

ESTUDO E PROPOSIÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA O INVERSOR *BOOST*

BERNARDO PETERS MENEZES SILVA*, TITO LUÍS MAIA SANTOS*, ANDRÉ PIRES NÓBREGA TAHIM*

**Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal da Bahia (UFBA)
Rua Professor Aristides Novis, nº 02, Federação, CEP 40210-630
Salvador, Bahia, Brasil*

Emails: bpmsilva@gmail.com, tlsantos@ufba.br, atahim@ufba.br

Abstract— The boost inverter can generate in a single stage an ac output voltage greater or lower than the dc input voltage. This feature and the absence of transformers in the topology make its use appropriate for PV systems. The disadvantage of the topology is the difficulty of its control. The system is nonlinear and must follow sinusoidal reference. This paper shows the boost inverter control results using a partial feedback linearization in current for each dc-dc converter of type boost that composes the boost inverter and, based on one of the mostly accepted techniques of the literature, tunes a proportional-resonant controller aiming to eliminate the steady-state errors of amplitude and phase.

Keywords— Boost Inverter, PV Systems, Feedback Linearization, Resonant Controller

Resumo— O inversor *boost* é capaz de gerar em um único estágio um sinal de tensão CA na saída de amplitude maior ou menor do que a amplitude da tensão CC de entrada. Essa característica, junto com a ausência de transformadores na topologia, torna seu uso apropriado para sistemas de geração fotovoltaica. A desvantagem da topologia está na dificuldade de seu controle. O sistema é não-linear e deve seguir referência senoidal. Este artigo mostra os resultados do controle do inversor *boost* através de uma realimentação linearizante parcial de corrente para cada um dos conversores CC-CC do tipo *boost* que compõe o inversor e, baseado em uma das técnicas mais aceitas da literatura, projeta um controlador proporcional-ressonante para zerar os erros de fase e de amplitude.

Palavras-chave— Inversor *Boost*, Geração Fotovoltaica, Realimentação Linearizante, Controlador Ressonante

1 Introdução

O interesse por energias renováveis aumenta à medida que os custos das mesmas se tornam mais competitivos e a consciência da população e das autoridades governamentais com as mudanças climáticas cresce. Essa conjuntura eleva a importância das pesquisas sobre conversores de potência, pois a geração de eletricidade a partir de fontes de energias renováveis comumente exige o uso de um conversor. Para o caso da geração fotovoltaica, é comum o emprego de inversores.

Os componentes de um sistema de geração fotovoltaico podem variar para cada tipo de aplicação, mas pode-se considerar o inversor o principal componente de operação. A conversão CC-CA feita pelo inversor é fundamental para o desempenho do sistema. Entretanto, o inversor é também o componente mais complexo e de difícil controle (Char, 2007).

A topologia estudada neste artigo é chamada de inversor *boost* e foi proposta por Cáceres e Barbi (1995). O uso do inversor *boost* se mostra apropriado para sistemas de geração fotovoltaica, pois essa topologia permite um ganho de tensão em um único estágio sem o uso de transformadores (Meneses et al., 2013). A nomenclatura inversor *boost* vem do fato de que a topologia pode ser interpretada como uma carga conectada diferencialmente entre dois conversores CC-CC do tipo *boost* bidirecionais em corrente. O circuito do inversor *boost* pode ser visualizado na Figura 1, onde

os dois conversores CC-CC estão indicados.

A ausência de um transformador na topologia permite reduzir o peso, custo e volume do inversor (Cáceres e Barbi, 1995). O número reduzido de componentes indica que a topologia deve ter elevada vida útil. As desvantagens ficam por conta do seu controle. Dificulta o controle o fato de que os conversores CC-CC do tipo *boost*, que compõem o inversor *boost*, são sistemas não-lineares e devem seguir referência senoidal.

Dentre as diversas estratégias de controle para o inversor *boost*, duas se destacam pela ampla aceitação na literatura. Em (Cáceres e Barbi, 1999) um controle por modos deslizantes é proposto controlando cada conversor *boost* que compõe o inversor *boost* separadamente. Em (Sanchis et al., 2005) um controle de dupla malha (uma para a corrente e outra para a tensão) é utilizado em cada conversor *boost* do inversor. Cada malha possui diversas compensações que juntas proveem um comportamento linear ao sistema.

A Seção 2 deste artigo trata do funcionamento do inversor *boost*. Na Seção 3, mostra-se a equivalência entre as compensações utilizadas na malha de corrente da estratégia proposta por Sanchis et al. (2005) e a realimentação linearizante descrita por Sira-Ramírez e Silva-Ortigoza (2006). Na Subseção 3.3, utilizando-se apenas a realimentação linearizante parcial de corrente, projeta-se um controlador proporcional-integral (PI) para a malha de tensão. Na Seção 4, controladores proporcional-ressonantes são sintonizados para

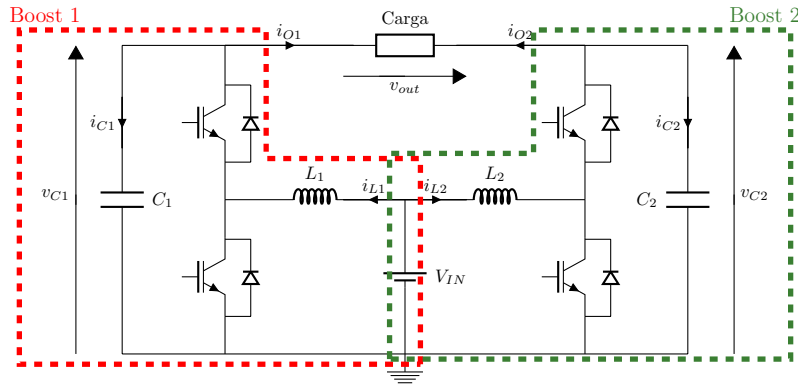


Figura 1: Circuito do inversor *boost*.

malhas de tensão com e sem as compensações utilizadas na estratégia proposta por Sanchis et al. (2005). Por fim, na Seção 5, estão as conclusões deste trabalho.

2 Inversor *Boost* - Funcionamento e Controle

Em geral, a obtenção de um sinal de tensão senoidal na saída do inversor *boost* se dá através da síntese de dois sinais senoidais em cada conversor CC-CC do tipo *boost* que compõe o inversor (ver Figura 1). Esses sinais possuem componentes contínuas de mesmo valor e estão defasados 180° entre si. As Equações (1), (2) e (3) mostram como gerar uma tensão senoidal de amplitude genérica utilizando essa alternativa.

$$v_1(t) = V_{DC} + \frac{v_{ac}}{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_2(t) = V_{DC} - \frac{v_{ac}}{2} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$v_{out} = v_1(t) - v_2(t) = v_{ac} \sin(\omega t) \quad (3)$$

As principais técnicas de controle da literatura para o inversor *boost* utilizam essa alternativa. Por exemplo, Cáceres e Barbi (1999) propõem um controle por modos deslizantes. Para cada conversor *boost* do inversor, um controlador é projetado. Essa estratégia é capaz de seguir referência senoidal e os testes experimentais mostraram taxas de distorção harmônica (TDH) sempre abaixo de 1,5% para cargas resistivas. Entretanto, citam-se como desvantagens, por exemplo, a frequência variável de comutação e a complexidade da teoria para a obtenção da lei de controle por modos deslizantes.

Em Sanchis et al. (2005), cada conversor é controlado por meio de duas malhas de controle PI (uma malha interna para a corrente e outra externa para a tensão). Cada uma das malhas dispõe de compensações que proveem um comportamento linear ao sistema e que também funcionam como um controle *feedforward* para as variações na tensão de entrada. Com esta estratégia é possível controlar diretamente as correntes nos

indutores e sanar problemas presentes no controle por modos deslizantes: a frequência de comutação é constante e os controladores utilizados são PIs, cuja sintonia é simples. As Figuras 2 e 3 ilustram os diagramas de blocos da malha de corrente e da malha de tensão dessa estratégia.

3 Realimentação Linearizante

O uso da técnica da realimentação linearizante visa a obtenção de um sistema com características lineares a partir de um sistema não-linear através de mudanças de variáveis para alcançar uma entrada adequada para o controle do sistema.

Para um conversor *boost*, a dinâmica da corrente no indutor é dada por

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L - \frac{(1-d)}{L} v_C + \frac{V_{IN}}{L} \quad (4)$$

onde i_L é a corrente no indutor, v_C a tensão no capacitor, V_{IN} a tensão de entrada, d a razão cíclica, e L e R_L a indutância e a resistência série do indutor, respectivamente.

Desejando-se realizar uma realimentação linearizante com saída em corrente, pode-se definir uma entrada virtual como

$$v = V_{IN} - (1-d)v_C \quad (5)$$

Da manipulação de (4) e (5), obtém-se

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L + \frac{v}{L}, \quad (6)$$

que representa um sistema linear de primeira ordem.

A tensão em um indutor com perdas resistivas é dada por:

$$v_L = R i_L + L \frac{di_L}{dt} \quad (7)$$

Da comparação entre (6) e (7), obtém-se

$$v = v_{Lref}, \quad (8)$$

o que evidencia que a entrada virtual pode ser interpretada como um sinal de referência para a tensão no indutor.

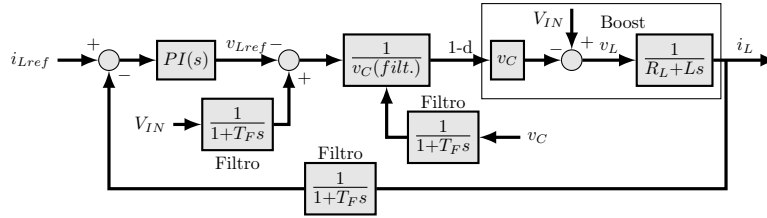


Figura 2: Malha de corrente da estratégia de controle proposta por Sanchis et al. (2005).

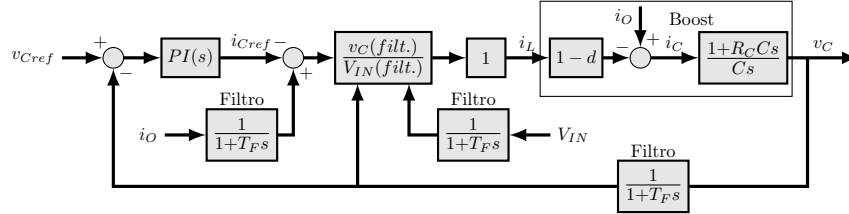


Figura 3: Malha de tensão da estratégia de controle proposta por Sanchis et al. (2005).

Diz-se que a realimentação linearizante obtida através de (5) é do tipo parcial, porque, mesmo após a transformação do sinal de entrada, não são todos os estados que se comportam de forma linear. No caso, a tensão sobre o capacitor (v_C) tem um comportamento não-linear (Sira-Ramírez e Silva-Ortigoza, 2006).

3.1 Equivalência das Estratégias de Controle

A malha de controle ilustrada na Figura 2 faz uso de conceitos da realimentação linearizante, ainda que Sanchis et al. (2005) não tenham deixado isso explícito. Isso pode ser demonstrado através do diagrama de blocos da Figura 2. O controlador PI da malha de corrente proposto Sanchis et al. (2005) fornece um sinal que serve de referência para a tensão no indutor. De acordo com o diagrama de blocos da Figura 2, pode-se extrair a equação

$$\frac{-v_{Lref} + V_{IN}}{v_C} = 1 - d, \quad (9)$$

que é equivalente a (5), pois $v = v_{Lref}$. Além disso, o controlador PI atua sobre uma planta com função de transferência igual a

$$G(s) = \frac{1}{R_L + Ls}, \quad (10)$$

que é a mesma função de transferência entrada-saída para o sistema de (6) com saída $y = i_L$, o que comprova que o trabalho de Sanchis et al. (2005) utiliza implicitamente a técnica da realimentação linearizante parcial de corrente para o conversor *boost* descrita por Sira-Ramírez e Silva-Ortigoza (2006).

3.2 Controlador para a Malha de Tensão

No inversor *boost*, estamos interessados em controlar a tensão no capacitor de cada conversor *boost* que o compõe. Portanto, seria mais vantajoso possuir um sistema de características lineares

com saída em tensão. Entretanto, ao se utilizar a técnica da realimentação linearizante parcial em um conversor *boost* com saída em tensão, a parcela não-linear do sistema não fica relacionada a um ponto de equilíbrio estável (Sira-Ramírez e Silva-Ortigoza, 2006). Por isso, a realimentação linearizante parcial de tensão não é praticável.

A realimentação linearizante parcial de corrente é estável internamente e, por isso, utilizada. Através dessa técnica é possível controlar indiretamente a tensão de saída e, na ausência de incertezas no modelo, seguir referência. Entretanto, essa prática é desencorajada pela teoria de controle. Portanto, uma segunda malha de controle para a tensão é empregada (controle em cascata).

A malha externa de um controle em cascata gera um sinal de saída que não é diretamente aplicado na planta. Esse sinal de saída é a referência para o sistema controlado pela malha interna. Dessa forma, é o sinal de controle da malha interna que atua diretamente sobre a planta. É possível, portanto, conseguir resultados satisfatórios no controle do inversor *boost* apenas com o uso da linearização parcial dos estados e de controladores clássicos. Essa possibilidade é aqui analisada.

Na nova estratégia proposta, cada conversor *boost* que compõe o inversor *boost* é controlado separadamente por um controle em cascata com duas malhas (uma malha interna de corrente e outra externa de tensão). Na malha de corrente, aplica-se a técnica da realimentação linearizante parcial de corrente (ver Figura 2), enquanto que, na malha de tensão, não se emprega qualquer tipo de compensação, excetuando-se o controlador. Os controladores de ambas as malhas são PIs. A Figura 4 mostra o diagrama de blocos da estratégia.

O controlador da malha de tensão é um PI, pois este permite melhorar a resposta transitória e zerar o erro em regime permanente da componente contínua da referência senoidal. Além disso,

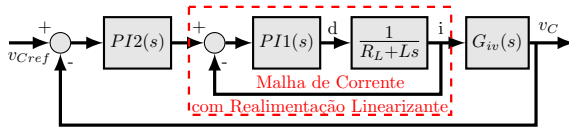


Figura 4: Diagrama de blocos da nova estratégia de controle.

caso sintonizado de maneira adequada, o controlador permite ganho próximo a unidade em malha fechada para a frequência da senoide de referência.

O PI da malha de tensão é sintonizado a partir da função de transferência da malha de corrente e da função de transferência $G_{iv}(s)$ ¹. A função de transferência $G_{iv}(s)$ é obtida a partir da razão entre as funções de transferência $G_{dv}(s)$ e $G_{di}(s)$, sendo que essas últimas são obtidas a partir da linearização em torno de um ponto de equilíbrio utilizando o jacobiano das equações de estado do conversor *boost*.

3.3 Comparação com Nova Sintonia

Para verificar a eficácia da estratégia de controle, foram realizadas simulações em ambiente Simulink do *software* MATLAB. As simulações visavam comparar os resultados obtidos com a reprodução do artigo de Sanchis et al. (2005). Por isso, as especificações definidas para o inversor *boost* são as mesmas presentes nesse artigo, a saber:

V_{IN}	L	C	R	f_s
48V	150μF	30μF	32,3Ω	20kHz

Com o sinal de referência descrito por:

v_{ac}	V_{DC}	f
220√2V	226V	50Hz

Com vistas a proporcionar uma comparação justa, a sintonia do PI da malha de corrente foi mantida igual à sintonia original de Sanchis et al. (2005). Os valores dos parâmetros do controlador proporcional e do integral são 3,529 e $8,44 \times 10^{-5}$ respectivamente. Para o PI da malha de tensão, a sintonia original resultou em uma margem de fase de 90 graus na frequência de $1,97 \times 10^3$ rad/s. Procurou-se manter esses índices na nova sintonia. Um novo PI foi sintonizado resultando em valores de 0,28 e 513 para os parâmetros proporcional e integral respectivamente. A margem de fase ficou em 70,1° com frequência de cruzamento de ganho de $2,3 \times 10^3$ rad/s.

As simulações para carga resistiva nominal resultaram em taxas de distorção harmônica para a tensão de saída de 1,96%, valor menor do que a TDH do projeto original (2,17%). Entretanto, olhando para a tensão sobre cada capacitor sepa-

¹Neste artigo, o primeiro subscrito de uma função de transferência indica o tipo do sinal de entrada e o segundo subscrito indica o tipo do sinal de saída. Dessa forma, a função de transferência $G_{iv}(s)$ tem como entrada um sinal de corrente e de saída, um sinal de tensão.

radamente, a taxa de distorção harmônica na nova sintonia é de 12,15% contra 3,96% da configuração original. Portanto, há uma compensação em ambos os casos. Porém, essa compensação é maior e mais benéfica para o controlador com somente realimentação linearizante de corrente. A Figura 5 ilustra a referência e a tensão de saída da estratégia proposta nesta seção.

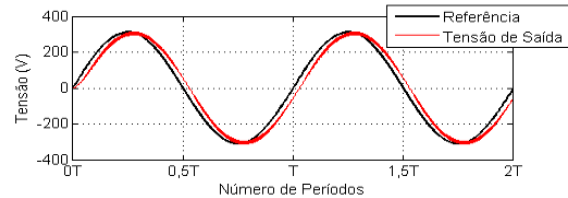


Figura 5: Tensão de saída e referência da estratégia de controle com apenas realimentação linearizante parcial de corrente.

Na estratégia de controle proposta nesta seção, as taxas de distorção harmônica das tensões dos capacitores estão altas. Porém, estamos interessados na tensão de saída do inversor *boost*, cujo valor é a diferença entre as tensões dos capacitores e que apresenta baixa TDH devido a efeitos compensativos. Esses efeitos são decorrentes da simetria do circuito. Por isso, é natural o questionamento sobre a persistência dessas compensações quando o circuito opera sob condições assimétricas. Para analisar esse cenário, simularam-se situações para erros assimétricos de 10% e 20% nos componentes indutivos e capacitivos do circuito. Ou seja, em uma simulação, para um dos conversores a capacitância e a indutância é 110% do valor nominal, enquanto que para o outro 90% do valor nominal. Na outra simulação, os valores representam 120% e 80% do valor nominal. Ainda sobre essas situações, as taxas de distorção harmônica na tensão de saída tiveram um máximo de 2,15%, valor ainda menor do que a TDH do projeto original (2,17%). A Tabela 1 traz a síntese de resultados das situações simuladas.

Tabela 1: Síntese dos Resultados das Simulações da Estratégia de Controle Com Apenas por Realimentação Linearizante de Corrente

Cenário	TDH(%)		
	v_{out}	v_{C1}	v_{C2}
Original	2,17	3,96	3,96
Sem Erro	1,97	12,2	12,2
Erro de 10%	2,01	12,3	12,0
Erro de 20%	2,15	12,5	11,8

4 Controlador Proporcional-Ressonante

Em Sanchis et al. (2005), para cada malha de tensão, é utilizado um controlador PI. Entre-

tanto, controladores PI, quando utilizados para seguir referências senoidais, estão sujeitos a erros de amplitude e de fase em regime permanente. Pelo princípio do modelo interno, para garantir seguimento de referência, o ganho em malha aberta deve ser infinito na frequência desejada. Porém o controlador PI fornece ganho infinito apenas para a frequência nula.

Uma alternativa para zerar o erro em regime permanente é substituir o PI por um controlador proporcional-ressonante (PR). O uso de um controlador proporcional-ressonante garante ganho infinito para a frequência desejada. A função de transferência de um controlador PR pode ser escrita de forma a fazer analogia com um PI:

$$C(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (11)$$

onde ω_0 é a frequência do sinal senoidal de referência. Na situação limite, quando $\omega_0 = 0$, o controlador ressonante equivale a um PI.

A Equação (11) possui dois graus de liberdade: um grau referente a um controlador proporcional e outro referente ao controlador ressonante propriamente dito. Observa-se que a segunda parcela apresenta maior influência sobre o ganho e fase do sistema em torno da frequência ω_0 , mas essa influência é reduzida com o distanciamento dessa frequência.

Portanto, um método de sintonia é determinar o parâmetro K_p para melhorar o transitório e depois o parâmetro K_r , atentando para que o valor deste último parâmetro não comprometa os valores de margem de ganho e de fase (Zmood e Holmes, 2003). Esse procedimento foi aplicado para sintonizar um controlador para um inversor *boost* com as mesmas especificações do inversor da Subseção 3.3 resultando nos seguintes parâmetros: $K_p = 0.1$ e $K_r = 200$.

Simulações em ambiente Simulink do *software* MATLAB foram feitas visando analisar o desempenho do controlador. Os resultados obtidos foram comparados com simulações do controle proposto por Sanchis et al. (2005). A Figura 6 ilustra a referência e a tensão de saída obtida com os controladores proporcional-ressonantes.

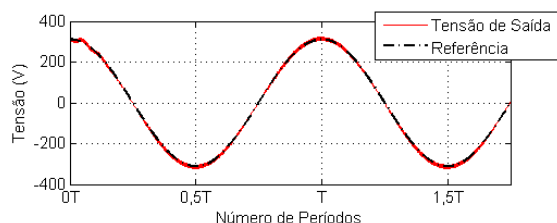


Figura 6: Tensão de saída e referência da configuração com controladores PR.

O erro de fase utilizando controladores PI era de -9° . Com o controlador ressonante, o erro de fase não é mensurável graficamente. Da teoria,

calcula-se que o erro de fase utilizando o controlador (11) é de 0° (Zmood e Holmes, 2003). Também observaram-se reduções nas taxas de distorção harmônica (TDH) tanto para as tensões sobre os capacitores, como também para a tensão de saída. A Tabela 2 é um quadro comparativo com a síntese dos resultados.

Tabela 2: Síntese dos Resultados das Simulações da Configuração com Controladores PR

Controlador	Erro de Fase	TDH(%)	
		v_{out}	V_C
PI	-9°	2,17	3,96
Ressonante	0°	1,75	2,15

4.1 Controle por Apenas Realimentação Linearizante Parcial de Corrente

Um controlador ressonante também pode ser utilizado apenas com a realimentação linearizante parcial de corrente. Porém, nas simulações realizadas para, o erro em regime permanente da componente contínua se mostrou relevante. Em alguns períodos de tempo, o valor da referência menos o erro ficava abaixo da tensão de entrada, gerando saturação. Isso porque o controlador proporcional ressonante não segue referência constante e a menor tensão na saída de um conversor *boost* deve ser igual à tensão de entrada.

Uma alternativa seria o uso de um PI-Ressonante. A escolha desse controlador se mostrou de difícil sintonia gerando erros de componente contínua que demoravam vários ciclos para desaparecerem. Observaram-se também efeitos compensativos semelhantes àqueles descritos na Subseção 3.3 que foram capazes de zerar os erros em regime permanente de amplitude e de fase da tensão de saída.

Neste trabalho, analisa-se de forma detalhada uma outra possibilidade utilizando o controlador proporcional-ressonante: a de elevar o valor CC da referência impedindo que o sinal de referência menos o erro de componente contínua fique abaixo da tensão de entrada. Dessa forma, apesar de cada conversor *boost* não seguir a referência em regime permanente, seus erros são simétricos e se anulam na tensão de saída.

A sintonia do controlador foi feito por método iterativo de tentativa e erro para escolher não somente os parâmetros K_p e K_r do controlador ressonante, como também a nova componente contínua do sinal de referência. Essa sintonia resultou em uma tensão componente contínua de 339V (valor 50% maior do que o valor anterior), $K_p = 0.15$ e $K_r = 500$. A margem de fase do sistema ficou em $52,9^\circ$ na frequência de $1,91 \times 10^3$ rad/s.

As simulações para carga nominal resultaram em uma taxa de distorção harmônica de 1,95% e

erros de amplitude e fase nulo. As taxas de distorção harmônica sobre os capacitores foram de 10,2%, mostrando que os efeitos compensativos também se aplicam nesta estratégia de controle. A Figura 7 mostra a tensão de saída do inversor e sua referência.

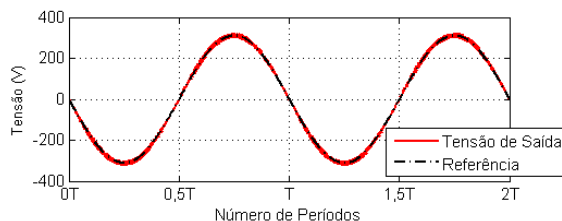


Figura 7: Tensão de saída e referência usando realimentação linearizante parcial de corrente e controladores proporcional-ressonantes

O questionamento sobre a permanência das compensações nesta estratégia de controle sob condições assimétricas de operação também é apropriado. Por isso, de forma análoga à Subseção 3.3, simulações com erros assimétricos de 10% e de 20% dos componentes indutivos e capacitivos do inversor foram feitas. Nessas simulações, monitoraram-se não somente as taxas de distorção harmônica das tensões sobre os capacitores e da tensão de saída, mas também a componente contínua (V_{CC}) do sinal de saída. A assimetria do circuito poderia resultar em diferentes componentes contínuas nas tensões dos capacitores que não se anulariam na tensão de saída. A Tabela 3 é um quadro comparativo dos resultados obtidos.

Tabela 3: Síntese dos Resultados das Simulações com Realimentação Linearizante Parcial de Corrente e Controlador Proporcional-Ressonante

Cenário	TDH(%)				V_{CC} (V)
	v_{out}	v_{C1}	v_{C2}		
Sem Erro	1,95	10,2	10,2		-0,006
Erro de 10%	1,99	10,3	10,1		0,007
Erro de 20%	2,10	10,4	10,0		0,042

As simulações mostraram que as taxas de distorção harmônicas para erros assimétricos dos componentes do inversor se mantiveram baixas e próximas às taxas sob condições simétricas. No pior cenário simulado, a componente contínua da tensão de saída foi de 0,042 V. Esse valor é 0,02% do valor RMS da tensão de saída.

5 Conclusões

As principais estratégias de controle para o inversor *boost* controlam cada conversor CC-CC do tipo *boost* que o compõe separadamente. A tensão desejada é obtida indiretamente através da

diferença entre as tensões sobre os capacitores que coincidem com as saídas de tensão dos conversores *boost*. Este trabalho destaca que é possível obter uma tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica embora as TDH da tensão sobre cada capacitor estejam elevadas. Isso se deve aos efeitos compensativos oriundos da simetria do circuito. Esses efeitos se mantêm mesmo com erros assimétricos significantes nos valores dos componentes indutivos e capacitivos do circuito. Portanto, estratégias com pior desempenho para controlar as tensões de saída dos conversores *boost* podem apresentar melhores resultados para a tensão de saída do que as estratégias com melhor desempenho para o controle das tensões dos conversores *boost*.

Agradecimentos

Agradece-se à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) por conceder bolsa de estudos ao aluno Bernardo Peters Menezes Silva durante o início de seu mestrado.

Referências

- Cáceres, R. e Barbi, I. (1995). A boost dc-ac converter: operation, analysis, control and experimentation, *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, Vol. 1, IEEE, pp. 546–551.
- Cáceres, R. e Barbi, I. (1999). A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **14**(1): 134–141.
- Char, L. (2007). Solar power conversion, in M. H. Rashid (ed.), *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*, Academic press, chapter 26, pp. 661–672.
- Meneses, D., Blaabjerg, F., Garcia, O. e Cobos, J. A. (2013). Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application, *IEEE Transactions on Power Electronics* **28**(6): 2649–2663.
- Sanchis, P., Ursæa, A., Gubía, E. e Marroyo, L. (2005). Boost dc-ac inverter: a new control strategy, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **20**(2): 343–353.
- Sira-Ramírez, H. e Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*, Springer Science & Business Media.
- Zmood, D. N. e Holmes, D. G. (2003). Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **18**(3): 814–822.