

Aplicação de uma Técnica de Linearização de Ganho Estático no Inversor Diferencial *Buck-Boost* para a Redução da Distorção Harmônica

Ion L. dos Santos* Anderson J. Balbino* Telles B. Lazzarin*

* Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis - SC
 Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Florianópolis - SC
 e-mail: ionleandrods@gmail.com, andersonjbalbino@gmail.com, telles@inep.ufsc.br

Abstract: This article presents the application of a static gain linearization technique in a Buck-Boost differential inverter, in order to reduce the output voltage harmonic distortion. Firstly, a bibliographic review is carried out based on differential inverters and the static gain linearization technique. The topological states are analyzed, as well as the principle of operation of the modulation, to perform the static analysis and present the main theoretical waveforms. The simulation results are presented for a nominal power of 250W, input voltage of 100V, output voltage of 110V, and switching frequency of 50kHz. Finally, among the Buck-Boost differential inverter without the linearization technique and the same circuit with the linearization technique, there was a reduction in the output voltage harmonic distortion from 5.96% to 0.56%.

Resumo: Este artigo apresenta a aplicação de uma técnica de linearização de ganho estático em um inversor diferencial *Buck-Boost* para redução da distorção harmônica na tensão de saída. Primeiramente realiza-se uma revisão bibliográfica do tema para ser obtido o embasamento teórico sobre inversores diferenciais e da técnica de linearização de ganho estático. As etapas de operação da topologia são analisadas, bem como o princípio de funcionamento da modulação para, então, ser realizada a análise estática e serem apresentadas as principais formas de onda teóricas. Em seguida, são apresentados os resultados obtidos por simulação dada uma especificação técnica de potência nominal de 250W, tensão de entrada de 100V, tensão eficaz de saída de 110V e frequência de comutação de 50kHz. Como resultados finais, dentre o inversor diferencial *Buck-Boost* sem técnica de linearização e o mesmo inversor aplicando técnica de linearização, houve uma redução da distorção harmônica da tensão de saída de 5,96% para 0,56%.

Keywords: Differential inverter; Buck-boost; gain linearization technique; THD reduction; non-isolated inverter

Palavras-chaves: Inversor diferencial; conversor *Buck-Boost*; técnica de linearização de ganho; redução de THD; inversor não isolado.

1. INTRODUÇÃO

A área da eletrônica de potência é responsável pelo desenvolvimento da tecnologia do processamento de energia elétrica. Em módulos fotovoltaicos, por exemplo, a tensão de saída em corrente contínua (CC) possui baixa amplitude (ordem de dezenas de volts). Tendo em vista a conexão à rede de distribuição da concessionária, faz-se necessário o prévio processamento da energia gerada a fim de disponibilizá-la convenientemente, uma vez que a tensão de linha da rede elétrica é da ordem de centenas de volts e em corrente alternada (CA) (Barbi, 2002).

Desse modo, os sistemas que fazem o processamento da energia elétrica fornecida por sistemas fotovoltaicos, por exemplo, são os conversores estáticos de potência (Martins

and Barbi, 2006). Tais conversores podem ser classificados de acordo com o tipo de conversão efetuada (Barbi, 2002), tais como os conversores estáticos CA-CC, comumente chamados de inversores.

Os inversores do tipo fonte de tensão (VSI, do inglês *Voltage Source Inverters*) são dispositivos projetados para converter uma tensão CC de entrada para uma tensão CA de saída. O inversor mais utilizado na indústria é o convencional inversor com característica *Buck* (Cáceres et al., 2000). Esse inversor possui a desvantagem de fornecer somente tensões de pico de saída menores que a tensão de entrada pela própria característica abaixadora (Correa et al., 2018). Entretanto, para aplicações onde deseja-se tensões de pico de saída maiores que as tensões de entrada, faz-se necessário pré-processar a energia da

fonte CC aplicando um ganho através de um conversor CC-CC em cascata, de modo a resultar em uma característica equivalente a um inversor do tipo *Boost* (Sanchis et al., 2005).

Cáceres (1997) descreve uma família de conversores CC-CA derivados dos conversores CC-CC fundamentais, onde mostra as estruturas dos inversores diferenciais, os quais herdam as características dos conversores CC-CC que os formam. Tais inversores são modulados de maneira que cada braço que os compõe possua uma razão cíclica composta de uma componente CC e uma componente senoidal, sendo a componente CC sempre maior que a componente CA e a soma de ambas deve ser maior que zero e menor que um. Além disso, a componente senoidal de cada braço possui um deslocamento de fase de 180° entre si, de modo que a tensão de saída do inversor gerada pela conexão diferencial dos módulos anule a componente CC e as componentes senoidais geradas por cada braço se somem.

Dentre os inversores que utilizam tal técnica está o tipo *Buck*, o qual a versão clássica possui redução de componentes, bem conhecido na literatura. Além disso, como descreve Cáceres (1997), Correa et al. (2018), Silva et al. (2020) e Piazza and Barbi (2014), a técnica pode ser usada para gerar inversores elevadores do tipo *Buck-Boost*, *Boost*, *Zeta-sepic*. No caso do inversor diferencial *Buck-Boost*, ele tem capacidade de operar tanto como *Buck* quanto como *Boost*, de acordo com a amplitude da componente senoidal da razão cíclica imposta.

Entretanto, o inversor *Buck-Boost* diferencial, assim como outros inversores diferenciais elevadores de tensão, 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 (Andrade et al., 2019). Assim, Silva et al. (2020) propôs uma técnica de linearização do ganho estático de um inversor diferencial do tipo *Boost* a capacitor chaveado. Essa é uma técnica a qual na própria implementação da modulação é imposta uma distorção que gera um ganho estático final equivalente a uma função linear. A partir dessa proposta, esse trabalho possui como objetivo equacionar e validar por simulação numérica a aplicação de tal técnica no inversor diferencial *Buck-Boost*, de modo a aprimorar a qualidade da tensão de saída através da redução da taxa de distorção harmônica (THD, do inglês *Total Harmonic Distorsion*) e possuir um inversor com característica *step-up* ou *step-down*.

2. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

2.1 Inversor *Buck-Boost* diferencial e linearização

O inversor diferencial *Buck-Boost* da Figura 1 é implementado por meio da conexão diferencial de dois subconversores *Buck-Boost* bidirecionais. Cada um desses subconversores tem seus dois interruptores acionados por sinais de comando complementares entre si advindos de um modulador PWM (do inglês *Pulse Width Modulation*), os quais são obtidos a partir de um gerador de referência que entrega um sinal composto por uma componente CC e

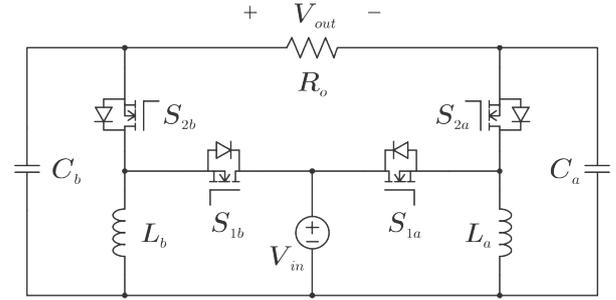


Figura 1. Inversor diferencial *Buck-Boost*

uma componente CA senoidal. Entretanto, para cada um dos subconversores, apesar da componente CC possuir a mesma amplitude para ambos, essa componente senoidal possui um deslocamento de fase de 180° entre os dois. Isso é necessário, pois a conexão diferencial faz com que a componente CC fornecida entre eles seja anulada e, pela diferença de fase entre a tensão de saída de cada subconversor, a componente CA seja somada fornecendo na conexão diferencial uma tensão de saída senoidal com as distorções inerentes à não linearidade do ganho estático de cada subconversor (Cáceres, 1997).

A THD da tensão de saída é um critério relevante na análise da qualidade da energia processada por um conversor (Cividino, 1992). Entretanto, a não linearidade no ganho estático do inversor diferencial *Buck-Boost* gera uma distorção harmônica indesejada na saída. Desse modo, foi proposto por Silva et al. (2020) uma técnica de linearização para redução da THD da tensão de saída em um inversor diferencial *Boost*. Assim, como esta topologia e o inversor diferencial *Buck-Boost* são da mesma família de conversores (Cáceres, 1997), é proposto neste artigo a aplicação de tal técnica de linearização para reduzir a THD da tensão de saída em um inversor diferencial *Buck-Boost*.

A técnica proposta por Silva et al. (2020) e se diferencia das demais da literatura por linearizar a tensão de cada módulo (cada conversor CC-CC) e, como resultado, a tensão diferencial deles também será linear. A linearização da tensão de saída de cada módulo somente é permitida com o uso da modulação PWM unipolar (moduladores independentes para cada módulo). Assim, a técnica de linearização proposta por Silva et al. (2020) consiste em adicionar uma pré-distorção no sinal gerado pelo gerador de referência por meio de uma função anti-distorção. Dessa maneira, o efeito da distorção inerente de cada subconversor é cancelado pela pré-distorção causando o efeito final de um ganho estático equivalente linear. O bloco da função anti-distorção (FAD) é adicionado em cascata no sistema, entre o gerador de referência e o modulador PWM, conforme apresentado na Figura 2.

2.2 Etapas de operação

Tendo em vista a modulação utilizada e a sua implementação (vide Figura 2), o inversor diferencial *Buck-Boost* tem sua operação dividida em dois semiciclos da tensão V_{out} de saída: $V_{out} > 0$, $t \in (0, \pi)$, e $V_{out} < 0$, $t \in (\pi, 2\pi)$. Entretanto, para análise das etapas de operação e equacionamento do circuito, os dois semiciclos possuem características topológicas simétricas, sendo assim necessário apenas a análise de um único semiciclo.

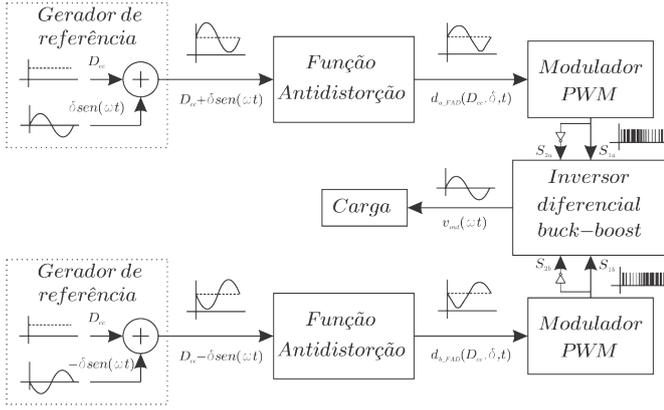


Figura 2. Diagramas de blocos do inversor *Buck-Boost* aplicando técnica de modulação com linearização do ganho estático

Durante o semiciclo positivo da tensão de saída, o circuito do inversor diferencial *Buck-Boost* com uma modulação PWM unipolar quatro estados topológicos, conforme ilustra a Figura 3. Além disso, cada um dos interruptores entra em condução nos dois sentidos devido à bidirecionalidade dos subconversores. Desse modo, durante o semiciclo positivo, entram em condução apenas os semicondutores D_{1b} , S_{1a} , S_{2b} e D_{2a} , sendo que D_{2a} e D_{1b} são os diodos de corpo dos interruptores S_{2a} e S_{1b} , respectivamente. A sequência de sinais lógicos de comando dos interruptores é demonstrada na Tabela 1.

Tabela 1. Sequência de sinais lógicos de comando dos interruptores

$t \in (0, \pi)$	S_{1a}	S_{2a}	S_{1b}	S_{2b}
$t \in T_1$	0	1	1	0
$t \in T_2$	0	1	0	1
$t \in T_3$	1	0	0	1
$t \in T_4$	0	1	0	1

No intervalo de operação da Figura 3(a) de duração T_1 , o indutor L_b transfere parte da sua energia para a fonte de entrada V_{in} através de D_{1b} , enquanto que os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial sobre a carga R_o transferindo parcialmente sua energia, e o indutor L_a descarrega parcialmente sua energia sobre R_o e fornece carga aos capacitores C_a e C_b . Em seguida, no estado da Figura 3(b) de duração T_2 , o indutor L_a transfere parte de sua energia para o indutor L_b , através de S_{2b} e D_{1a} , e alimenta a carga R_o , enquanto os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial e transferem sua energia sobre a carga sendo alimentados parcialmente pelo indutor L_a . Já no estado da Figura 3(c) de duração T_3 , o indutor L_a recebe energia da fonte V_{in} através de S_{1a} , enquanto o indutor L_b fornece energia para a a carga R_o e o capacitor C_b , sendo que os capacitores C_a e C_b mantêm a tensão diferencial sobre a carga descarregando parcialmente sua energia. Por fim, tem-se o estado da Figura 3(d) que, por sua vez, é equivalente ao estado topológico da Figura 3(b) e tem duração T_4 .

3. ANÁLISE ESTÁTICA DO INVERSOR DIFERENCIAL *BUCK-BOOST*

3.1 Ganho linearizado de um subconversor

De acordo com Martins and Barbi (2006), o ganho estático de um conversor CC-CC *Buck-Boost* clássico operando no modo de condução contínua (MCC) é:

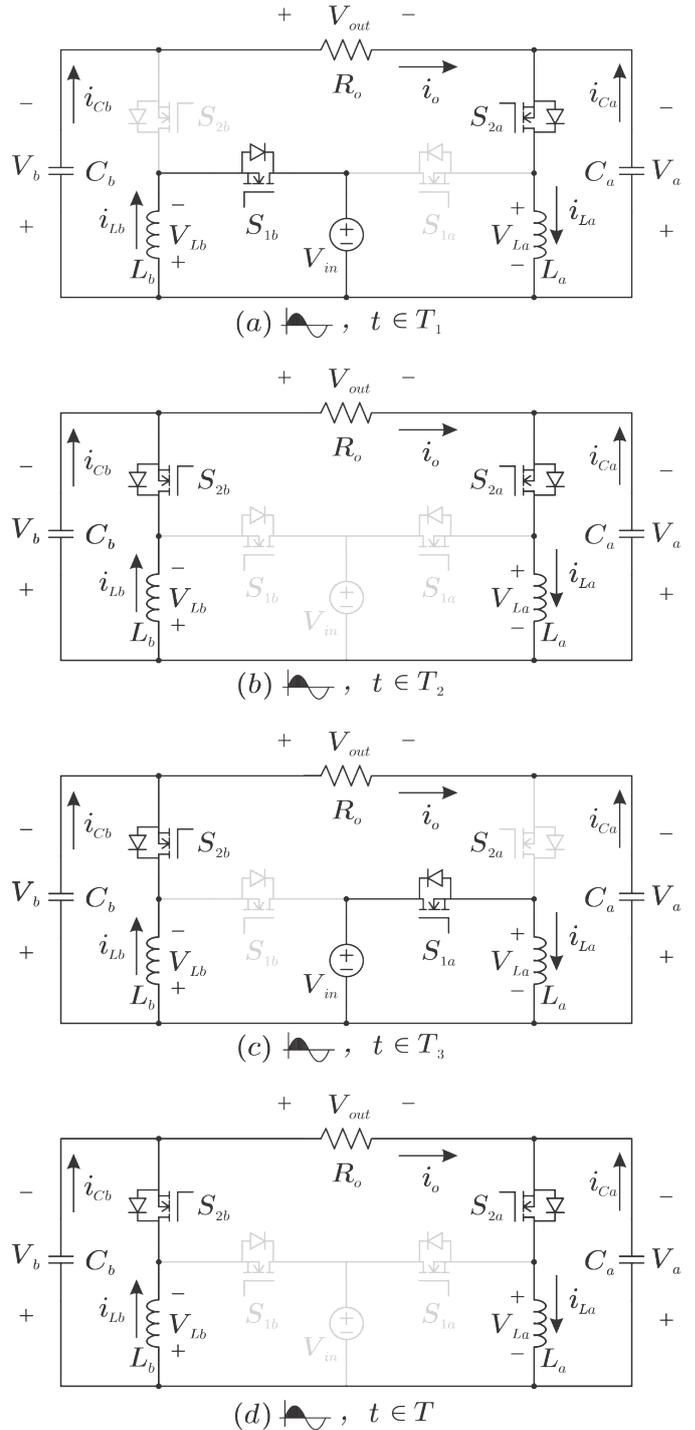


Figura 3. Estados topológicos do inversor diferencial *Buck-Boost*

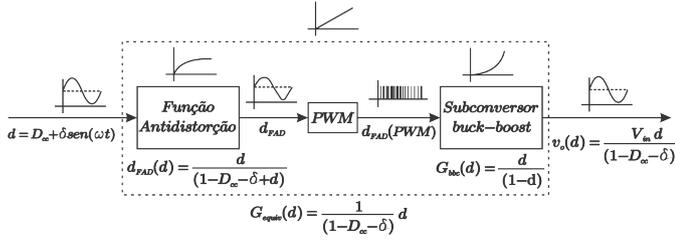


Figura 4. Implementação da técnica de linearização no inversor diferencial *Buck-Boost*

$$G_{bbc} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (1)$$

onde d é a razão cíclica do conversor, dada por:

$$d = D_{cc} + \delta \sin(\omega t) \quad (2)$$

sendo D_{cc} a parcela constante da razão cíclica, δ a amplitude da componente senoidal e ω a frequência angular da mesma componente.

Para garantir o funcionamento do inversor diferencial em questão, deve-se ter respeitar a condição mostrada em (3).

$$D_{cc} > \delta \quad (3)$$

Portanto, tem-se que cada subconversor da Figura 1 possui intrinsecamente tal relação de ganho estático que, por sua vez, é não linear. Isso gera um ganho estático diferente para cada valor de razão cíclica imposta, visto que a razão cíclica do inversor diferencial *Buck-Boost* é variante no tempo. Entretanto, como é visto na Figura 2, adicionou-se uma FAD para anular os efeitos das não linearidades do ganho estático de cada subconversor. A estrutura matemática da implementação da técnica de linearização é demonstrada na Figura 4.

Dessa forma, verifica-se que a expressão matemática do ganho estático com sistema de linearização em cascata com o subconversor é dada por uma função composta. Ademais, para garantir o mesmo ganho para o ponto de máxima razão cíclica de entrada e linearidade, essa função é dada por:

$$G_{bbc}(d_{FAD}(d)) = \frac{d_{FAD}(d)}{1 - d_{FAD}(d)} \quad (4)$$

$$G_{equiv}(d) = \frac{G_{max}}{d_{max}} d \quad (5)$$

Porém, sabe-se que a razão cíclica máxima é expressada como:

$$d_{max} = d(t = \frac{\pi}{2}) = D_{cc} + \delta \sin(\frac{\pi}{2}) = D_{cc} + \delta \quad (6)$$

Por outro lado, tem-se que:

$$G_{max} = \frac{d_{max}}{1 - d_{max}} \quad (7)$$

Assim sendo:

$$\frac{d_{FAD}(d)}{1 - d_{FAD}(d)} = \frac{d_{max}}{1 - d_{max}} \frac{1}{d_{max}} d \quad (8)$$

Utilizando (6), manipula-se (8) para isolar d_{FAD} em função de d :

$$d_{FAD}(d) = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta + d} \quad (9)$$

Substituindo-se (9) em (4), obtém-se a expressão de G_{equiv} linearizado como:

$$G_{equiv}(d) = \frac{d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (10)$$

3.2 Ganho linearizado para os subconversores a e b

De modo a definir a expressão para o subconversor a da Figura 2, substitui-se $d_a = D_{cc} + \delta \sin(\omega t)$ em (10), obtendo assim:

$$G_a(d) = \frac{d_a}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (11)$$

Para encontrar o ganho diferencial linearizado (G_{dif}), supõe-se que o subconversor b possui o ganho linearizado apresentado em (10). Assim, a razão cíclica de referência do segundo subconversor é dada por:

$$d_b = D_{cc} - \delta \sin(\omega t) \quad (12)$$

Então, levando-se (12) em (10), advém-se:

$$G_b(d) = \frac{d_b}{1 - D_{cc} - \delta} \Rightarrow G_b(d) = \frac{2D_{cc} - d}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (13)$$

3.3 Ganho diferencial

Pela própria definição do ganho diferencial, pode-se supor que:

$$G_{dif}(d) = G_a(d) - G_b(d) \quad (14)$$

Desse modo, substituindo-se (11) e (13) em (14), tem-se:

$$G_{dif}(d) = \frac{2}{1 - D_{cc} - \delta} d - \frac{2D_{cc}}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (15)$$

3.4 Ganho estático

Inicialmente, despreza-se a parcela constante de (15), de modo a definir um ganho diferencial apenas para a parcela CA conforme:

$$G_{dif,CA} = \frac{2\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \sin(\omega t) \quad (16)$$

Entretanto, sabe-se que a expressão de ganho estático pode ser escrita como:

$$G_{dif,CA} = \frac{V_{out}^{pico}}{V_{in}} \text{sen}(\omega t) \quad (17)$$

Substituindo-se (16) em (17), obtém-se:

$$\frac{V_{out}^{pico}}{V_{in}} = \frac{2\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (18)$$

Ademais, (18) pode ser reescrita para representar a tensão de pico (V_{out}^{pico}) em função da amplitude da componente CA da razão cíclica como:

$$V_{out}^{pico}(\delta) = \frac{2V_{in}\delta}{1 - D_{cc} - \delta} \quad (19)$$

3.5 Elementos passivos

A partir da análise das etapas de operação e das equações obtidas a partir da técnica de linearização, deduziram-se as equações de projeto dos elementos que compõe o circuito, dadas por:

$$R_o = \frac{2V_{in}^2\delta^2}{(1 - D_{cc} - \delta)^2 P_{out}} \quad (20)$$

$$L_a = L_b = \frac{V_{out}^2(D_{cc} + \delta)(1 - 2\delta)}{8P_{out}\Delta i_{L\%}f_s} \quad (21)$$

$$C_a = C_b = \frac{8P_{out}\delta}{\Delta V_{C\%}f_s V_{out}^2} \quad (22)$$

4. PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA TEÓRICAS

4.1 Ganho estático, função antidistorção e ganho estático linearizado

Mediante (1), (9) e (10), obtém-se a Figura 5 para ilustrar o comportamento de tais equações em função da razão cíclica.

Pode-se verificar por meio da Figura 5 que tanto o ganho estático de um subconversor (G_{bbc}) quanto a própria natureza da função antidistorção (d_{FAD}) são não lineares. Todavia, estas possuem uma relação semelhante a de funções inversas entre si que, em cascata, cancelam-se e resultam em uma função equivalente linear (G_{equiv}), como é esperado no ganho estático linearizado.

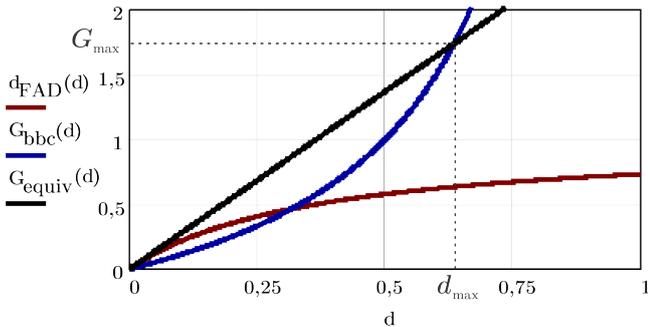


Figura 5. Curvas teóricas da função antidistorção, ganho estático do subconversor e ganho estático linearizado

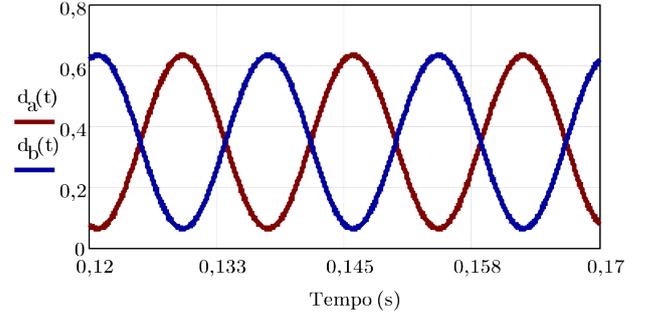


Figura 6. Curvas teóricas das razões cíclicas dos geradores de referência de cada subconversor

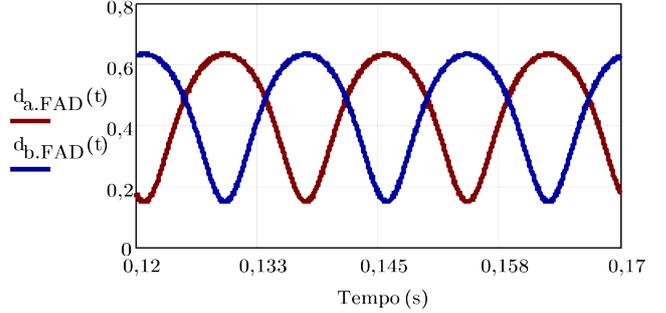


Figura 7. Curvas teóricas de d_a e d_b pós FAD

4.2 Razões cíclicas pré e pós função antidistorção

A razão cíclica teórica pré-FAD de cada subconversor gerada a partir de (2) e (12) é mostrada na Figura 6. Pode ser observado que cada uma delas possui o mesmo valor de nível CC (dado por D_{cc}), a mesma amplitude da componente senoidal (definida por δ) e a defasagem de 180° entre si.

Após o bloco FAD da Figura 2, d_a e d_b sofrem a distorção necessária para a técnica de linearização ser implementada. A partir de (9), é obtida a curva teórica de d_a e d_b pós-FAD para cada um dos subconversores, conforme apresentado na Figura 7.

4.3 Tensão de pico de saída em função da amplitude da componente CA da razão cíclica

Para ilustrar o comportamento de (19), a Figura 8 representa a curva da função $V_{out}^{pico}(\delta)$ e uma linha horizontal que representa a tensão de pico de saída ($155,56V \Rightarrow 110V_{rms}$) a ser obtida. Dessa maneira, pode-se inspecionar o eixo das abscissas e verificar para qual valor de δ as curvas se interseccionam. Assim sendo, é possível definir a utilização do valor de δ para obter o ganho estático desejado a partir de uma certa tensão V_{in} , respeitando a condição dada por (3).

De modo a validar teoricamente o equacionamento, são ilustradas na Figura 9 as curvas teóricas das correntes dos indutores L_a e L_b , dadas por (23) e (24). Estas curvas representam o valor médio quase-instantâneo, ou seja, não levam em consideração as ondulações oriundas da comutação.

$$i_{L_a} = \frac{2V_{in}}{R_o} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - D_{cc} - \delta} (d_{bFAD} - 1) \quad (23)$$

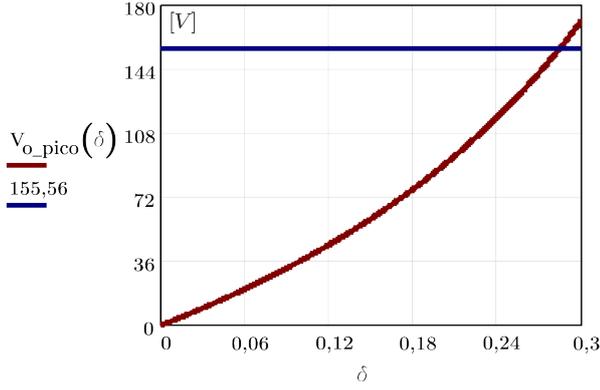


Figura 8. Curva teórica de tensão de pico em função da amplitude da referência senoidal

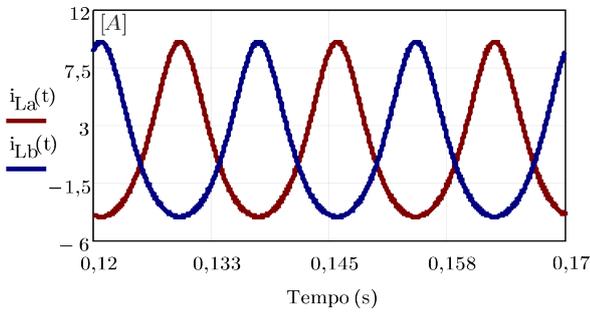


Figura 9. Curvas teóricas das correntes i_{La} e i_{Lb}

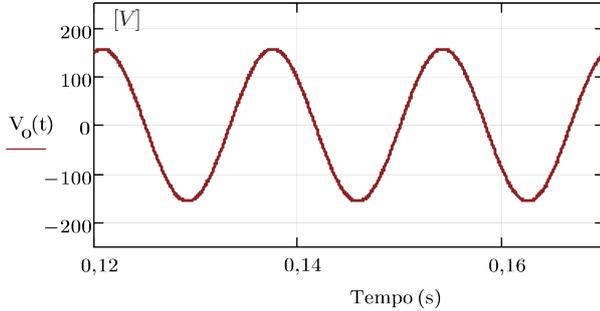


Figura 10. Curva teórica da tensão V_{out}

$$i_{Lb} = \frac{2V_{in}}{R_o} \frac{\text{sen}(\omega t)}{1 - D_{cc} - \delta} (1 - d_{aFAD}) \quad (24)$$

Ademais, a curva teórica de V_{out} em função do tempo, desconsiderando a ondulação de tensão oriunda da comutação, é plotada na Figura 10. Mediante análise da curva teórica de V_{out} , pode ser verificado que a tensão de saída possui caráter senoidal, não possuindo nível CC ou clara distorção harmônica, além de possuir o valor de pico esperado. Dessa forma, valida-se o equacionamento proposto na Seção 3.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta os resultados obtidos por simulação do inversor diferencial *Buck-Boost* com a técnica de linearização. A Tabela 2 apresenta as especificações técnicas para projeto do circuito.

Tabela 2. Especificações técnicas do inversor diferencial *Buck-Boost*

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_{out}	Potência de saída	250W
V_{out}	Tensão eficaz de saída	110V
V_{in}	Tensão de entrada	100V
f_s	Frequência de comutação	50kHz
$\Delta i_{L\%max}$	Máx. ondulação de i_{La} e i_{Lb}	20%
$\Delta v_{o\%max}$	Máx. ondulação de V_{out}	2%

5.1 Dimensionamento dos componentes passivos

A partir da Tabela 2 e de (20), (21) e (22), apresenta-se na Tabela 3 os valores calculados para os componentes passivos da topologia.

Tabela 3. Dimensionamento dos componentes passivos do inversor diferencial *Buck-Boost*

Símbolo	Parâmetro	Valor
R_o	Resistência de carga	48,775Ω
L_a, L_b	Indutância da topologia	660,781μH
C_a, C_b	Capacitância da topologia	11,777μF

5.2 Comparação entre os valores teóricos e simulados

Conforme demonstrado na Tabela 4, os resultados teóricos e os valores obtidos mediante simulação numérica no *software* PSIM são comparados quantitativamente. Verifica-se que as variáveis i_{Lmax} e $i_{Ceficaz}$ foram as únicas que apresentaram erro relativo maior que 2,0%, sendo que todos os resultados corroboram a análise teórica desenvolvida.

Tabela 4. Comparação entre valores teóricos e simulados

Variável	Teórico	Simulação	Erro abs.	Erro relat.
P_{out}	250W	254,77W	4,77W	1,91%
V_{out}^{pico}	155,56V	157,57V	2,01V	1,91%
V_{out}	110V	111,21V	1,21V	1,10%
i_{Lmax}	9,54A	9,13A	0,40A	4,24%
Δi_{Lmax}	1,91A	1,88A	0,03A	1,42%
V_{Cmax}	174,73V	175,30V	0,58V	0,33%
ΔV_{Cmax}	3,50V	3,44V	0,6V	1,57%
$i_{Ceficaz}$	0,35A	0,37A	0,02A	5,19%

5.3 Corrente de entrada

Devido ao fato do inversor diferencial *Buck-Boost* possuir característica de entrada em tensão, a corrente de entrada fornecida pela fonte V_{in} tem a característica imposta pela comutação do inversor, gerando assim uma descontinuidade de corrente conforme mostrado na Figura 11.

Observa-se mediante os valores quase-instantâneos da Figura 11 o caráter senoidal da corrente de entrada com o dobro da frequência da tensão de saída, característica intrínseca da topologia em questão.

5.4 Correntes nos indutores e tensões nos capacitores

Através das simulações numéricas também foi possível validar as equações das correntes nos indutores, conforme mostrado no resultado de simulação da Figura 12. Verifica-se também as ondulações de corrente nos indutores causadas pela comutação em relação ao valor quase-instantâneo destas grandezas.

As curvas de simulação das tensões fornecidas na saída de cada subconversor (V_a e V_b) são apresentadas na Figura 13. A ondulação de tensão de cada subconversor apresentou baixa amplitude, visto a baixa variação de V_a e V_b em relação a curva de valores quase-instantâneos. Também pode ser visto na Figura 13 que as tensões de cada braço possuem baixa distorção harmônica na sua componente fundamental.

5.5 Tensão de saída com e sem técnica de linearização

A curva de tensão de saída do inversor também foi obtida mediante simulação numérica, a qual é apresentada na Figura 14. Por inspeção gráfica, analisa-se que a tensão de saída com a técnica de linearização possui baixa distorção harmônica, além de pequena amplitude na ondulação de tensão oriunda da comutação e valores de pico em concordância com as especificações de projeto da Tabela 4.

Para efeito de comparação, na Figura 15 é mostrada a curva de tensão de saída V_{out} obtida sem a aplicação da técnica de linearização. Apesar de possuir amplitude e

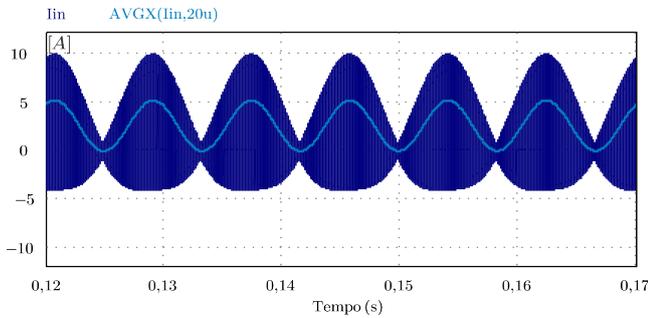


Figura 11. Corrente de entrada do inversor juntamente com os valores quase-instantâneos

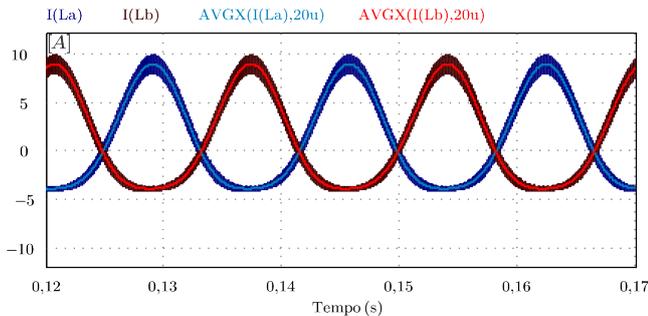


Figura 12. Correntes nos indutores da topologia juntamente com os valores quase-instantâneos

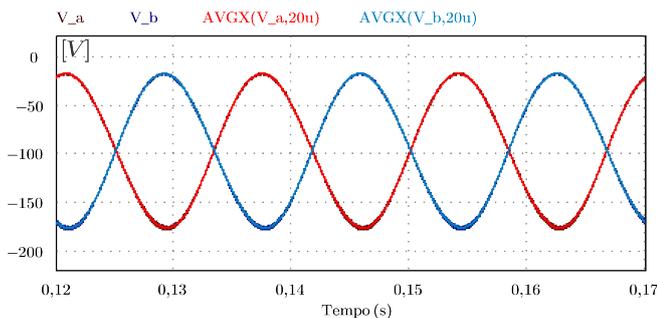


Figura 13. Tensões de saída de cada subconversor

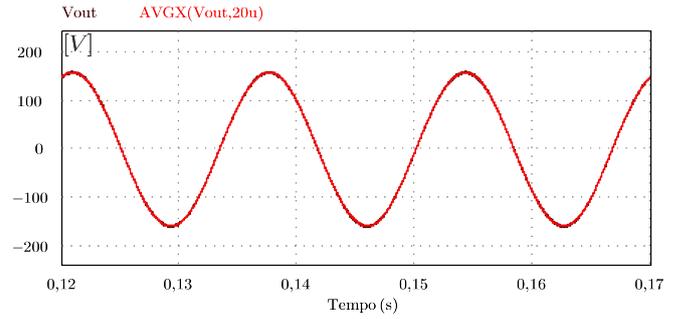


Figura 14. Tensão de saída V_{out} obtida por simulação com técnica de linearização

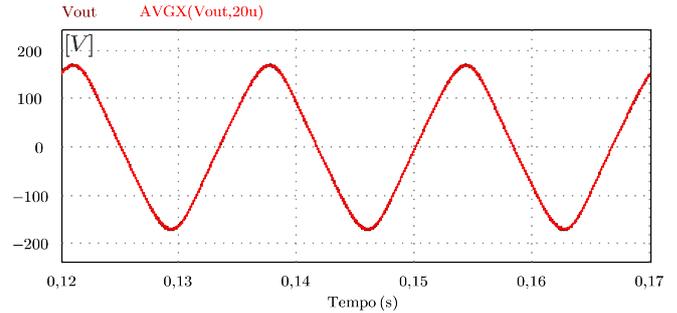


Figura 15. Tensão de saída V_{out} obtida por simulação sem técnica de linearização

comportamento semelhante, existe uma perceptível distorção harmônica.

De modo a comparar quantitativamente a distorção harmônica entre a tensão de saída com linearização do ganho estático e a tensão de saída sem técnica de linearização, apresenta-se na Figura 16 as componentes harmônicas ímpares, bem como a componente na frequência de comutação de $50kHz$, todas representadas em termos percentuais da harmônica fundamental.

Por inspeção da Figura 16 pode ser visto que, no sistema sem linearização, existe uma distorção harmônica considerável com forte expressão na 3ª harmônica. Em contrapartida, a técnica de linearização anula as componentes harmônicas ímpares maiores acima da fundamental, restando apenas uma componente de baixa amplitude na frequência de $50kHz$, característica dos efeitos de comutação. Por fim, foram obtidas a partir das simulações as distorções harmônicas totais da tensão de saída para o inversor com técnica de linearização (0,56%) e sem técnica de linearização (5,96%), corroborando assim todo o estudo desenvolvido.

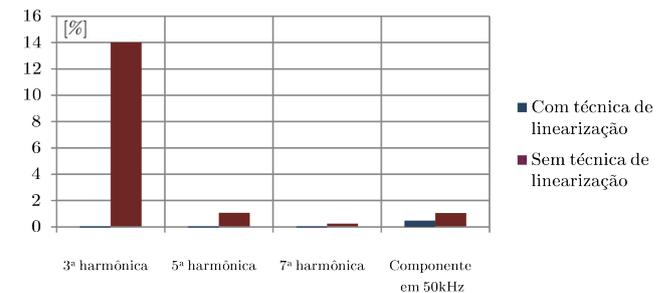


Figura 16. Comparação das harmônicas ímpares de baixa frequência e na frequência de comutação

CONCLUSÕES

Esse artigo apresentou a análise estática e os resultados da simulação de uma técnica de linearização aplicada ao inversor diferencial *Buck-Boost*. Foram apresentadas as etapas de operação, o princípio de funcionamento do inversor em questão e a forma como a técnica de linearização foi implementada.

Essa aplicação se mostrou eficaz para redução da THD da tensão de saída de 5,96% para 0,56% em uma dada especificação técnica. Além disso, tal topologia apresenta os méritos necessários para uma aplicação no processamento de energia em sistemas de geração renovável.

Para trabalhos posteriores, sugere-se a modelagem dinâmica do inversor diferencial *Buck-Boost* com linearização para implementar as estratégias de controle necessárias para uma aplicação como inversor autônomo e/ou conectado à rede elétrica. Além disso, pode ser realizada uma análise comparativa entre as técnicas de linearização disponíveis na literatura. Ademais, faz-se necessário a validação experimental do inversor com a linearização proposta neste estudo.

REFERÊNCIAS

- Andrade, J.M., Coelho, R.F., and Lazzarin, T.L. (2019). 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)*.
- Barbi, I. (2002). *Eletrônica de Potência*. 4ª Edição, Florianópolis.
- Cividino, L. (1992). Power factor, harmonic distortion; causes, effects and considerations. [*Proceedings*] *Fourteenth International Telecommunications Energy Conference - INTELEC '92*, 507 – 513.
- Correa, A.M., Lazzarin, T.B., and Barbi, I. (2018). New topology for a single-phase buck-boost inverter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2550 – 2554.
- Cáceres, R., Rojas, R., and Camacho, O. (2000). Robust pid control of a buck-boost dc-ac converter. *INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference.*, 180 – 185.
- Cáceres, R.O. (1997). Família de conversor cc-ca, derivados dos conversores cc-cc fundamentais. *Dissertação, UFSC*.
- Martins, D.C. and Barbi, I. (2006). Conversores cc-cc básicos não isolados. *Edição dos autores*.
- Piazza, G.L. and Barbi, I. (2014). "new step-up/step-down dc-ac converter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29, 4512 – 4520.
- Sanchis, P., Ursaea, A., Gubia, E., and Marroyo, L. (2005). Boost dc-ac inverter: a new control strategy. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20, 343 – 353.
- Silva, G.V., de Andrade, J.M., Coelho, R.F., and Lazzarin, T.L. (2020). Switched-capacitor differential boost inverter: Design, modeling, and control. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 67, 5421 – 5431.