

MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR C.C./C.C. DE ALTO GANHO COM INDUTOR ACOPLADO PARA INTEGRAÇÃO EM MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

MÁRCIO R. S. DE CARVALHO*, EMERSON A. DA SILVA*, LEONARDO R. LIMONGI*, FABRÍCIO BRADASCHIA*, MARCELO C. CAVALCANTI*

**Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Av. da Arquitetura, S/N, 50740-550, Recife, Pernambuco, Brasil*

Emails: mrodrigo.s.c@gmail.com, emerson.silva90@gmail.com, leonardo.limongi@ufpe.br, fabricio.bradaschia@ufpe.br, marcelo.ccavalcanti@ufpe.br

Abstract— This paper presents the modelling and the control design of a high voltage gain and high efficiency converter based on the conventional boost cell with floating-output interleaved-input coupled-inductor for integration in photovoltaic modules. The modelling follows the small-signal state-space averaging approach in order to find the adequate transfer function of the converter. A simple PI controller is designed to control the input voltage of the converter in order to execute the MPPT. A 300 W prototype is built and the experimental results obtained validate the mathematical model and the control design, proving the capability of the converter to be integrated in photovoltaic modules.

Keywords— High Voltage Gain, Small Signal Analysis, Boost Converter, Interleaved Converter, Module Integrated Converter.

Resumo— Este artigo apresenta a modelagem e o controle de um conversor c.c./c.c. de alto ganho de tensão e elevada eficiência baseado no *boost* com indutor acoplado e entrada intercalada para integração em módulos fotovoltaicos. O modelo médio de pequenos sinais do conversor é desenvolvido no espaço de estados e validado através de resultados de simulação da operação do conversor completo. Após a modelagem, é proposto o controle da tensão de entrada do conversor para realizar o seguimento do ponto de máxima potência (MPPT) do módulo fotovoltaico. Um protótipo de potência nominal de 300 W foi construído para comprovar a eficácia do sistema de controle projetado e a viabilidade de se utilizar esta topologia de conversor integrada em módulos fotovoltaicos comerciais.

Palavras-chave— Alto Ganho de Tensão, Análise de Pequenos Sinais, Conversor *Boost*, Conversor Entrelaçado, Conversor Integrado a Módulos.

1 Introdução

Microinversores conectados a um único módulo fotovoltaico (FV), também conhecido como conversores integrados ao módulo (do inglês, MIC), têm ganhado popularidade em sistemas FV conectados à rede, sobretudo em aplicações residenciais. A principal vantagem dessa configuração é que o seguimento do ponto de máxima potência é distribuído e desacoplado para cada módulo, reduzindo o impacto de sombreamento parcial e incompatibilidade entre os módulos, aumentando, assim, a eficiência no processo de conversão (Abu-Rub et al., 2014).

A topologia mais convencional de MIC é composta por dois conversores de potência: um c.c./c.c., conectado ao módulo FV, seguido por um c.c./c.a., conectado à rede (Lopez et al., 2017). Como a tensão de máxima potência do módulo FV é da ordem de 20 V à 40 V, conversores c.c./c.c. de alto ganho são necessários para satisfazer os requisitos de tensão do barramento c.c. de inversores c.c./c.a. (na faixa de 350 V a 400 V).

Conversores c.c./c.c. isolados podem ser utilizados para fornecer alto ganho de tensão, mas as perdas que ocorrem no núcleo do transformador são elevadas, afetando a eficiência do sistema (Ma and Lee, 1996). Além disso, o alto esforço de ten-

são sobre as chaves aumenta a perda por condução e causa problema de interferência eletromagnética (EMI) (Nagrial and Hellany, 1999).

Conversores *boost* baseados em indutor acoplado podem alcançar elevado ganho de tensão operando com razão cíclica apropriada (Banaei and Sani, 2018). Entretanto, a energia armazenada na indutância de dispersão induz perdas significativas (Wu et al., 2008). O *boost* com indutor acoplado proposto em (Zhao et al., 2001) utiliza um circuito *clamp* passivo formado por um diodo e um capacitor, o qual recicla e transfere a energia armazenada na indutância de dispersão para o capacitor de saída, melhorando a eficiência do sistema. Por outro lado, a ondulação da corrente de entrada é elevada, o que compromete a vida útil dos módulos FV e dificulta a implementação de algoritmos de MPPT (Revathi and Prabhakar, 2016).

O conversor proposto em (Kianpour et al., 2016) possui dois módulos *boost* com indutor acoplado com entradas intercaladas e saídas conectadas em série. Essa configuração possibilita reduzir significativamente a ondulação da corrente de entrada e obter ganhos de tensão elevados com alta eficiência, características desejáveis em aplicações de MIC conectados à rede.

Assim, este trabalho apresenta o desenvolvi-

mento de um modelo de pequeno sinais simplificado para o conversor proposto em (Kianpour et al., 2016), desenvolvido no espaço de estados e validado através de resultados de simulação da operação do conversor completo. O controle da tensão de entrada do conversor também é projetado com o objetivo de realizar o MPPT. Resultados experimentais em um protótipo de 300 W comprovam a eficácia da topologia em alcançar altos ganhos de tensão e a viabilidade do controlador de tensão projetado.

2 Análise do Conversor c.c./c.c. de Alto Ganho

A topologia do conversor de alto ganho composto por dois módulos *boost* com indutor acoplado entrelaçados na entrada, e por dois circuitos *clamp* passivos está mostrada na Figura 1, em que:

- L_{m1} e L_{m2} são as indutâncias de magnetização;
- l_{k1} e l_{k2} são as indutâncias de dispersão;
- R_1 e R_2 são as perdas nos enrolamentos;
- C_1 e C_2 são os capacitores de saída;
- S_1 e S_2 são os interruptores;
- $D_{out,1}$ e $D_{out,2}$ são os diodos de saída;
- C_{c1} e C_{c2} são os capacitores de grampeamento (capacitores do circuito *clamp*);
- e D_{c1} e D_{c2} são os diodos de grampeamento (diodos do circuito *clamp*).

Os interruptores de ambos os módulos são controlados por sinais com mesma razão cíclica, ($D > 0.5$), porém defasados de 180° entre si. Essa condição impõe aos mesmos três possíveis combinações: $S_1 = on$ e $S_2 = on$; $S_1 = off$ e $S_2 = on$; e $S_1 = on$ e $S_2 = off$.

Supondo que os semicondutores são ideais; os correspondentes elementos magnéticos e capacitivos de cada módulo *boost* são idênticos, isto é, $L_{m1} = L_{m2}$ e $\frac{N_{s1}}{N_{p1}} = \frac{N_{s2}}{N_{p2}} = n$, e $C_1 = C_2$ e $C_{c1} = C_{c2}$; e as tensões sobre os capacitores de saída, V_{C_1} e V_{C_2} , e sobre os capacitores *clamber*, $V_{C_{c1}}$ e $V_{C_{c2}}$, são constantes, o ganho estático do conversor e as tensões sobre os capacitores são dados por:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + D(2n + 1)}{1 - D}, \quad (1)$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{nD + 1}{1 - D} V_{in}, \quad (2)$$

$$V_{C_{c1}} = \frac{V_{C_1} - V_{in}}{1 + n}, \quad (3)$$

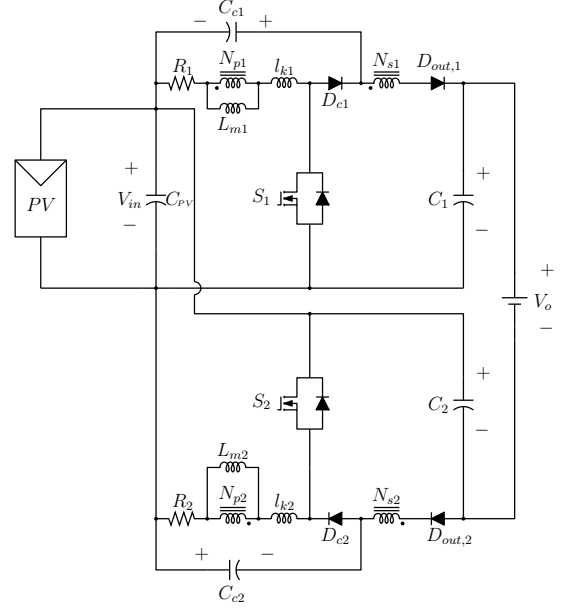


Figura 1: Conversor c.c./c.c. com entrada entrelaçada, indutor acoplado e saída flutuante em tensão baseado na célula *boost*.

$$V_{C_{c2}} = \frac{V_{C_2} - V_{in}}{1 + n}. \quad (4)$$

As formas de onda nos diodos, nas indutâncias e nos capacitores de grampeamento, bem como os sinais de controle e os estados do conversor com duração considerável em um período de chaveamento, são mostrados nas Figuras 2 e 3. Deve ser notado que as correntes nas indutâncias de magnetização são contínuas, enquanto que nas indutâncias de dispersão são descontínuas.

3 Modelagem e Controle do Conversor

O comportamento do conversor será descrito utilizando o modelo médio no espaço de estados. Nessa abordagem, as equações de estado são determinadas para cada uma das etapas de funcionamento e então ponderadas pelos seus respectivos intervalos de duração em um período de comutação.

Para simplificar o modelo, será suposto que os semicondutores são ideais; o acoplamento magnético dos indutores é perfeito, ou seja, não há dispersão, além disso, ambos possuem a mesma razão de espira n ; e as tensões sobre os capacitores de grampeamento são dependentes da tensão de entrada e da tensão sobre os capacitores de saída conforme (3) e (4).

Essas duas últimas condições reduzem os estados topológicos do conversor durante um período de chaveamento aos representados apenas nas Figuras 3a, 3c, 3d e 3f (sem as indutâncias de dispersão), sendo os estados das Figuras 3a e 3d idênticos. Dessa forma, a descrição do conversor através

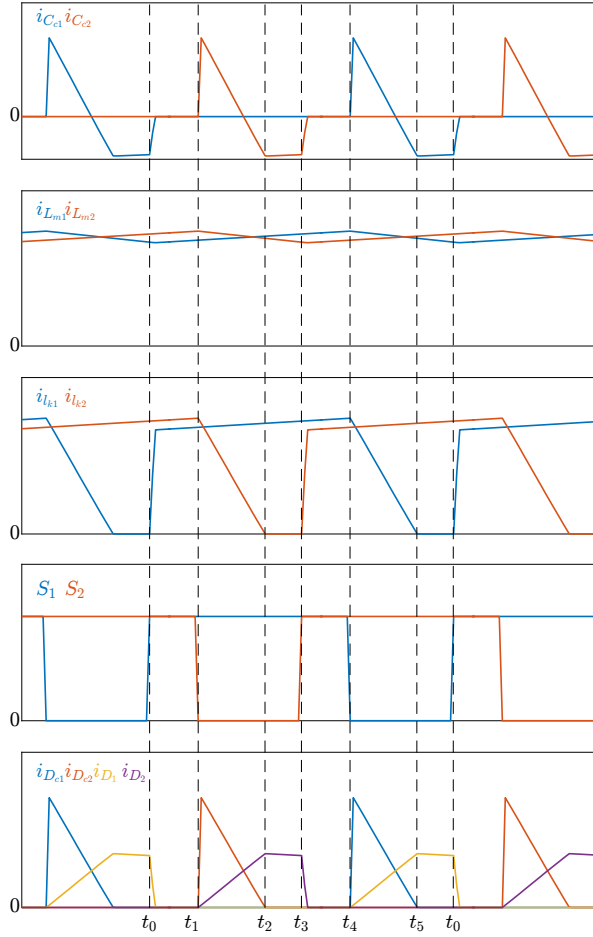


Figura 2: Principais formas de onda do conversor sob análise.

do modelo médio no espaço de estado é dada por:

$$\begin{cases} \langle \dot{x} \rangle = \bar{A}\langle x \rangle + \bar{B}\langle u \rangle \\ \langle y \rangle = \bar{C}\langle x \rangle + \bar{E}\langle u \rangle \end{cases}, \quad (5)$$

em que $\langle x \rangle$, $\langle y \rangle$ e $\langle u \rangle$ são os valores médios das variáveis de estado, da saída e das entradas em um período de chaveamento, respectivamente, e \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} e \bar{E} são, em ordem, as matrizes médias de estado, entrada, saída e transição direta, obtidas ponderando as correspondentes matrizes de cada uma das três etapas de operação pela duração das mesmas (d_1 , d_2 e d_3) – equação (7).

$$\begin{aligned} \langle x \rangle &= [\langle v_{c1} \rangle \langle v_{c2} \rangle \langle i_{L_{m1}} \rangle \langle i_{L_{m2}} \rangle]^T \\ \langle u \rangle &= [\langle v_o \rangle \langle i_{pv} \rangle]^T \\ \langle y \rangle &= [\langle v_{in} \rangle] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_1 d_1 + A_2 d_2 + A_3 d_3 \\ \bar{B} &= B_1 d_1 + B_2 d_2 + B_3 d_3 \\ \bar{C} &= C_1 d_1 + C_2 d_2 + C_3 d_3 \\ \bar{E} &= E_1 d_1 + E_2 d_2 + E_3 d_3 \end{aligned} \quad (7)$$

Para obter o modelo equivalente de pequenos sinais, o sistema é linearizado considerando pequenas perturbações em torno do ponto de operação desejado, ou seja:

$$\begin{aligned} \langle x \rangle &= X + \hat{x} & \langle y \rangle &= Y + \hat{y} & \langle u \rangle &= U + \hat{u} \\ d_1 &= D_1 + \hat{d} & d_2 &= D_2 - \hat{d}/2 & d_3 &= D_3 - \hat{d}/2 \end{aligned} \quad (8)$$

em que:

$$\begin{aligned} X &\gg \hat{x} & Y &\gg \hat{y} & U &\gg \hat{u} \\ D_1 &\gg \hat{d} & D_2 &\gg \hat{d}/2 & D_3 &\gg \hat{d}/2 \end{aligned} \quad (9)$$

Substituindo (8) em (6) e (7), e desconsiderando os termos de segunda ordem, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + B_s\hat{d} \\ \hat{y} = C\hat{x} + E\hat{u} + E_s\hat{d} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (11)$$

em que:

$$\begin{aligned} A &= A_1 D_1 + A_2 D_2 + A_3 D_3 \\ B &= B_1 D_1 + B_2 D_2 + B_3 D_3 \\ C &= C_1 D_1 + C_2 D_2 + C_3 D_3 \\ E &= E_1 D_1 + E_2 D_2 + E_3 D_3 \\ B_s &= \left(A_1 - \frac{A_2}{2} - \frac{A_3}{2} \right) X + \left(B_1 - \frac{B_2}{2} - \frac{B_3}{2} \right) U \\ E_s &= \left(C_1 - \frac{C_2}{2} - \frac{C_3}{2} \right) X + \left(E_1 - \frac{E_2}{2} - \frac{E_3}{2} \right) U \end{aligned} \quad (12)$$

Os sistemas de equações (10) e (11) representam, respectivamente, o modelo c.a. de pequenos sinais em espaço de estado e o valor em regime das variáveis de estado e da saída. Para determiná-los, é necessário obter as equações de estado do conversor para cada etapa durante um período de chaveamento.

3.1 Etapa $S_1 = on$ e $S_2 = on$

Em um período de chaveamento, os interruptores estão fechados durante $D_1 = (2D - 1)$. Os circuitos equivalentes são mostrados nas Figuras 3a e 3d (sem as indutâncias de dispersão). As equações dinâmicas correspondentes a esta etapa são

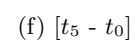
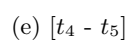
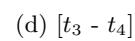
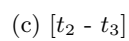
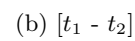
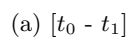


Figura 3: Principais estados de operação do conversor.

obtidas aplicando as leis de *Kirchhoff*.

$$\begin{aligned}
v_{in} &= v_{c1} + v_{c2} - V_o \\
\dot{v}_{c1} &= \frac{-C_2 i_{L_{m1}} - C_2 i_{L_{m2}} - C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{v}_{c2} &= \frac{-C_1 i_{L_{m1}} - C_1 i_{L_{m2}} - C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{i}_{L_{m1}} &= \frac{1}{L_{m1}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m1}} v_{c2} - \frac{R_1}{L_{m1}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{L_{m1}} V_o \\
\dot{i}_{L_{m2}} &= \frac{1}{L_{m2}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m2}} v_{c2} - \frac{R_2}{L_{m2}} i_{L_{m2}} - \frac{1}{L_{m2}} V_o
\end{aligned} \tag{13}$$

3.2 Etapa $S_1 = on$ e $S_2 = off$

Em um período de chaveamento, os interruptores S_1 e S_2 estão nos estados aberto e fechado, respectivamente, durante $D_2 = 1 - D$. O circuito equivalente é mostrado na Figura 3c (sem as indutâncias de dispersão). Aplicando as leis de *Kirchhoff* a esse circuito, tem-se:

$$\begin{aligned}
v_{in} &= v_{c1} + v_{c2} - V_o \\
\dot{v}_{c1} &= \frac{-C_2 i_{L_{m1}} - \frac{(C_{pv} + C_2)}{n} i_{L_{m2}} + C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{v}_{c2} &= \frac{-C_1 i_{L_{m1}} + \frac{C_{pv}}{n} i_{L_{m2}} + C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{i}_{L_{m1}} &= \frac{1}{L_{m1}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m1}} v_{c2} - \frac{R_1}{L_{m1}} i_{L_{m1}} - \frac{1}{L_{m1}} V_o \\
\dot{i}_{L_{m2}} &= \frac{1}{(n+1)L_{m2}} v_{c1} - \frac{1}{(n+1)L_{m2}} V_o
\end{aligned} \tag{14}$$

3.3 Etapa $S_1 = off$ e $S_2 = on$

Em um período de chaveamento, os interruptores S_1 e S_2 estão nos estados fechado e aberto, respectivamente, durante $D_3 = 1 - D$. O circuito equivalente é mostrado na Figura 3f (sem as indutâncias de dispersão). Aplicando as leis de *Kirchhoff* a esse circuito, tem-se:

$$\begin{aligned}
v_{in} &= v_{c1} + v_{c2} - V_o \\
\dot{v}_{c1} &= \frac{\frac{C_{pv}}{n} i_{L_{m1}} - C_2 i_{L_{m2}} + C_2 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{v}_{c2} &= \frac{\frac{-(C_1 + C_{pv})}{n} i_{L_{m1}} - C_1 i_{L_{m2}} + C_1 i_{pv}}{C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}} \\
\dot{i}_{L_{m1}} &= \frac{1}{(n+1)L_{m1}} v_{c2} - \frac{1}{(n+1)L_{m1}} V_o \\
\dot{i}_{L_{m2}} &= \frac{1}{L_{m2}} v_{c1} + \frac{1}{L_{m2}} v_{c2} - \frac{R_2}{L_{m2}} i_{L_{m2}} - \frac{1}{L_{m2}} V_o
\end{aligned} \tag{15}$$

Definindo $\alpha = C_1 C_2 + C_1 C_{pv} + C_2 C_{pv}$, $\beta = (C_{pv} + C_1)$, $\gamma = (C_{pv} + C_2)$ e $\zeta = (n+1)$, e reescrevendo (13), (14) e (15) na forma matricial,

tem-se:

$$\begin{aligned}
A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-C_2}{\alpha} & \frac{-C_2}{\alpha} \\ 0 & 0 & \frac{-C_1}{\alpha} & \frac{-C_1}{\alpha} \\ \frac{1}{L_{m1}} & \frac{1}{L_{m1}} & \frac{-R_1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{1}{L_{m2}} & \frac{1}{L_{m2}} & 0 & \frac{-R_2}{L_{m2}} \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{C_2}{\alpha} \\ 0 & \frac{C_1}{\alpha} \\ \frac{-1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{-1}{L_{m2}} & 0 \end{bmatrix} \\
A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-C_2}{\alpha} & \frac{-\gamma}{n\alpha} \\ 0 & 0 & \frac{-C_1}{\alpha} & \frac{C_{pv}}{n\alpha} \\ \frac{1}{L_{m1}} & \frac{1}{L_{m1}} & \frac{-R_1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{1}{\zeta L_{m2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{C_2}{\alpha} \\ 0 & \frac{C_1}{\alpha} \\ \frac{-1}{L_{m1}} & 0 \\ \frac{-1}{\zeta L_{m2}} & 0 \end{bmatrix} \\
A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{C_{pv}}{n\alpha} & \frac{-C_2}{\alpha} \\ 0 & 0 & \frac{-\beta}{n\alpha} & \frac{-C_1}{\alpha} \\ 0 & \frac{1}{\zeta L_{m1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{m2}} & \frac{1}{L_{m2}} & 0 & \frac{-R_2}{L_{m2}} \end{bmatrix} & B_3 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{C_2}{\alpha} \\ 0 & \frac{C_1}{\alpha} \\ \frac{-1}{\zeta L_{m1}} & 0 \\ \frac{-1}{L_{m2}} & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
C_1 &= C_2 = C_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
E_1 &= E_2 = E_3 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{17}$$

3.4 Projeto do Conversor e Validação do Modelo Matemático

Para validar a resposta dinâmica do modelo de pequenos sinais desenvolvido, aplicou-se um degrau na razão cíclica correspondente à 3% do valor de regime. As comparações entre o modelo e o circuito com e sem a indutância de dispersão simulado no *software* MATLAB estão mostradas nas Figuras 4 e 5. Os valores utilizados na simulação estão apresentados na Tabela 1 - os dos parâmetros de entrada e de saída do conversor c.c./c.c. foram escolhidos de modo a atender aos requisitos necessários para conectar um único módulo fotovoltaico à rede descritos em (Lopez et al., 2017), enquanto que os dos elementos passivos e ativos foram projetados conforme (Zhao et al., 2001) e (Kianpour et al., 2016).

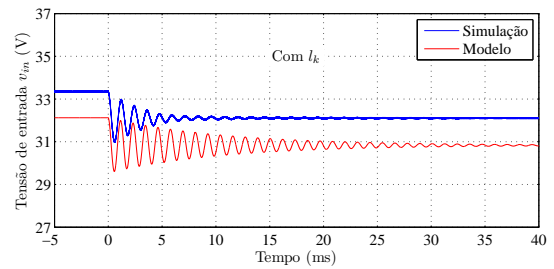


Figura 4: Comparação entre modelo e circuito simulado considerando o efeito da indutância de dispersão.

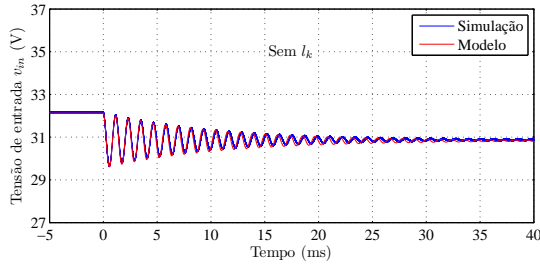


Figura 5: Comparação entre modelo e circuito simulado desprezando-se a indutância de dispersão.

Tabela 1: Valores dos parâmetros e componentes utilizados na simulação do conversor.

Parâmetro	Valor
Razão cíclica (D)	0,66
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Razão de espiras (n)	2
Indutância de magnetização L_m	350 μH
Indutância de dispersão l_k	3 μH
Resistência dos enrolamentos R	0,1 Ω
Capacitor de entrada C_{pv}	100 μF
Capacitores de saída C	7,5 μF
Capacitores do <i>clamp</i> C_c	10 μF

3.5 Projeto do Sistema de Controle

Com as matrizes do modelo médio definidas, (12), é possível encontrar as funções transferência, que relacionam a saída com as entradas da seguinte forma:

$$v_{in}(s) = \begin{bmatrix} G_1(s) & G_2(s) & G_3(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o(s) \\ I_{pv}(s) \\ D(s) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

A razão cíclica, $D(s)$, representa a variável de controle do sistema, enquanto que a tensão de saída, $V_o(s)$, e a corrente de entrada, $I_{pv}(s)$, são consideradas distúrbios na saída. O diagrama de blocos do sistema de controle é apresentado na Figura 6.

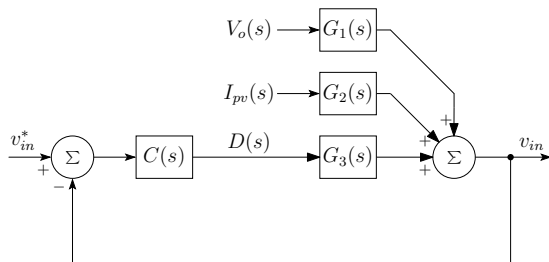


Figura 6: Diagrama de blocos do sistema de controle.

Como a tensão de saída e a corrente de entrada são constantes, um controlador proporcional-integral (PI) é adequado para rejeitar os distúrbios na saída e rastrear a tensão de referência, $v_{in}^*(s)$. Sendo assim, a única função transferência necessária para o projeto do controlador é $G_3(s)$, que é dada por (considerando $R_1 = R_2 = R$, $L_{m1} = L_{m2} = L_m$ e $C_1 = C_2 = C$):

$$G_3(s) = \frac{a's^3 + b's^2 + c's + d'}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e}. \quad (19)$$

Numericamente, tem-se:

$$G_3(s) = \frac{-3.881 \cdot 10^4 s^3 - 1.921 \cdot 10^9 s^2}{s^4 + 377,1 s^3 + 3,678 \cdot 10^7 s^2} \cdots \frac{-6.457 \cdot 10^{11} s - 1,404 \cdot 10^{16}}{6,929 \cdot 10^9 s + 2,158 \cdot 10^{14}}. \quad (20)$$

Neste trabalho, optou-se por sintonizar um controlador PI de modo a obter margem de fase mínima de 10° e frequência de cruzamento por 0 dB em 1,5 kHz. Sendo assim, o sistema de controle não influencia na dinâmica de algoritmos MPPT (geralmente de banda passante menor que 100 Hz) e, quando comparados a sistemas com frequência de cruzamento típica (quatro à dez vezes menor que a frequência de chaveamento), atenua ruídos em uma maior faixa espectral. Esses requisitos foram atendidos utilizando ganhos $k_p = -0,03$ (negativo, já que o ganho da função de transferência da planta é negativo) e $k_i = 3,00$, resultando em margem de fase de $11,9^\circ$ e margem de ganho infinita.

4 Resultados Experimentais

O protótipo montado para obtenção dos resultados experimentais está mostrado na Figura 7, na qual é possível identificar os indutores acoplados, construídos utilizando núcleos de ferrite da Thornton tipo NEE-55/28/21, com 27 espiras no primário e 54 espiras no secundário. As especificações dos componentes do estágio de potência estão apresentadas na Tabela 2. Os parâmetros utilizados no ensaio estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 2: Especificações dos componentes do estágio de potência do conversor.

Componente	Especificação
S_1 e S_2	IPP320N20N3 (MOSFET)
D_1 , D_2 , D_{c1} e D_{c2}	STTH3R04
L_{m1} e L_{m2}	350 μH
C_{c1} e C_{c2}	10 μF
C_1 e C_2	7,5 μF
C_{pv}	100 μF

As principais formas de onda do conversor estão apresentadas na Figura 8. Deve ser notado

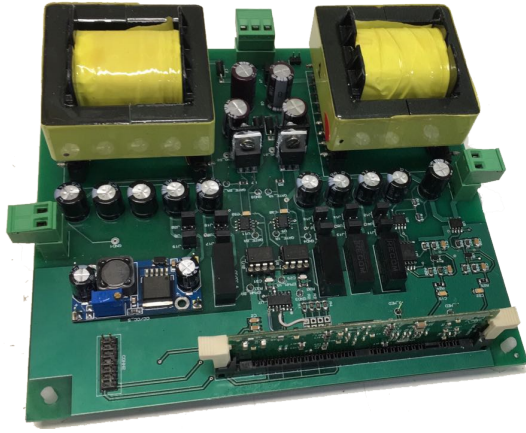


Figura 7: Visão geral do protótipo do conversor com potência nominal de 300 W.

Tabela 3: Parâmetros utilizados no ensaio do conversor.

Parâmetro	Valor
K_p	-0,03
K_i	3,00
Corrente de entrada (I_{pv})	8 A
Tensão de entrada (V_{in})	35 V
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz

que, assim como mostrado na Figura 2, a corrente na indutância de magnetização é contínua, enquanto que a corrente na indutância de dispersão é descontínua.

O resultado apresentado na Figura 9 foi obtido com a atuação do sistema de controle em malha fechada aplicando um degrau na tensão de entrada de 20V para 35V. O tempo de acomodação resultante foi de, aproximadamente, 30 ms.

5 Conclusão

Ao desprezar as indutâncias de dispersão dos indutores acoplados, é possível obter o modelo de pequenos sinais do conversor apresentado através da abordagem do modelo médio no espaço de estado com apenas três etapas de operação diferentes com durações bem definidas, e apenas quatro variáveis de estado. Sem desprezar essas indutâncias, faz-se necessário considerar cinco etapas de operações diferentes e oito variáveis de estado para obter o modelo de pequenos sinais do conversor.

Pelos resultados experimentais, as principais formas de onda do protótipo foram idênticas às simuladas, validando o projeto do mesmo. Além disso, o modelo simplificado mostrou-se apropriado para obtenção da função transferência e consequente controle em malha fechada da tensão de entrada. Porém, um modelo mais preciso pode ser obtido quando se considera as indutâncias de

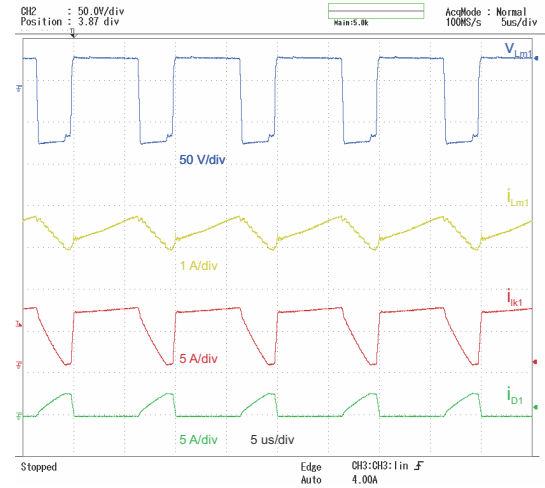


Figura 8: Principais formas de onda do conversor: tensão e corrente na indutância de magnetização; corrente na indutância de dispersão; corrente no diodo.

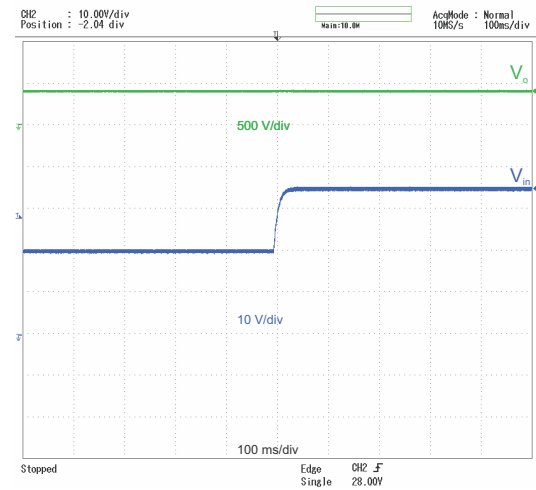


Figura 9: Resposta ao degrau de 20 V a 35 V na referência da tensão de entrada do conversor: tensão de saída e tensão de entrada do conversor, respectivamente.

dispersão.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer o suporte financeiro da Fundação de Amparo a Ciência e Tecnologia de Pernambuco (FACEPE), do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

Referências

Abu-Rub, H., Malinowski, M. and Al-Haddad, K. (2014). *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, Wiley - IEEE, Wiley.

- Banaei, M. R. and Sani, S. G. (2018). Analysis and implementation of a new sepic-based single switch buck-boost dc-dc converter with continuous input current, *IEEE Transactions on Power Electronics* **PP**(99): 1–1.
- Kianpour, A., Jabbari, M. and Shahgholian, G. (2016). High step-up floating-output interleaved-input coupled-inductor-based boost converter, *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1088–1093.
- Lopez, D., Flores-Bahamonde, F., Renaudineau, H. and Kouro, S. (2017). Double voltage step-up photovoltaic microinverter, *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 406–411.
- Ma, K.-W. and Lee, Y.-S. (1996). An integrated flyback converter for dc uninterruptible power supply, *IEEE Transactions on Power Electronics* **11**(2): 318–327.
- Nagrial, M. H. and Hellany, A. (1999). EMI/EMC issues in switch mode power supplies (SMPS), *International Conference and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, 1999. EMC York 99. (Conf. Publ. No. 464)*, pp. 180–185.
- Revathi, B. S. and Prabhakar, M. (2016). Non isolated high gain dc-dc converter topologies for pv applications - a comprehensive review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* **66**: 920 – 933.
- Wu, T. F., Lai, Y. S., Hung, J. C. and Chen, Y. M. (2008). Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**(1): 154–162.
- Zhao, Q., Tao, F. and Lee, F. C. (2001). A front-end dc/dc converter for network server applications, *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, Vol. 3, pp. 1535–1539 vol. 3.