

# Modelagem e Controle de um Inversor Diferencial Buck-Boost com Técnica de Linearização de Ganho Estático para Redução de Distorção Harmônica

Ion L. dos Santos\*, Anderson J. Balbino\*, Jéssika M. de Andrade\* e Telles B. Lazzarin\*

\*Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica

Instituto de Eletrônica de Potência (INEP)

Florianópolis, Brasil

Email: ionleandrods@gmail.com, andersonjbalbino@gmail.com, jessikameloadrade@hotmail.com, telles@inep.ufsc.br

**Resumo**—Este trabalho contribui no estudo do inversor diferencial Buck-Boost com técnica de linearização de ganho estático. O modelo dinâmico é desenvolvido e validado via comparação da resposta ao degrau e da resposta em frequência do modelo comutado e do modelo de pequenos sinais. O uso da linearização e da modelagem permitem a redução da distorção harmônica da tensão de saída do inversor, projeto do controlador através de técnicas clássicas e aplicação de um controlador proporcional ressonante para seguimento de referência. As especificações utilizadas são: potência de 250 W, tensão de entrada de 100 V e tensão eficaz de saída de 110 V. Por fim, são apresentados os resultados de simulação com o intuito de validar o estudo e verificar a qualidade da tensão de saída. Ao comparar a distorção harmônica da tensão de saída com e sem técnica de linearização, tem-se uma redução de 5,96% para 0,274%.

**Keywords** – Inversor diferencial Buck-Boost. Técnica de linearização. Redução de THD, Modelagem. Controle

## I. INTRODUÇÃO

A fim de adequar os níveis de tensão, corrente e frequência entre uma fonte e uma carga, se faz necessário o prévio processamento da energia fornecida a fim de disponibilizá-la convenientemente [1].

Inversores do tipo fonte de tensão são projetados para converter uma tensão cc de entrada para uma tensão ca de saída. O inversor mais aplicado na indústria é do tipo *Buck* [2]. Estes conversores apresentam ganho estático linear, assim eles fornecem naturalmente uma tensão de saída semelhante à referência empregada. Já a característica *Buck* limitam essas topologias a fornecerem tensões de pico de saída menores que a tensão de entrada [3].

Em [4] é descrita uma família de conversores cc-ca derivados dos conversores cc-cc fundamentais, chamados inversores diferenciais, os quais herdam algumas características dos conversores cc-cc que os formam, como por exemplo a não linearidade do ganho estático e característica abaixadora ou elevadora. Tais inversores são modulados de maneira que cada subconversor que os compõe possua uma razão cíclica composta de uma componente cc e uma componente senoidal. Assim, é possível obter pela conexão diferencial uma tensão de saída senoidal, em uma primeira aproximação.

Dentre os inversores que utilizam tal implementação topológica está o próprio inversor tipo *Buck*, bem conhecido na literatura. Além disso, como descrevem [3], [4], [5] e [6], a topologia diferencial pode ser usada para gerar inversores elevadores do tipo *Buck-Boost*, *Boost*, *Zeta* e *SEPIC*. No caso do inversor diferencial *Buck-Boost*, pode-se operar tanto como elevador quanto abaixador de tensão.

Entretanto, o inversor *Buck-Boost* diferencial possui uma característica não linear de ganho estático inerente a cada um dos braços que o formam, fato que causa uma distorção da razão cíclica e uma subsequente distorção harmônica na tensão de saída. Tal característica foi observada e é mostrada na literatura como uma possível desvantagem no uso de topologias diferenciais [7]. Assim, em [5] é proposta uma técnica de linearização do ganho estático de um inversor diferencial do tipo *Boost* a capacitor chaveado. A técnica impõe uma distorção no sinal modulante no modulador de forma a gerar um ganho estático (modulador+inversor) resultante equivalente a uma função linear. A linearização do ganho estático diminui os esforços de controle, ou seja, contribui no projeto dos controladores. Dando continuidade à pesquisa desenvolvida em [8], esse trabalho apresenta o modelo dinâmico linearizado para ser possível efetuar o controle de tensão em malha fechada, de modo a aprimorar a qualidade da tensão de saída através da redução da distorção harmônica total (*THD*, do inglês *Total Harmonic Distortion*).

## II. MODELAGEM DINÂMICA ORIENTADA AO CONTROLE

Esta seção aborda a modelagem dinâmica orientada ao controle da tensão de saída por meio da regulação da razão cíclica aplicada ao conversor. O modelo será dado por uma função de transferência e a validação será feita por meio da comparação modelo-circuito de sua resposta temporal a pequenas perturbações e a resposta em frequência [9].

### A. Princípios da modelagem orientada a controle

O ponto de operação dado com base em [8] é representado pela especificação técnica mostrada na Tabela I.

Tabela I  
ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO INVERSOR DIFERENCIAL BUCK-BOOST  
PARA AS SIMULAÇÕES PARA ANÁLISE DINÂMICA

Símbolo	Parâmetro	Valor
$f_r$	Frequência de $V_{out}$	60 Hz
$P_{out}$	Potência de saída	250 W
$V_{out}$	Tensão eficaz de saída	110 V
$V_{in}$	Tensão de entrada	100 V
$f_s$	Frequência de comutação	50 kHz
$\Delta i_{L\%max}$	Máx. ondulação de $i_{L_a}$ e $i_{L_b}$	40%
$\Delta v_o\%max$	Máx. ondulação de $V_{out}$	5%
$D_{cc}$	Componente CC da razão cíclica	0,5
$\delta$	Amplitude CA da razão cíclica	0,219

Define-se primeiro uma relação entre as razões cíclicas impostas em cada subconversor dada em (1) [10].

$$d = d_b = 1 - d_a \quad (1)$$

A estratégia de modelagem orientada ao controle para obtenção de uma função de transferência foi realizada analisando os estados topológicos das etapas de operação dispostas [8]. A partir dessa análise, foram calculados os valores médios das grandezas de interesse (tensões e correntes nos interruptores), gerando um circuito equivalente médio (Fig. 1). Em seguida, aplica-se uma pequena perturbação de razão cíclica em torno do ponto de operação que leva a perturbações nas outras grandezas do circuito [9]. Supondo, então, que todas as perturbações são de baixa amplitude em relação ao valor de ponto de operação, pode-se assumir nas equações resultantes que o produto entre duas perturbações é pequeno o suficiente para ser desprezado.

Foram escolhidos os modelos dos interruptores  $S_{2a}$  e  $S_{2b}$  como fonte de corrente e  $S_{1a}$  e  $S_{1b}$  como fonte de tensão.

Pela centralização dos pulsos de comando gerados pela modulação PWM aplicada, pode-se determinar os intervalos de duração de cada etapa ponderados pela razão cíclica [10] [14] e aplicar (1).

$$\begin{cases} T_1 = d_a T_s \\ T_2 = T_4 = (1 - d_a - d_b) T_s \\ T_3 = d_b T_s \end{cases} \quad (2)$$

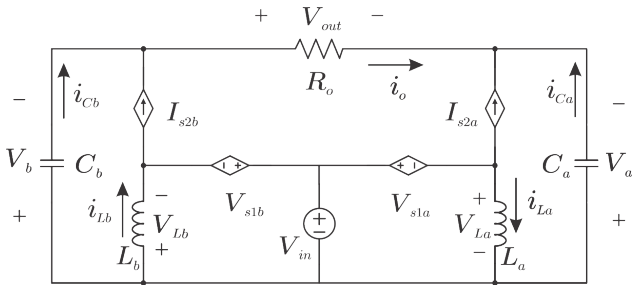


Figura 1. Circuito equivalente do modelo médio

Sabe-se também que o valor médio quase instantâneo (VMQI) de uma determinada variável  $x$  em um intervalo de comutação é dado por (3) [9]:

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x dt \quad (3)$$

Com isso, utilizando (3) e (2), obtêm-se os valores médios das variáveis de interesse, também,  $d = d_b = D_{cc} - \delta \sin(\omega t)$  [8] e aplica-se (1). Portanto:

$$\begin{cases} \langle i_{S2a} \rangle = i_{L_a} d \\ \langle v_{S1a} \rangle = -(V_{in} + v_a) d \\ \langle i_{S2b} \rangle = i_{L_b} (1 - d) \\ \langle v_{S1b} \rangle = -(V_{in} + v_b) (1 - d) \end{cases} \quad (4)$$

No modelo, aplica-se uma pequena perturbação  $\hat{d}$  na razão cíclica  $d$  em torno do ponto de operação  $D$ .

$$d = D + \hat{d} \quad (5)$$

Supondo que a perturbação  $\hat{d}$  gera uma perturbação nas outras variáveis do inversor, tem-se então:

$$\begin{cases} I_{S2a} + \hat{i}_{S2a} = I_{L_a} D + I_{L_a} \hat{d} + D \hat{i}_{L_a} \\ V_{S1a} + \hat{v}_{S1a} = -(V_{in} + V_a) D - (V_{in} + V_a) \hat{d} - D \hat{v}_a \\ I_{S2b} + \hat{i}_{S2b} = I_{L_b} (1 - D) - I_{L_b} \hat{d} + (1 - D) \hat{i}_{L_b} \\ V_{S2b} + \hat{v}_{S2b} = -(V_{in} + V_b) (1 - D) + (V_{in} + V_b) \hat{d} - (1 - D) \hat{v}_b \end{cases} \quad (6)$$

### B. Modelo de grandes sinais

Para o modelo de grandes sinais, os capacitores são tratados como circuito aberto e os indutores como curto-circuitos na Figura 1. Utilizando as Leis de Kirchhoff e a parcela que descreve o ponto de operação no conjunto de equações apresentado em (6), pode-se encontrar  $I_{L_a}$ ,  $I_{L_b}$ ,  $V_a$  e  $V_b$  que resultam no ponto de operação do circuito.

$$\begin{cases} I_{L_a} = \frac{V_b - V_a}{(1 - D) R_o} \\ I_{L_b} = \frac{V_a - V_b}{(1 - D) R_o} \\ V_a = \frac{V_{in} (1 - D)}{D} \\ V_b = \frac{V_{in} D}{1 - D} \end{cases} \quad (7)$$

O ponto de operação definido é ajustado no ponto de máximo da razão cíclica aplicada  $D = D_{cc} + \delta$ . A razão da escolha desse ponto como de operação do modelo é que, como é o ponto de máximo, a derivada da razão cíclica em função do tempo é nula nesse instante e relativamente pequena na vizinhança desse ponto, fazendo com que esse seja um ponto onde o modelo é válido por um intervalo de tempo relativamente maior do que nos outros pontos da curva da razão cíclica.

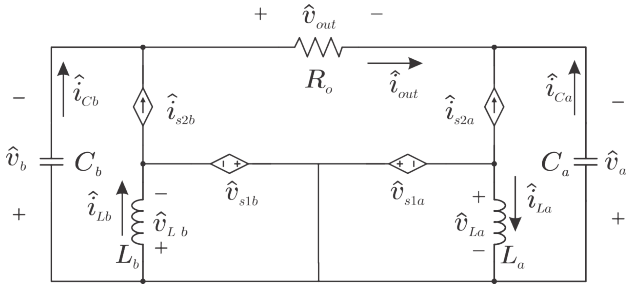


Figura 2. Circuito equivalente do modelo de pequenos sinais

### C. Modelo de pequenos sinais

Para o modelo de pequenos sinais (ou modelo CA), tem-se a Fig. 2.

Analisando o circuito da Fig. 2, utilizando as Leis de Kirchhoff e a parcela que descreve o efeito da perturbação na equação (7), pode-se encontrar quatro equações que regem o circuito. Aplica-se em tais equações a Transformada de Laplace e resolve-se um sistema de equações algébricas para encontrar a função de transferência da razão cíclica para a tensão de saída, sendo essa última o modelo almejado orientado ao controle. Portanto, tem-se que:

$$\begin{cases} -(V_{in} + V_a)\hat{d} - D\hat{v}_a = sL\hat{i}_{La} \\ sC\hat{v}_a = I_{La}\hat{d} + D\hat{i}_{La} + \hat{i}_{out} \\ (V_{in} + V_b)\hat{d} - (1 - D)\hat{v}_b = sL\hat{i}_{Lb} \\ sC\hat{v}_b = -I_{Lb}\hat{d} + (1 - D)\hat{i}_{Lb} - \hat{i}_{out} \end{cases} \quad (8)$$

Além disso, a partir de resultados preliminares, verificou-se que, para aprimorar a resposta em frequência, foi necessária a colocação de um ramo de amortecimento em paralelo com a carga  $R_o$  [9]. Ademais, a colocação desse ramo facilitou o projeto de compensador em malha fechada via resposta em frequência. Esse ramo de amortecimento tem como objetivo atenuar as ressonâncias do circuito para que o esforço de controle seja reduzido. Tal ramo é composto por um circuito  $RC$  série, onde  $C_{damping}$  foi definido com mesmo valor da capacitância da topologia  $C = 14,476 \mu F$  e  $R = R_{damping}$  foi determinado numericamente através de testes com diferentes valores. Esse último teste é mostrado na Fig. 3.

Na Figura 3 é visto que, variando  $R_{damping}$ , é possível determinar um valor no qual o amortecimento da resposta dinâmica seja diminuído. Vale ressaltar que essa não é uma solução de otimização. Todavia, adequou-se satisfatoriamente para a solução do problema de ressonâncias de alta intensidade, além de ser uma solução simples. A resistência de amortecimento encontrada foi  $R_{damping} = 30 \Omega$ .

Como o circuito possui, portanto, 5 elementos armazenadores de energia, a função de transferência que descreve o modelo linearizado do conversor é de 5ª ordem.

$$G_{vd}(s) = \frac{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (9)$$

### D. Validação do modelo linearizado

A resposta do inversor diferencial *Buck-Boost* foi comparada com a resposta do modelo por meio de simulações. A partir dessa comparação, foram gerados resultados de validação do modelo dinâmico para pequenas perturbações dado pela função de transferência em (9).

Uma metodologia para validação de um modelo dinâmico é verificar se este segue uma dada referência, tanto em regime transiente quanto em regime permanente.

Na Fig. 4, pode-se ver a validação do modelo dinâmico mencionado para um degrau positivo de razão cíclica de 1% de aumento de  $d$ .

Outra metodologia de validação de modelos dinâmicos é a avaliação da resposta em frequência destes em relação ao sistema a ser modelado. Pode ser visto na Fig. 5 e na Fig. 6 que a resposta da magnitude e fase do modelo em função da frequência sobrepõe a resposta em frequência do circuito.

Com esses resultados, foi possível obter a validação do modelo dinâmico proposto.

## III. SISTEMA DE CONTROLE

Determinadas estruturas de controle podem possuir alta complexidade matemática de maneira a inviabilizar ou tornar inadequada tal solução para um projeto em Engenharia. Por isso, estruturas de baixa complexidade que executem a função de controle são almejadas. Com isso, sistemas de controle lineares são amplamente aplicados [11]. O modelo dinâmico obtido é dado por uma função de transferência, caracterizando assim uma função linear. Portanto, técnicas lineares de controle podem ser aplicadas. Sistemas de controle em malha fechada a partir de estruturas de controle clássicas são discutidas e consolidadas na literatura [11]. Ademais, a redução da distorção harmônica total só foi possível em malha fechada pela aplicação da técnica de linearização, a qual elimina a distorção causada pelo ganho estático em toda a trajetória da forma de onda senoidal da razão cíclica [8].

### A. Estrutura do controlador

Nesse caso, o conversor estático tratado é um conversor *cc-ca*. A grandeza a ser controlada é a tensão de saída que, por definição do inversor, possui característica *ca* [9]. Portanto, a referência a ser seguida é do tipo *ca* (uma senoide).

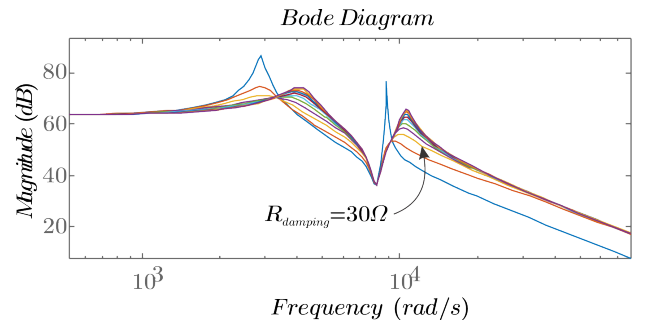


Figura 3. Simulação numérica para determinação de  $R_{damping}$  de menor amortecimento

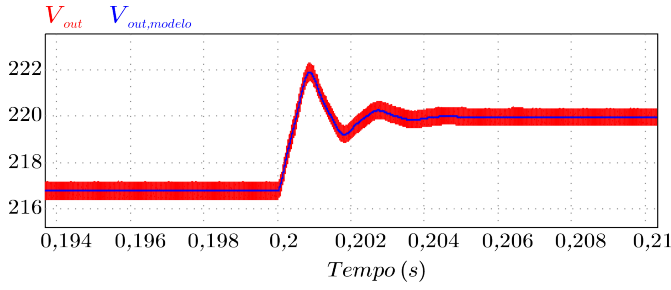


Figura 4. Tensão de saída do modelo dinâmico e do circuito com a aplicação de um degrau de razão cíclica positivo

Um conceito que dá um indicativo de que tipo de estrutura de controle é necessária para erro nulo em regime permanente para sistemas lineares e fracamente não lineares é o Princípio do Modelo Interno. Esse princípio mostra que, para o seguimento de referência com erro nulo e rejeição de perturbação em regime permanente, um sistema de controle deve possuir em seu laço de realimentação uma estrutura que possua modelo dinâmico equivalente ao modelo da referência e da perturbação [12].

Por conseguinte, um controlador a ser aplicado deve possuir a estrutura de um sinal de referência do tipo senoidal, cuja transformada de Laplace é mostrada na equação (10) [13].

$$L(\text{sen}(\omega t)) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (10)$$

Assim, um compensador para a operação como inversor autônomo será o de estrutura do tipo Proporcional Ressonante (PR). Tal compensador possui função de transferência mostrada em (11) [14].

$$C_v(s) = k_p + \frac{\omega_x k_p s}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (11)$$

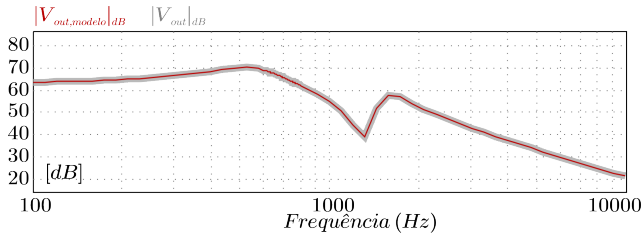


Figura 5. Magnitude da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito

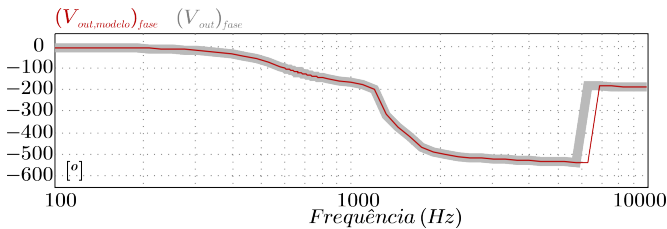


Figura 6. Fase da resposta em frequência do modelo dinâmico e do circuito

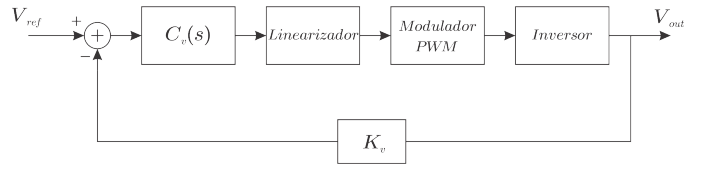


Figura 7. Diagrama de blocos do sistema de controle para regulação da tensão de saída do inversor *Buck-Boost* diferencial

## B. Projeto do controlador

O sistema de controle proposto é apresentado na Fig. 7.

Os ganhos em função da frequência dos blocos  $C_v(s)$  e do inversor são dados por (11) e (9), respectivamente. Como pode ser visto na Fig. 7, é necessário determinar o ganho dos blocos *Linearizador*, *Modulador PWM* e  $K_v$ . O ganho do linearizador é dado pelo valor médio da saída da função antidistorção  $k_{linearizador} = 0,625$  [14]. O ganho do modulador *PWM* é dado por  $k_{PWM} = \frac{1}{V_{triang}} = 1$  [9]. Por último, o ganho do sensor de tensão é  $K_v = \frac{1}{V_{out,pico}} = 1$ , o qual é determinado pelo projetista a partir da especificação técnica.

Deste modo, primeiramente determina-se o amortecimento  $\zeta = 0,001$ . A frequência de ressonância do controlador é dada por (12).

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi 60 = 376,99 \frac{rad}{s} \quad (12)$$

O projeto do controlador é dado a partir da especificação de margem de fase de  $M_{Phi} = 60^\circ$  e frequência de cruzamento  $\omega_c = \omega_s/1000 = 314,159 rad/s$ .

A partir do modelo utilizado e dos ganhos em função da frequência dos blocos na Fig. 7, tem-se em (13) a equação a função de transferência de laço aberto não compensada.

$$FTL_{ANC}(s) = C_v(s)k_{linearizador}k_{PMW}G_{vd}(s)K_v \quad (13)$$

O projeto do controlador foi feito adaptando as equações de projeto apresentadas em [14]. Assim, tem-se que:

$$\omega_x = \frac{\omega_0^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \tan(M_\Phi - \pi - FTL_{ANC, fase}(\omega_c)) \quad (14)$$

$$k_p = \frac{1}{|FTL_{ANC}(\omega_c)| \sqrt{1 + \frac{\omega_x \omega_c}{\omega_0^2 - \omega_c^2}}} \quad (15)$$

## C. Resposta em frequência da função de transferência de laço aberto do sistema compensado

Baseando-se nas equações (13), (14) e (15), é obtida a resposta em frequência do controlador tanto para magnitude, quanto para fase. É visto que o controlador acrescenta uma fase de  $90^\circ$  para  $\omega_0^+$ ,  $-90^\circ$  para  $\omega_0^-$  e  $0^\circ$  para  $\omega \rightarrow \pm\infty$ . Além disso, apresenta ganho elevado em  $\omega_0$  em sua vizinhança e ganho menor que a unidade para frequência fora desse intervalo.

Em seguida, define-se, na equação (16) a função de transferência de laço aberto compensada.

$$FTL_{AC}(s) = FTL_{ANC}(s)C_v(s) \quad (16)$$

Com base em (16), são plotadas as respostas em frequência de magnitude e fase para a função de transferência de laço aberto compensada (Fig. 8 e Fig. 9). Pode-se visualizar o efeito do controlador no laço de controle, elevando o ganho da malha na frequência do sinal de referência (e nas vizinhanças de tal ponto) e reduzindo o ganho para outras frequências.

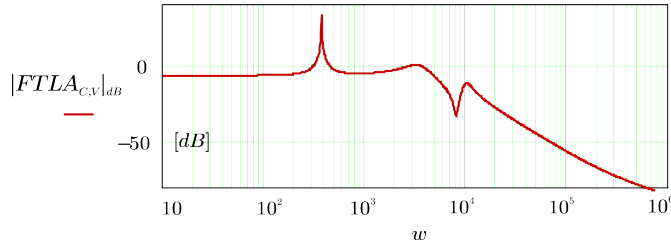


Figura 8. Resposta em frequência de magnitude da função de transferência de laço aberto compensada

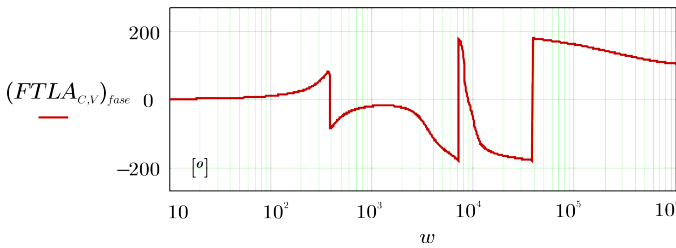


Figura 9. Resposta em frequência de fase da função de transferência de laço aberto compensada

#### IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Apesar de o modelo ser dado para um ponto de operação com carga puramente resistiva, o sistema de controle de tensão permite a regulação da tensão de saída para outros pontos de operação, por exemplo para uma faixa de carga com fator de potência menor que o unitário composta por elementos passivos. Ou seja, desde que o ponto de operação do sistema não se distancie muito do ponto definido no modelo linearizado. Assim, foi realizada a simulação para carga nominal  $R$ ,  $RL$  e não linear (retificador a diodo de ponte completa), além de degrau de carga resistiva de  $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$ .

A curva de tensão da Fig. 10 apresentou valor eficaz de aproximadamente  $110 V$  e distorção harmônica reduzida, se comparada aos resultado obtidos nos sistemas em malha aberta com técnica de linearização e malha fechada com técnica de linearização ( $THD = 0,274 \%$ ). A baixa distorção harmônica é resultado da aplicação da técnica linearização e da malha de controle sintonizada. A curva de corrente, como esperado com cargas puramente resistivas, apresenta comportamento similar à curva de tensão.

Para realizar uma comparação do efeito da linearização do sistema em malha fechada, foi realizada a simulação do sistema sem a técnica de linearização e avaliadas as curvas de tensão e corrente em regime permanente. Sem a técnica de linearização e em malha fechada, o sistema apresentou

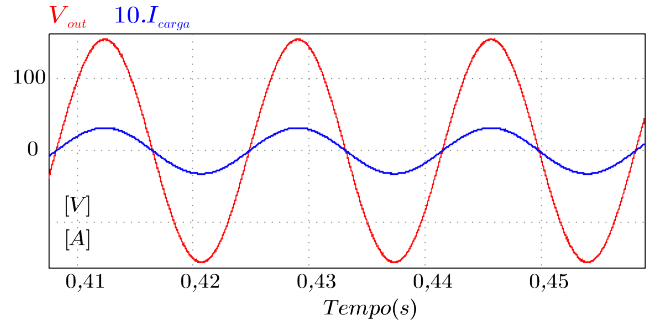


Figura 10. Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga resistiva pura

uma tensão de saída com  $THD = 2,51 \%$  em contraponto à  $THD = 0,56 \%$  obtida em malha aberta com técnica de linearização vista em [8]. Entretanto, houve aumento substancial em relação ao obtido no sistema em malha fechada com técnica de linearização, o qual apresentou  $THD = 0,274 \%$ .

#### A. Degrau de carga $R$

Para avaliar a capacidade de rejeição de perturbação, foi imposto ao sistema um degrau de carga  $R$ , primeiramente, de  $0,5 pu$  para  $1,0 pu$ . A reação do sistema é apresentada na Fig. 11. Pode-se visualizar que, no momento de aplicação do degrau de carga, a tensão de saída desloca-se temporariamente do seu ponto de operação, mas rapidamente é regulada.

#### B. Carga resistiva-indutiva nominal

Com o objetivo de avaliar o sistema como um todo, foi colocada uma carga resistiva-indutiva de fator de potência  $0,86$  e potência de  $250 VA$ . Na Fig. 12 é possível visualizar que a capacidade de regulação da tensão de saída não foi afetada, mantendo a tensão de saída em  $110 V$  eficazes, apesar da corrente estar atrasada em relação à tensão. O resultado também demonstra que o inversor consegue processar potência reativa e que o controle é estável nesta condição.

#### C. Carga não-linear

Em vista de ser possível avaliar o caso de quando o inversor está alimentando uma carga do tipo não linear, foi conectado

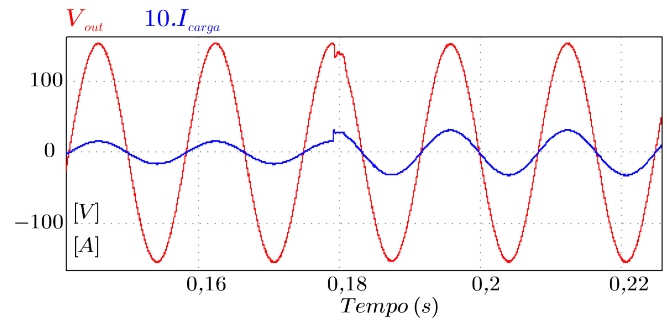


Figura 11. Curva de tensão e corrente para degrau de carga de  $0,5 pu \rightarrow 1,0 pu$

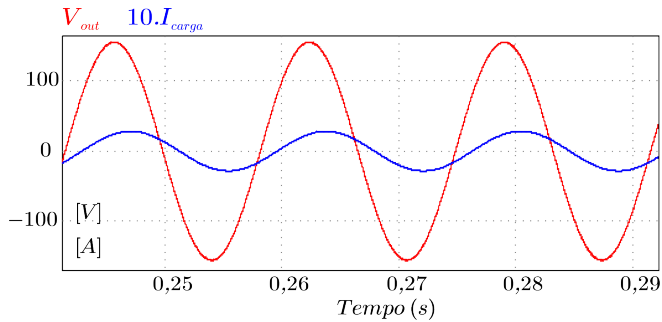


Figura 12. Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga  $RL$  com fator de potência de 0,86

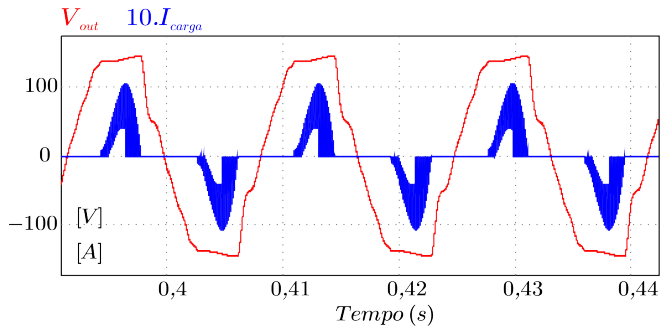


Figura 13. Curvas de tensão e corrente de saída em regime permanente para carga não linear

à saída do inversor um retificador de ponte completa com o objetivo de alimentar uma carga resistiva para 250 W. A partir da simulação, foram obtidas as curvas de tensão e corrente de saída apresentadas na Fig. 13. Pode-se ver, então, que a tensão de saída apresentou baixa regulação, mostrando uma evidência de que a regulação de tensão aplicada a uma carga do tipo não linear com baixo fator de potência é difícil de ser implementada. Ademais, essa carga possui correntes expressivas nas harmônicas ímpares. Além disso, o sistema de controle não foi robusto o suficiente para controlar a tensão de saída, pois além da componente fundamental, este deveria compensar as harmônicas indesejadas. Também há o fato de que o inversor não está, nesse caso, no ponto de operação do modelo dinâmico linearizado.

#### D. Sistema sem carga

Apesar de o sistema estar em um ponto de operação distante do nominal, apresentou capacidade da regulação da tensão de saída, mantendo-a 110  $V_{rms}$ . Ademais, o ramo de amortecimento e as perdas internas do inversor fazem com que seja possível o funcionamento, além da própria ação de controle atuando sobre a tensão de saída.

Um resumo da qualidade da tensão de saída é apresentado na Tabela II.

## V. CONCLUSÕES

Nesse trabalho, foi apresentado o modelo dinâmico linearizado e uma estratégia de controle do inversor diferencial

Tabela II

DADOS DA QUALIDADE DA TENSÃO DE SAÍDA PARA CARGA NÃO LINEAR

Carga	THD	3 <sup>a</sup> h.	5 <sup>a</sup> h.	7 <sup>a</sup> h.	50 kHz
R sem lin.	2,51 %	8,63 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,25 V
R com lin.	0,254 %	≈ 0 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,167 V
RL com lin.	0,295 %	≈ 0 V	≈ 0 V	≈ 0 V	0,180 V
Não linear	11,2 %	11,23 V	6,16 V	4,90 V	4,0 V
A vazio	0,491 %	≈ 0 V	≈ 0 V	4,90 V	0,143 V

*Buck-Boost* com técnica de linearização de ganho estático. Tal estudo não é encontrado na literatura e o trabalho contribuiu com a descrição da análise e a validação da metodologia proposta. O modelo dinâmico é representado por uma função de transferência validada através da resposta ao degrau no tempo e a resposta em frequência. Foi projetado o controlador do tipo PR, o qual garantiu regulação da tensão de saída para carga  $R$  e para carga nominal com fator de potência de 0,86 indutivo e rejeição de perturbações, além da regulação de tensão na operação a vazio. A taxa de distorção harmônica obtida com a técnica de linearização e malha de controle atuantes foi  $THD = 0,274$  % para uma carga resistiva de potência nominal. Com isso, houve aprimoramento em relação ao valor  $THD = 0,56$  % obtido na operação em malha aberta apresentada em [8] para mesma carga. Todavia, ainda é necessário um estudo da influência das variações paramétricas no modelo e na estabilidade do sistema, a validação experimental e a adequação do estudo para aplicações específicas como, por exemplo, no processamento de energia provenientes de aerogeradores, baterias ou módulos fotovoltaicos

## REFERÊNCIAS

- [1] I. Barbi. "Eletrônica de Potência". 4<sup>a</sup> Edição, Florianópolis, 2002
- [2] R. Cáceres, R. Rojas, O. Camacho. "Robust PID Control of a Buck-Boost DC-AC Converter". INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference, pp. 180 - 185, 2000
- [3] A. M. Correa, T. B. Lazzarin, I. Barbi. "New Topology for a Single-Phase Buck-Boost Inverter". IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2550 - 2554, 2018
- [4] R. O. Cáceres. "Família de conversor cc-ca derivados dos conversores cc-cc fundamentais". Dissertação, 1997
- [5] G. V. Silva, J. M. de Andrade, R. F. Coelho, T. L. Lazzarin. "Switched-Capacitor Differential Boost Inverter: Design, Modeling, and Control". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, pp. 5421 - 5431, 2020
- [6] G. L. Piazza, I. Barbi. "New Step-Up/Step-Down DC-AC Converter". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, pp. 4512 - 4520, 2014
- [7] J. M. Andrade, R. F. Coelho, T. L. Lazzarin. "250 W Single Stage Step-up Inverter Connected to the Grid". 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2019
- [8] I. L. Santos, A. J. Balbino, T. B. Lazzarin. "Aplicação de uma Técnica de Linearização de Ganho Estático no Inversor Buck-Boost para a Redução da Distorção Harmônica". Application Report, 2016
- [9] R. W. Erickson. "Fundamentals of Power Electronics". Springer, 2<sup>a</sup> edição, 2001
- [10] J. M. Andrade. "Inversor Boost a capacitor chaveado para conexão com a rede elétrica". Dissertação, UFSC, 2018
- [11] K. Ogata. "Engenharia de Controle Moderno". Pearson, 5<sup>a</sup> edição, 2015
- [12] B. A. Francis, W. M. Wonham. "The Internal Model Principle of Control Theory". Automatica, vol. 12, pp. 457 - 465, 1976
- [13] B. P. Lathi. "Sinais e Sistemas Lineares". Bookman, 2<sup>a</sup> edição, 2001
- [14] G. V. Silva. "Inversor Boost diferencial a capacitor chaveado". Tese, UFSC, 2018