

MODELAGEM DE UM CONVERSOR CC-CC EM PONTE COMPLETA COM COMUTAÇÃO SOB ZERO DE TENSÃO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

Bernardo Andres – bernardoandres@mail.ufsm.br

Leonardo Cassol Bach – leonardobach22@gmail.com

Mário Lúcio Da Silva Martins – mariolsm@gmail.com

Hélio Leães Hey – heliohey@gmail.com

Rafael Concatto Beltrame – beltrame@gepoc.ufsm.br

Universidade Federal de Santa Maria, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Resumo. Este trabalho apresenta o modelo CA de pequenos sinais de um conversor CC-CC em ponte completa com comutação sob zero de tensão, empregado em um micro inversor (MIC) fotovoltaico. O modelo proposto relaciona a tensão de entrada (alimentada por um módulo fotovoltaico) com o ângulo de defasagem da modulação *phase-shift*. Ele pode ser utilizado para projetar o controlador de tensão para implementação do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Para isso, o modelo médio por espaço de estados é utilizado. Resultados experimentais (resposta ao degrau e resposta em frequência) são obtidos para validar o modelo.

Palavras-chave: Conversor CC-CC em ponte completa, Fotovoltaico (PV), Comutação sob zero de tensão (ZVS).

1. INTRODUÇÃO

Dióxido de carbono, um resíduo dos combustíveis fósseis, é um dos grandes responsáveis pelo efeito estufa. Esse efeito causa mudanças climáticas, afetando o meio ambiente, podendo trazer consequências catastróficas. Além disso, existe a provável escassez dessas fontes, e, devido a isso, precisarão ser substituídas em um futuro próximo por novas alternativas, como as energias renováveis (Wang *et al.*, 2011; Kim *et al.*, 2010).

Atualmente, a energia fotovoltaica tem recebido bastante atenção, pelo fato de ser uma fonte de energia teoricamente infinita, limpa e sem emissão de gases. Módulos fotovoltaicos (PV), que fornecem uma tensão contínua, possuem alta confiabilidade e durabilidade, podendo ser facilmente instalados próximos do local de consumo, reduzindo os custos de distribuição e transmissão (Luque e Hegedus, 2011).

Em todo o mundo, mais de 90% dos sistemas fotovoltaicos possuem conexão com a rede elétrica (IEA, 2015). Para essa aplicação, as configurações mais comuns são de inversor por string e módulo integrado (MIC). Inversores por *string* são geralmente constituídos por um inversor rebaixador, alimentado por um conjunto de módulos PV, conectados em série. Por outro lado, a configuração MIC consiste em um único módulo PV conectado a um inversor elevador (Kjaer *et al.*, 2005). Dentre as principais vantagens da configuração MIC está a sua simplicidade, com a característica “*plug and play*”, segurança, modularidade e confiabilidade. O algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) pode ser implementado individualmente em cada módulo PV, evitando as perdas devido ao sombreamento parcial e *mismatch* (Carbone e Tomaselli, 2011).

As topologias de MIC são classificadas em três grupos: MIC com *link* CC, MIC com pseudo *link* CC e MIC sem *link* CC (Edwin *et al.*, 2014). Devido à simplicidade de desenvolvimento, modulação e controle, a configuração com *link* CC foi escolhida e analisada neste trabalho. Além disso, essa configuração permite utilizar um nível suficientemente elevado de tensão no *link* CC, de modo que a capacitância do *link* seja reduzida, permitindo a escolha de capacitores de filme ao invés de eletrolíticos. Como resultado, a resistência série equivalente (RSE) do capacitor é reduzida, reduzindo as perdas. Além de tudo, existe um aumento da vida útil do capacitor, aumentando a confiabilidade de todo o sistema (Li e Wolfs, 2008).

A escolha do conversor CC-CC deve considerar alguns pontos importantes. Por exemplo, se alto rendimento é necessário, um conversor com reduzido número de componentes ativos e passivos (especialmente magnéticos) é preferível. Nesse grupo, a topologia CC-CC em ponte completa é atrativa, já que alto ganho de tensão pode ser atingido através do transformador. Além disso, comutação sob zero de tensão (ZVS) pode ser obtida utilizando a técnica de modulação *phase-shift*, reduzindo as perdas de *turn-on* das chaves do conversor e as perdas de *turn-off* de seus diodos em antiparalelo (Lappeenrantaensis, 2012). Esse conversor é empregado em uma configuração MIC, com *link* CC, como mostra a Fig. 1.

É interessante citar que o modelo CA do conversor CC-CC em ponte completa ZVS, relacionando tensão de entrada (sobre o módulo PV) com o ângulo de defasagem da modulação *phase-shift*, raramente é encontrado na literatura. Por exemplo, um dos primeiros trabalhos que apresentou o modelo CA de pequenos sinais desse conversor, relacionando tensão de saída com a razão cíclica efetiva, foi apresentado em (Vlatkovic *et al.*, 1992). Esse modelo foi

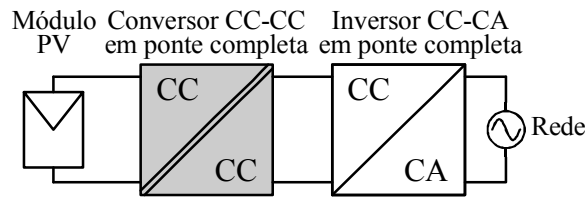


Figura 1 – Conversor MIC para aplicações fotovoltaicas.

então melhorado por (Zanatta e Pinheiro, 2006), onde as não idealidades do transformador, indutor e capacitores foram consideradas. Finalmente, um modelo CA de pequenos sinais relacionando a tensão de entrada com a tensão de saída, e a tensão de saída com a razão cíclica efetiva, foi apresentado em (Xuenzhi e Guangqun, 2009). É importante mencionar que todos esses trabalhos não relacionam a tensão de entrada com o ângulo de defasagem. Assim, de modo a permitir o controle da tensão do módulo PV e implementar o algoritmo de MPPT, esse trabalho obtém, através do modelo médio por espaço de estados, o modelo CA de pequenos sinais do conversor CC-CC em ponte completa ZVS. Deve-se mencionar que o estágio CC-CA (inversor) não será analisado nesse trabalho. Resultados experimentais (resposta ao degrau e resposta em frequência) são obtidos para validar o modelo proposto.

2. CONVERSOR CC-CC EM PONTE COMPLETA ZVS

O conversor CC-CC em ponte completa ZVS é mostrado na Fig. 2. Ele apresenta um estágio inversor em ponte completa, composto por quatro chaves semicondutoras (S_1, S_2, S_3 e S_4) com seus quatro diodos intrínsecos (D_1, D_2, D_3 e D_4) e suas quatro capacitâncias *drain-source* (C_1, C_2, C_3 e C_4), um estágio de isolamento galvânica, composto por um transformador de alta frequência, um retificador de onda completa, composto por quatro diodos (D_a, D_b, D_c e D_d) e um filtro passa-baixas de segunda ordem (L e C). A indutância de dispersão do transformador, L_R , é inclusa, pois desempenha papel importante na obtenção do ZVS das chaves semicondutoras. Como apresentado na Seção 3, o módulo PV é representado por seu modelo equivalente linear de *Thévenin*, composto por V_{eq} e R_{eq} .

De modo a garantir a operação com ZVS para uma ampla faixa de corrente de entrada, a técnica de modulação *phase-shift* é utilizada. Nessa modulação, cada braço do conversor possui sua própria portadora triangular, com um ângulo de defasagem, ϕ , entre as portadoras. A largura de pulso de cada sinal de comando das chaves é constante, com um valor de 50% de um período de chaveamento (T_s). O braço *a* (composto por S_3 e S_4) é definido como o braço fixo, e, o braço *b* (composto por S_1 e S_2) é definido como o braço em atraso. Então, o braço *b* sempre apresentará um atraso com relação ao braço *a*.

Para compreender melhor a modulação *phase-shift*, a Fig. 3 mostra as portadoras (com amplitude 1), o sinal modulante (com amplitude 1/2), os sinais PWM de S_1 e S_3 (braços *a* e *b*, respectivamente), a tensão resultante (v_{ab}) no primário do transformador e a tensão resultante (v_{sec}) após a ponte retificadora. As tensões v_{ab} e v_{sec} são obtidas desconsiderando o efeito da indutância L_R . Assim, a ressonância entre a corrente de L_R e as tensões das capacitâncias intrínsecas (C_1 a C_4) é desconsiderada, resultando em quatro etapas de operação em um período de comutação. É importante mencionar que essas quatro etapas de operação podem ser agrupadas em apenas duas etapas de operação, representadas na Fig. 3: Etapa 1 (transferência de energia) e Etapa 2 (roda-livre). A partir da Fig. 3, é possível concluir que a duração da Etapa 1 e Etapa 2 são dadas, respectivamente, por

$$T_1 = T_s - 2T_\phi, \quad (1)$$

$$T_2 = 2T_\phi, \quad (2)$$

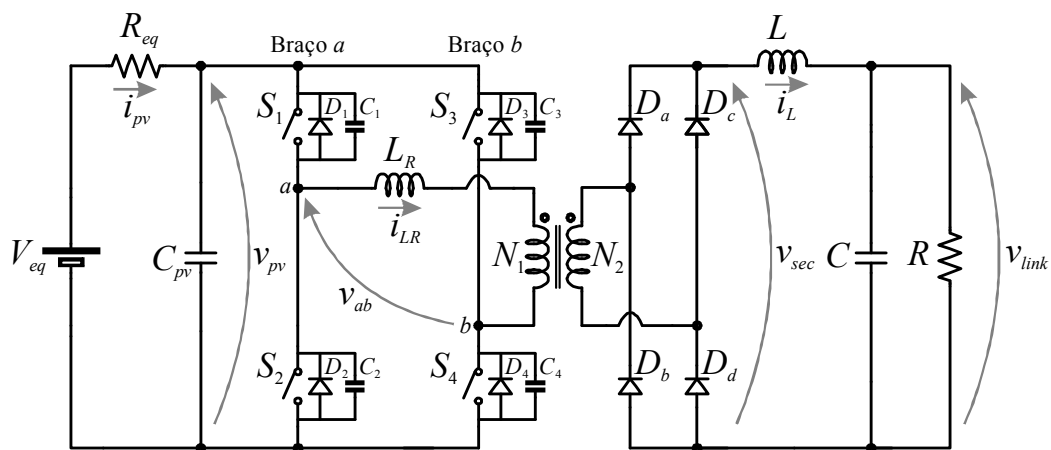


Figura 2 – Conversor CC-CC em ponte completa ZVS.

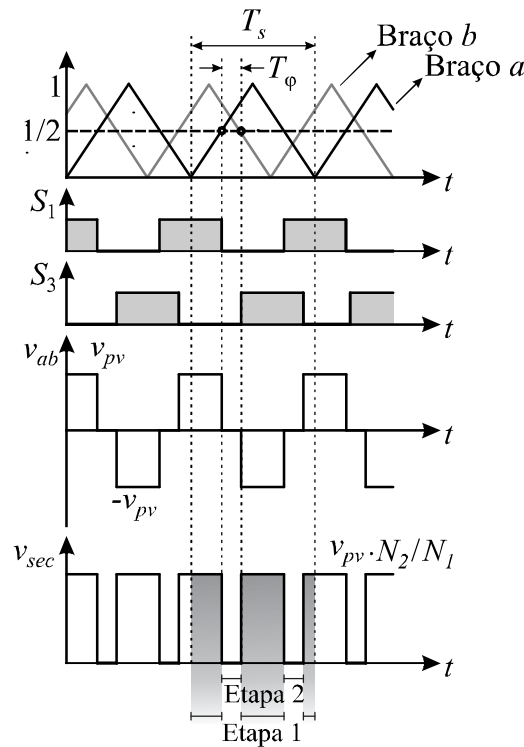


Figura 3 – Técnica PWM *phase-shift* e principais formas de onda do conversor.

onde T_s é o período de chaveamento (relacionado à frequência de chaveamento por $T_s = 1/f_s$) e T_ϕ é o tempo de defasagem entre as portadoras do braço *a* e braço *b*, conforme mostra a Fig. 3.

A razão cíclica efetiva desse conversor é definida por

$$D = T_1/T_s = (1 - 2T_\phi/T_s). \quad (3)$$

Assumindo que T_s é equivalente a 360° e T_ϕ é equivalente a φ (ângulo de defasagem entre os braços *a* e *b*), a Eq. (3) pode ser reescrita como

$$D = 1 - \left(\frac{\varphi}{180^\circ} \right). \quad (4)$$

A Eq. (4) mostra que a energia é transferida da entrada para a saída (Etapa 1), e é controlada pelo ângulo de defasagem, φ , da modulação *phase-shift*.

3. MODELO CA DE PEQUENOS SINAIS DO MÓDULO PV

O módulo Kyocera® KC200GT, com potência máxima de 200 W, na condição padrão de ensaio (1000 W/m², 25° C e AM 1,5), foi escolhido para alimentar o conversor. Seus principais parâmetros são mostrados na Tab. 1.

Os parâmetros elétricos apresentados na Tab. 1 são utilizados para obter o circuito equivalente linear de *Thévenin* do módulo PV, composto por V_{eq} e R_{eq} . De modo a obter esse modelo linear, é necessário linearizar a curva corrente *versus* tensão, em torno do ponto de máxima potência (MPP).

As curvas do módulo Kyocera® KC200GT são mostradas na Fig. 4 para diferentes níveis de irradiância, onde MPP1 corresponde a uma irradiação de 1000 W/m². Assim, considerando o ponto MPP1 e o procedimento apresentado

Tabela 1 – Parâmetros Elétricos do Módulo PV (Kyocera, 2016).

Parâmetros	Valor
Potência máxima	200 W
Tensão no ponto de máxima potência	26,30 V
Corrente no ponto de máxima potência	7,61 A
Tensão de circuito aberto	32,80 V
Corrente de curto-circuito	8,21 A

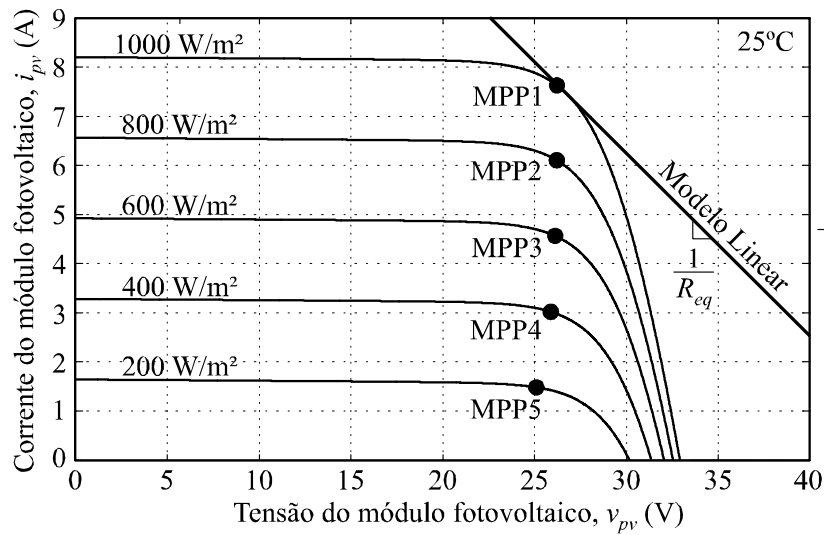


Figura 4 – Corrente versus tensão do módulo PV (Kyocera, 2016).

em (Gazoli *et al.*, 2012), é possível demonstrar que $V_{eq} = 50.01$ V e $R_{eq} = 3.23$ Ω .

4. MODELO CA DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR CC-CC EM PONTE COMPLETA

Deve-se constatar que a indutância de dispersão do transformador, L_R , não é levada em conta na análise de operação do conversor, uma vez que o tempo de ressonância com as capacitâncias intrínsecas das chaves semicondutoras (C_1 a C_4) pode ser desprezado, quando comparado a T_s . A resistência série equivalente (RSE) dos indutores e capacitores também não é levada em conta. Basicamente, L_R e RSE maximizam o coeficiente de amortecimento do modelo CA de pequenos sinais (Vlatkovic *et al.*, 1992). Desse modo, o modelo obtido neste trabalho representa uma aproximação conservativa, pois um coeficiente de amortecimento pequeno torna o projeto do controlador mais desafiador.

4.1 Etapa 1: $0 \leq t < d(t)T_s$

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Fig. 5. A duração desta etapa é definida como $d(t)T_s$, onde $d(t)$ é a razão cíclica efetiva do conversor. Para esta etapa, a corrente através de C_{pv} , a tensão em L e a corrente através de C são dadas por

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{v_{pv}}{R_{eq}} - i_L n + \frac{V_{eq}}{R_{eq}}, \quad (5)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{pv} n - v_{link}, \quad (6)$$

$$C \frac{dv_{link}}{dt} = -\frac{v_{link}}{R} + i_L, \quad (7)$$

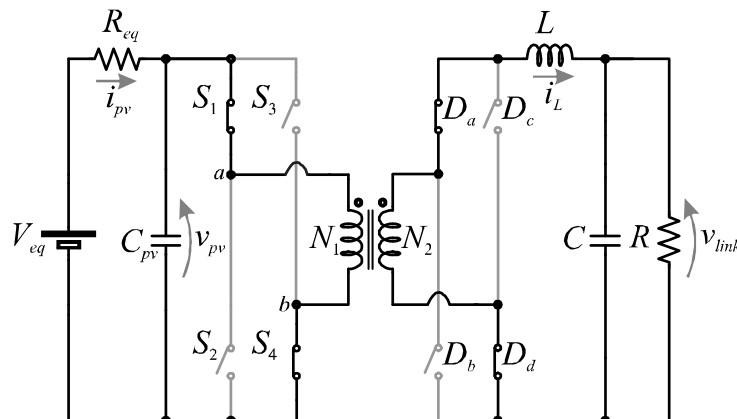


Figura 5 – Etapa de operação 1 (transferência de energia).

onde n é a relação de transformação, definida como $n = N_2/N_1$.

Definindo o vetor de estados como $\mathbf{x}(t) = [v_{pv} \ i_L \ v_{link}]^T$, o vetor de entrada como $\mathbf{u}(t) = [v_{eq}]$, e o vetor de saída como $\mathbf{y}(t) = [v_{pv}]$, as Eqs. (5)-(7) podem ser reescritas como

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \quad (8)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \mathbf{u}(t)$$

onde

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} C_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -1/R_{eq} & -n & 0 \\ n & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_1 = [1/R_{eq} \ 0 \ 0]^T, \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_1 = [1 \ 0 \ 0], \quad (12)$$

$$\mathbf{E}_1 = [1 \ 0 \ 0]. \quad (13)$$

4.2 Etapa 2: $d(t)T_s \leq t < T_s$

A operação do conversor durante esta etapa é apresentada na Fig. 6. A duração desta etapa é definida como $T_s - d(t)T_s$. Agora, a corrente através de C_{pv} , a tensão em L e a corrente através de C são dadas por

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{v_{pv}}{R_{eq}} + \frac{V_{eq}}{R_{eq}}, \quad (14)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{link}, \quad (15)$$

$$C \frac{dv_{link}}{dt} = -\frac{v_{link}}{R} + i_L. \quad (16)$$

Novamente, as Eqs (14)-(16) podem ser reescritas como

$$\mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \quad (17)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t)$$

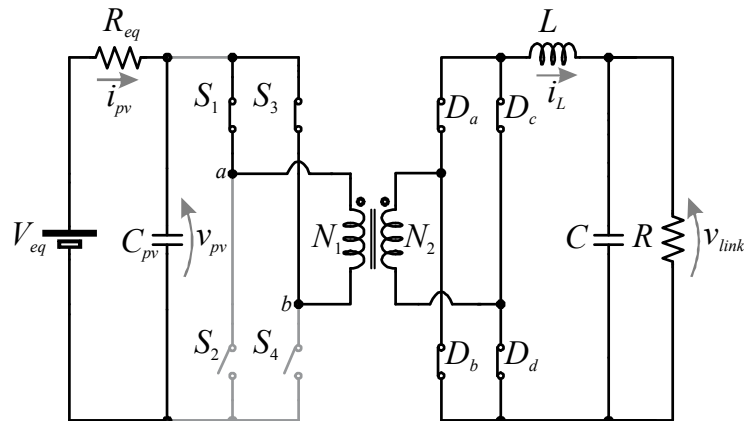


Figura 6 – Etapa de operação 2 (roda-livre).

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1/R_{eq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1/R \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$\mathbf{B}_2 = [1/R_{eq} \quad 0 \quad 0]^T, \quad (19)$$

$$\mathbf{H}_2 = [1 \quad 0 \quad 0], \quad (20)$$

$$\mathbf{E}_2 = [1 \quad 0 \quad 0]. \quad (21)$$

4.1 Equações de equilíbrio CC

O vetor de estado de equilíbrio $\mathbf{X} = [V_{pv} \ I_L \ V_{link}]^T$, e o vetor de saída de equilíbrio $\mathbf{Y} = [V_{pv}]$, com $\mathbf{U} = [V_{eq}]$ e $d(t) = D$, são dados pela Eq. (22) (Erickson e Maksimovic, 2001). Deve-se constatar que V_{pv} , I_L e V_{link} são os valores em regime permanente de v_{pv} , i_L e v_{link} , respectivamente.

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{H}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U} \end{aligned} \quad (22)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 (1 - D) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2 (1 - D) \\ \mathbf{H} &= \mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2 (1 - D) \\ \mathbf{E} &= \mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2 (1 - D) \end{aligned} \quad (23)$$

Resolvendo a Eq. (22), é possível obter a equação de estado de equilíbrio:

$$\frac{V_{pv}}{V_{eq}} = \frac{1}{1 + D^2 N^2 \frac{R_{eq}}{R}}. \quad (24)$$

4.2 Modelo CA de pequenos sinais

As equações de estado do modelo linear CA de pequenos sinais são expressas na Eq. (25), onde $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{\mathbf{u}} \ \hat{d}]^T$. Deve-se constatar que $\hat{\mathbf{u}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ são pequenas variações CA no vetor de entrada e na razão cíclica, e, $\hat{\mathbf{x}}(t)$ e $\hat{\mathbf{y}}(t)$ são as variações CA resultantes nos vetores de estado e de saída. De maneira a se obter o modelo linear (25), assume-se que os sinais perturbados são muito menores do que seus valores em regime permanente.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \end{aligned} \quad (25)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A} \\ \mathbf{B}_p &= \mathbf{K}^{-1}[\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \\ \mathbf{H}_p &= \mathbf{H} \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}] \end{aligned} \quad (26)$$

A função de transferência desejada pode ser encontrada aplicando-se a Transformada de Laplace na Eq. (25):

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p (s\mathbf{I}_{3,3} - \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s). \quad (27)$$

Resolvendo a Eq. (27), desconsiderando a perturbação em v_{eq} , e considerando que $\hat{d}(s) = -\hat{\phi}(s)/180^\circ$ [obtido através da perturbação e linearização na Eq. (4)], é possível demonstrar que

$$G_{v_{pv},\phi}(s) \triangleq \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{\phi}(s)} = M \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4}, \quad (28)$$

onde

$$\begin{aligned} M &= nR_{eq}/180 & b_1 &= CC_{pv}LRR_{eq} \\ a_1 &= CI_L LR & b_2 &= CLR + C_{pv}LR_{eq} \\ a_2 &= I_L L + CDnRV_{pv} & b_3 &= L + C_{pv}RR_{eq} + CD^2 n^2 RR_{eq} \\ a_3 &= I_L R + DnV_{pv} & b_4 &= R + D^2 n^2 R_{eq} \end{aligned} \quad (29)$$

4.3 Efeito do Modulador PWM e Atraso de Implementação do Controle Digital

De modo a realizar o controle digital do conversor CC-CC em ponte completa ZVS, os efeitos do conversor digital-analógico (ou seja, o modulador PWM) e a atualização da lei de controle (geralmente, uma amostra) devem ser levados em conta. Assim, a Eq. (28) pode ser reescrita como

$$G_{v_{pv},\phi,T}(s) \triangleq G_{v_{pv},\phi}(s)G_{pwm}(s)G_{td}(s), \quad (30)$$

onde

$$G_{pwm}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s}, \quad (31)$$

$$G_{td}(s) = e^{-sT_s}. \quad (32)$$

5. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

De modo a validar o modelo proposto do conversor CC-CC em ponte completa ZVS, a resposta ao degrau e a resposta em frequência (Diagrama de Bode) foram obtidos experimentalmente. Em ambos os casos, o conversor estava operando na máxima potência (MPP1, conforme Fig. 4), com potência de entrada (P_{in}) de 200 W, tensão do módulo (V_{pv}) de 26,31 V, tensão de saída (V_{link}) de 426,25 V e rendimento de 96,25%. Essas medidas foram obtidas com o analisador de potência digital WT1800 (Yokogawa®). Os parâmetros adicionais de operação do conversor são mostrados na Tab. 2. A curva do módulo PV foi programada no emulador fotovoltaico E4360A (Agilent®). Além disso, a modulação *phase-shift* foi implementada em um DSP TMS320F28335 (Texas Instruments®).

5.1 Resposta ao degrau

De maneira a analisar a precisão do modelo da Eq. (28), o ângulo de defasagem ϕ da modulação *phase-shift* foi variado de 5° para 6° . As formas de onda da tensão v_{pv} (obtida com um osciloscópio DPO3034, da Tektronix®) e

Tabela 2 – Especificações do conversor.

Parâmetros	Valor
C_{pv}	82 μ F
C	120 μ F
L	40 mH
n	18
ϕ	5°
R	920 Ω
D	0,9
f_s	24 kHz
T_s	41,67 μ s
V_{pv}	26,31 V
V_{link}	426,5 V
I_L	469 mA

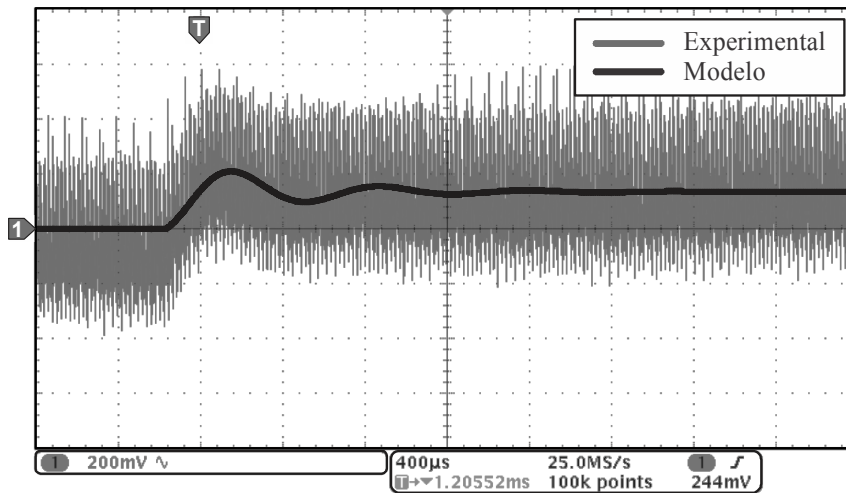


Figura 7 – Resposta ao degrau.

modelo, apresentado na Eq. (28) (desconsiderando o valor CC), são comparadas na Fig. 7. Como pode ser visto, existe bastante proximidade entre os resultados experimentais e teóricos. Na verdade, o modelo teórico apresentou um comportamento oscilatório levemente maior, pois o coeficiente de amortecimento inserido por L_R e SER não foi levado em conta (como explicado previamente).

5.2 Diagrama de bode

A configuração utilizada para obter a resposta em frequência experimental (Diagrama de Bode) do conversor CC-CC em ponte completa ZVS é mostrada na Fig. 8. Resumidamente, o analisador de resposta em frequência AP200 (AP Instruments®) fornece uma forma de onda senoidal em uma faixa de frequência de 100 Hz até 12 kHz (limitada pelo Teorema de *Nyquist*). Essa forma de onda é adquirida pelo canal analógico-digital do DSP e adicionada (como uma pequena variação AC) ao ângulo de defasagem da modulação *phase-shift* em regime permanente. Ambos sinal perturbado ($\hat{\phi}$) e variável de saída resultante (v_{pv}) são medidos pelo analisador de resposta em frequência (v_1 e v_2 , conforme Fig. 8), de maneira a validar a magnitude e fase do sistema. O modelo (30) foi considerado para medida de comparação, pois o atraso introduzido pela modulação PWM e período de amostragem não podem ser desconsiderados nesse caso.

A resposta em frequência teórica e experimental são comparadas na Fig. 9. Novamente, existe uma boa proximidade entre resultado experimental e teórico, tanto para a magnitude como para a fase. Como pode ser visto, o modelo teórico apresenta um pico de ressonância maior, resultando em um comportamento oscilatório maior. Por outro lado, ambos resultados coincidem com boa precisão para baixas e altas frequências.

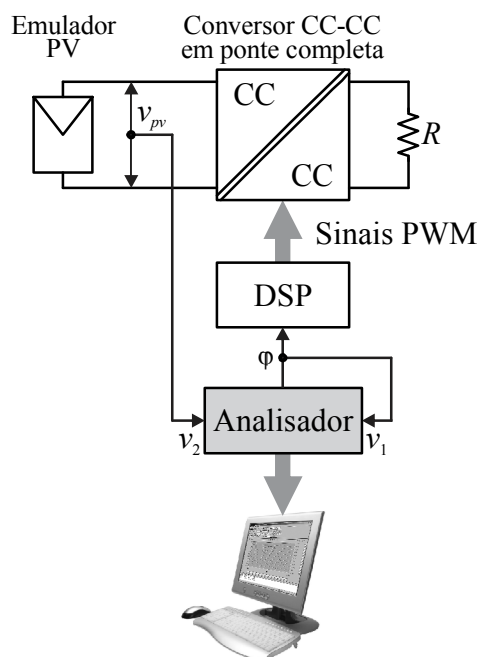


Figura 8 – Configuração realizada para a aquisição do diagrama de bode.

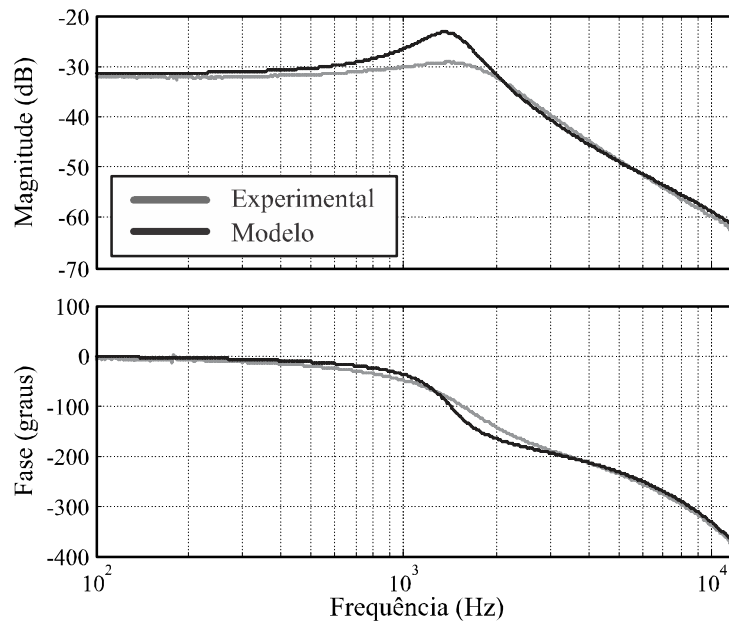


Figura 9 – Diagrama de bode.

6. CONCLUSÕES

Esse trabalho apresentou o modelo de pequenos sinais CA de um conversor CC-CC em ponte completa ZVS empregado em uma aplicação MIC. A metodologia foi baseada no modelo médio por espaço de estados. O modelo proposto relacionou a tensão do módulo PV com o ângulo de defasagem da modulação *phase-shift*.

O modelo foi obtido desconsiderando a influência da indutância de dispersão, (L_R), e sua ressonância com as capacitâncias intrínsecas das chaves semicondutoras (C_1 a C_4). As quatro etapas de operação resultantes foram agrupadas em apenas duas etapas: (i) transferência de energia e (ii) roda-livre. O módulo PV foi representado por um circuito linear equivalente de *Thévenin*, obtido a partir de seus parâmetros elétricos e curvas de irradiação.

Resultados experimentais foram obtidos e comparados com resultados teóricos. Como foi visto, existe bastante proximidade entre os resultados, tanto para a resposta ao degrau quanto para a resposta em frequência. Além disso, o conversor mostrou um grande ganho de tensão e alta eficiência em regime permanente, o que é essencial para essa aplicação. Por outro lado, o modelo proposto apresentou um pico de ressonância maior do que o obtido experimentalmente. No entanto, isso pode ser considerado uma aproximação conservativa, pois um modelo com coeficiente de amortecimento pequeno é mais desafiador para projetar o controlador.

Agradecimentos

Os autores deste trabalho gostariam de agradecer à “CAPES/PROEX – Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior” pelo suporte financeiro fornecido.

REFERÊNCIAS

- Carbone, R., Tomaselli, A., 2011. Recent advances on AC PV-modules for grid-connected photovoltaic plants, in *Proc. IEEE 3rd International Conference on Clean Electrical Power: Renewable Energy Resources Impact*, pp. 124–129.
- Edwin, F., Xiao, W., Khadkikar, V., 2014. Dynamic modeling and control of interleaved flyback module-integrated converter for pv power applications, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1377–1388.
- Erickson, R. W., Maksimovic, D., 2001. *Fundamentals of Power Electronics: 2nd Edition*, Kluwer Academic Publishers.
- Gazoli, J. R., Villalva, M. G., Siqueira, T. G., Ruppert, E., 2012. Micro-inverter for integrated grid-tie pv module using resonant controller, in *Proc. IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–8.
- KC200GT High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module Datasheet Kyocera. [Online]. Available: <http://www.kyocera.com.sg/products/solar/pdf/kc200gt.pdf>
- Kim, H., Yoon, C., Choi, S., Member, I. S., 2010. An improved current-fed ZVS isolated boost converter for fuel cell applications, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, no. 9, pp. 593–599.
- Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., Blaabjerg, F., 2005. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules, *IEEE Trans on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, p. 1292–1306.
- Lappeenrantaensis, A. U., 2012. Performance and scalability of isolated dc-dc converter topologies in low voltage, high current applications, Tese de Doutorado, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland.

- Li, Q., Wolfs, P., A Review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different dc link configurations, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333, May. 2008.
- Luque, A., Hegedus, S., 2015. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, 2nd Edition. Wiley, 2011.
- Trends 2015 In Photovoltaic Applications - Survey Report of Selected IEA Countries between 1992 and 2014*, 20th Edition, IEA, pp. 11–14.
- Vlatkovic, V., Sabate, J. A., Radley, R. B., Lee, F. C., Cho, B. H., 1992. Small-signal analysis of the phase-shifted pwm converter, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 128–135.
- Wang, X. W. X., Gao, J. G. J., Hu, W. H. W., Shi, Z. S. Z., Tang, B. T. B., 2010. Research of effect on distribution network with penetration of photovoltaic system, in *Proc. IEEE Universities Power Engineering Conference*, pp. 1–4.
- Xuezhi, H., Guangqun, N., 2009. The research of modeling and simulation for phase-shifted full-bridge zvs dc/dc converter, in *Proc. IEEE 3rd International Symposium on Intelligent Information Technology Application*, pp. 550–553.
- Zanatta, C., Pinheiro, J. R., 2006. A no dc-gain error small-signal model for the zero-voltage-switching phase-shift-modulated full-bridge dc-dc converter, in *Proc. IEEE 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 1921–1926.

MODELLING OF A ZVS FULL-BRIDGE DC-DC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

Abstract. *This paper presents the small-signal ac model of a zero-voltage switching full-bridge dc-dc converter employed as a micro-inverter (MIC) in photovoltaic applications. The proposed model relates the input voltage (supplied by the photovoltaic module) with phase-delay of phase-shift modulation. It can be used to design the voltage controller to implement the desired maximum power point tracking (MPPT) algorithm. To accomplish this goal, the state-space averaging approach is used. Experimental results (step response and frequency sweep) are obtained to validate the model.*

Key words: *Full-bridge dc-dc converter, Photovoltaic (PV), Zero-voltage switching (ZVS).*