período de ST (0,1 a 0,4) apresenta uma mudança considerável na planta, com a frequência de ressonância do sistema em malha aberta variando de 300 a 1,3kHz.

Tabela I - Coeficientes da planta obtida em (15)

Coeficiente	Valor
k	1
a_0	$1 \cdot 10^9$
a_1	$-2,1 \cdot 10^5$
a_2	-50
b_0	$1 \cdot 10^9$
b_2	1

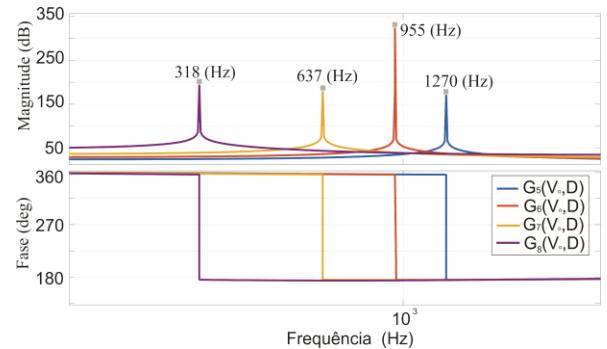


Figura 5. Variação da razão cíclica do período de Shoot-Through (0,1 a 0,4) considerando $G_{(V_o, D)}(s)$ como uma função de transferência de segunda ordem ($L_1=L_2; C_1=C_2$)

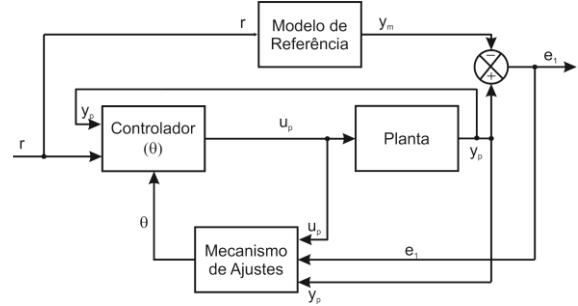


Figura 6 – Diagrama de blocos do sistema

Além disso, o inversor pode sofrer com outras variações provenientes de dinâmicas não modeladas, como a variação da impedância da rede, por exemplo. Considerando essas mudanças na dinâmica do sistema, um controlador clássico pode não ser suficiente para fazer a regulação da tensão de barramento do sistema, tendo em vista que o controlador clássico é projetado com base em um ponto quiescente, e variações abruptas na planta podem levar o sistema para a instabilidade. Por isso a importância da utilização de um controlador capaz de se adaptar a essas mudanças.

Tabela II- Características de projeto para o conversor qz-Source

Característica	Valor	Unidade
C_1	100	uF
C_2	100	uF
L_1	100	uH
L_2	100	uH
F_s	100	kHz
T_s	$1 \cdot 10^{-6}$	s
D	0,4	-
V_{pv}	10	V
I_o	3,5	A
P	175	W

V. PROJETO DO CONTROLADOR

O controlador adaptativo a ser projetado deverá ser robusto às variações paramétricas e garantir estabilidade ao sistema mesmo com mudanças na planta e distúrbios externos, desde que previamente modelados e dentro de uma faixa aceitável considerada no momento de projeto.

Tabela III - Coeficientes da planta simplificada

Coeficiente	Valor
k	1
a_0	$1 \cdot 10^9$
b_0	$4 \cdot 10^6$
b_2	1

Observando a Figura 4, percebe-se que a planta do conversor qZ-Source é de fase não mínima, apresentando um zero no semi-plano direito, característica da parcela *boost* do inversor de frequência. Portanto, para que seja possível projetar um MRAC é necessário tornar a planta a ser controlada, e consequentemente modelo de referência, com fase mínima [11].

Uma possível alternativa é projetar um controlador *Feed-Forward* em paralelo (PFC) com a planta, criando assim uma planta aumentada que represente bem a planta real, mas sem zeros no semi-plano direito [12]. Outra possível solução é escolher uma planta simplificada $G_o(s)$, que também bem representa a planta real, de fase mínima, modelando os zeros do semi-plano direito como uma dinâmica não modelada (DNM) aditiva ou multiplicativa. Dessa forma, o modelo de referência $W_m(s)$ é projetado com base neste modelo simplificado. Por ser a alternativa mais simples, essa solução foi adotada para projeto do MRAC [13]. O diagrama de blocos da Figura 6 apresenta o esquema de controle do conversor.

A planta simplificada $G_o(s)$ tem o seguinte formato:

$$G_o(s) = k \frac{a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (16)$$

onde os coeficientes k , a_0 , b_0 e b_2 são expressos na Tabela III.

A planta real $G_{(V_o,D)}(s)$ e a planta simplificada $G_o(s)$ foram discretizadas no plano z , onde se obtém $G_{(V_o,D)}(z)$ e $G_o(z)$, mostradas em (17) e (18).

$$G_o(z) = k \frac{a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (17)$$

$$G_{(V_o,D)}(z) = k \frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (18)$$

A Tabela IV representa os coeficientes de (17) e (18).

Tabela IV - Coeficientes das plantas real e simplificada discretizada em z

Coeficiente	$G_{(V_o,D)}(z)$	$G_o(z)$
k	1	1
a_0	-47,84	0,05
a_1	97,94	0,05
a_2	-50	-
b_0	1	1
b_1	-2	-2
b_2	1	1

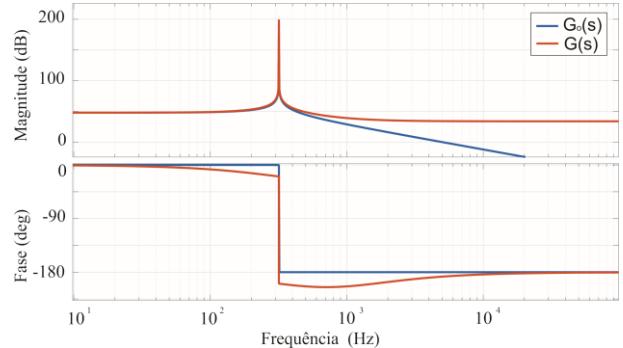


Figura 7 - Diagramas de Bode comparando a planta simplificada $G_o(s)$ com o modelo real $G(s)$.

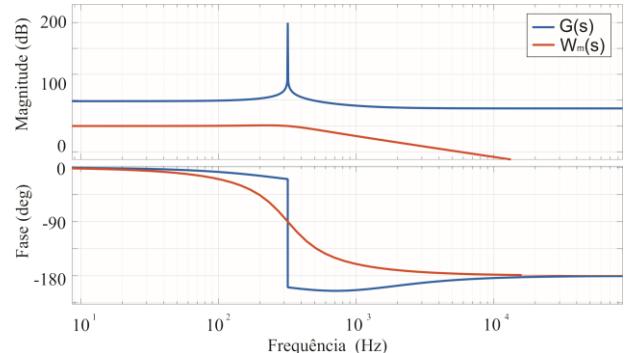


Figura 8 – Diagramas de Bode comparando a planta real $G(s)$ com o modelo de referência $W_m(s)$

O grau relativo de $G_o(s)$ é 2. Portanto, o modelo de referência será projetado com base no modelo simplificado, com grau relativo 2, tendo em vista que $W_m(s)$ deve possuir o mesmo comportamento da planta a ser controlada. O modelo de referência escolhido é mostrado na Equação (19), e o mesmo é convertido para o plano discreto na sequência, obtendo-se (20).

$$W_m(s) = k \frac{a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (19)$$

$$W_m(z) = k \frac{a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0} \quad (20)$$

A Tabela V mostra os coeficientes de $W_m(s)$ e $W_m(z)$.

Tabela V - Coeficientes do modelo de referência nos planos s e z

Coeficiente	$W_m(s)$	$W_m(z)$
k	1	1
a_0	$4 \cdot 10^6$	$1,97 \cdot 10^4$
a_1	-	$1,98 \cdot 10^4$
a_2	-	-
b_0	$4 \cdot 10^6$	0,982
b_1	$2 \cdot 10^3$	-1,98
b_2	1	1

A equação implementável discreta obtida para o modelo de referência está representada em (21).

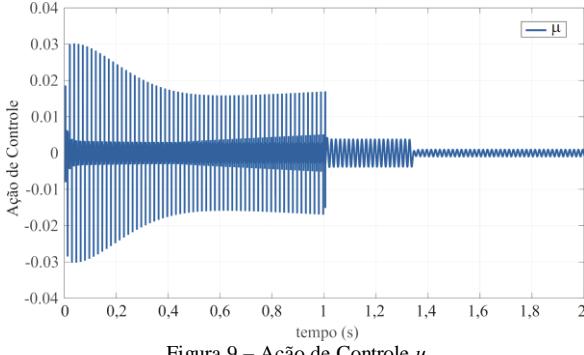


Figura 9 – Ação de Controle u

$$y_m(k) = -\alpha_1 y_m(k-1) - \alpha_2 y_m(k-2) + \\ + \beta_1 r(k-1) + \beta_2 r(k-2) \quad (21)$$

A equação implementável discreta referente a saída da planta é mostrada em (22).

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) + \\ + b_o u(k-1) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) \quad (22)$$

Assim, o erro de rastreamento pode ser expresso por (23).

$$e(k) = y(k) - y_m(k) \quad (23)$$

Quando o grau relativo da planta for $n^* > 1$, o algoritmo de adaptação pode ser escrito de acordo com (24) [8].

$$\dot{\theta} = -\Gamma \operatorname{sgn}(\hat{\rho}) e_1 \zeta \quad (24)$$

Para adicionar robustez ao sistema, tendo em vista que as leis de adaptação não normalizadas podem divergir quando o sinal de referência possuir amplitude muito elevada, foi utilizado um normalizador m^2 [11;13], representado pela equação (25).

$$m^2 = 1 + \zeta^T \zeta \quad (25)$$

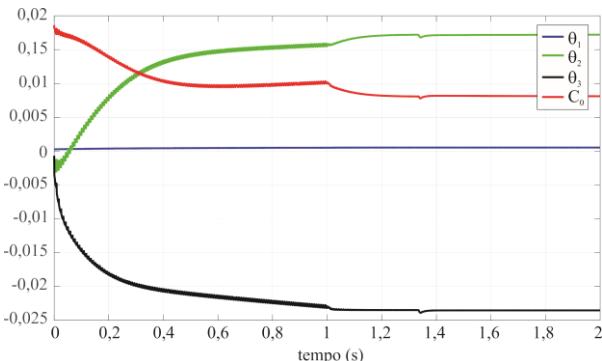


Figura 10 – Parâmetros θ_0 , θ_1 , θ_2 e C_0

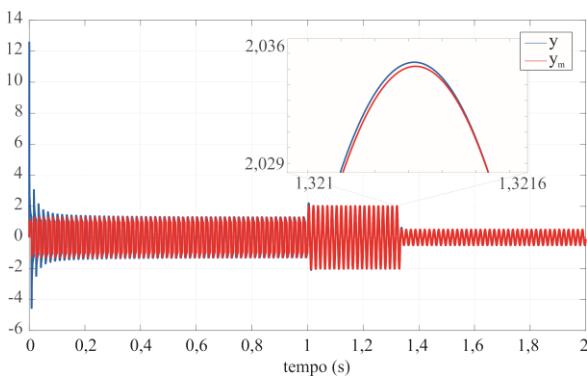


Figura 11 – Saídas y e y_m

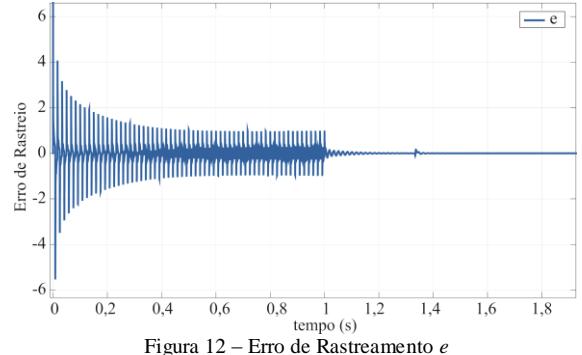


Figura 12 – Erro de Rastreamento e

A Figura 7 mostra os diagramas de Bode comparando a planta simplificada $G_o(s)$ com o modelo real $G(s)$.

É importante ressaltar que a planta simplificada necessita ter uma dinâmica muito próxima da planta original, e o ganho precisa ser semelhante ao real nas frequências de interesse. Além disso, é possível observar que após o pico de ressonância, a planta simplificada diverge gradativamente da planta real. Todavia, esse comportamento acontece próximo a 1kHz. Como a frequência de interesse está situada em torno de 60Hz, esse comportamento pode ser desprezado.

A Figura 8 representa os diagramas de Bode comparando a planta real $G(s)$ com o modelo de referência $W_m(s)$. Diferente da função de transferência da planta simplificada, a função de transferência do modelo de referência necessita ter ganho unitário para não haver divergência quanto ao sinal de entrada do sistema. Com relação a fase, $W_m(s)$ é mais amortecido, e não detém zeros no semi-plano direito, apresentando uma variação mais suave se comparada com $G(s)$.

VI. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nessa seção serão apresentados resultados de simulação do conversor quasi-Z-Source utilizando o MRAC projetado anteriormente. Conforme pode ser observado na Figura 9, que representa a ação de controle u do conversor CC-CA, podemos verificar que até o período de 1s a ação de controle apresenta uma variação mais acentuada. Isso acontece por que o algoritmo desenvolvido teve como sinal de entrada uma forma de onda quadrada, rica em frequência, para acelerar o processo de convergência dos ganhos. Em 1s é trocada a referência para uma forma de onda senoidal, e em 1,33s a senoide tem sua amplitude reduzida de 2 para 0,5. Em ambos os degraus de carga, podemos verificar que a ação de controle se mantém estável e dentro do esperado.

É possível observar na Figura 10 que os parâmetros θ_0 , θ_1 , θ_2 e C_0 convergem para os valores finais, e mesmo após os degraus de carga em 1s e 1,33s, respectivamente, há um curto período transitório até os ganhos convergirem novamente. A taxa de adaptação de ganhos utilizada na simulação foi 2. Esse valor não deve ser muito elevado por que a planta possui um ganho de 50dB. Portanto, uma pequena alteração na taxa de adaptação, eleva muito o ganho, saturando a ação de controle.

A Figura 11 apresenta os sinais de saída da planta simplificada e do modelo de referência. É possível observar que os valores de saída estão praticamente em fase, ou seja, o erro é muito pequeno. Com relação à Figura 12, percebe-se que o erro de rastreamento oscila em um valor próximo a zero. Esse comportamento é oriundo da característica de fase não mínima da planta do inversor *qZ-Source*.

Com relação aos resultados obtidos na literatura com controle clássico, o controlador adaptativo surge como uma oportunidade para ajuste dos ganhos do sistema diante de variações paramétricas e distúrbios externos, adaptando-se e regulando o sistema em situações onde o controlador clássico, projetado para um ponto quiescente de operação, não seria capaz de regular.

VII. CONCLUSÃO

O conversor *quasi-Z-Source* proposto nesse trabalho apresenta-se como uma opção interessante para aplicações em sistemas fotovoltaicos residenciais, pois, além de deter a função *buck/boost* e realizar conversão de energia em um único estágio, se comparado com o conversor *Z-Source*, ainda obtém algumas vantagens em seu funcionamento, como o indutor que drena corrente da fonte de entrada e a redução da tensão aplicada ao capacitor C_2 .

Levando em consideração a planta obtida na modelagem do inversor, bem como as variações paramétricas oriundas da mudança de razão cíclica, e as possíveis variações paramétricas da rede, um controlador clássico pode não ser capaz de garantir robustez e estabilidade diante de severas variações na planta, pois este tipo de controlador é projetado levando em consideração um ponto quiescente de operação, com ganhos fixos e não adaptáveis, de modo que variações significativas na planta real poderão vir a levar o sistema para a instabilidade.

Neste trabalho mostrou-se a modelagem do inversor *qZ-Source* utilizando a abordagem por espaço de estados e o projeto de um controlador adaptativo por modelo de referência, com base em um modelo simplificado, mas de dinâmica bastante semelhante à da planta observada, robusto a variações paramétricas modeladas e pré-estabelecidas durante seu equacionamento. Observou-se nos resultados apresentados nas Figuras 9, 10 e 11, que o conversor segue o modelo de referência, os parâmetros θ_0 , θ_1 , θ_2 e C_0 convergem e o sistema apresenta erro nulo em regime permanente, sendo robusto a variações paramétricas.

AGRADECIMENTOS

Os autores deste trabalho agradecem aos órgãos de fomento CAPES, CNPq e FAPERGS pelo suporte financeiro (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] R. Vidhya, et. al., “Design and Implementation of Quasi-Z-Source Inverter for Off-grid Photovoltaic Systems”, International Journal of Computer Science and Mobile Computing, Vol. 4, Issue.3, pg. 626-633, 2015.
- [2] V. Gungor, et. al., “Smart Grid Technologies: Communication Technologies and standards”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 7, issue 4, pg. 529-539, 2011.
- [3] Y. Huang, M. S. Shen, F. Z. Peng, J. Wang, “Z-Source inverter for residential photovoltaic systems,” IEEE Trans. on Power Electron., vol. 21, nº 6, pg. 1776-1782, 2006.
- [4] R. Badin, Y. Huang, F.Z. Peng, H.G. Kim, “Grid Interconnected ZSource PV System”, Proc. IEEE PESC’07, Orlando, FL, pg. 2328-2333, 2007.
- [5] J. Anderson, F.Z. Peng, “Four Quasi-Z-Source Inverters,” Proc. IEEE PESC’08, Rhodes, Greece, 2008.
- [6] Y. Li, et.al., “Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation Systems”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009.
- [7] J.-H. Park, H.-G. Kim, E.-C. Nho, T.-W. Chun, and J. Choi, “Grid-connected PV system using a quasi-Z-Source inverter,” em Rec. IEEE/APEC, 15-19 2009, pp. 925 –929
- [8] V. Hande, A. Bansode, R. Ankushe, D. Patil, “Adaptive voltage control using Z-source inverter interfaced with distributed energy resources”, International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies, 2014.
- [9] C. Thelukuntla, V. Mummadi, “Adaptive tuning algorithm for single-phase Z-source inverters”, IET Power Electronics, vol. 10, nº 3, pg 302-312.
- [10] Ericson, R. “Fundamentals of Power Electronics” 2nd edition, 2001.
- [11] P.A. Ioannou, J. Sun, Stable and Robust Adaptive Control. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [12] J. R. Massing, H. Pinheiro, “Controlador Adaptativo de Corrente com Compensação Feedforward para Conversores Estáticos Controlados em Tensão Conectados a Rede com Filtro LCL”, Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2010.
- [13] K. J. Åström, B. Wittenmark, Adaptive control, 2nd edition, Addison-Wesley, 1995.