

Thiết kế và thực nghiệm bộ biến đổi DC/DC cách ly IBFB- LLC công suất 2,5kW sử dụng van SiC Mosfet

Design and Implementation of 2.5kW IBFB-LLC DC/DC Converter Using SiC Mosfet

Vũ Hoàng Phương, Đỗ Tuấn Anh, Nguyễn Mạnh Linh*, Nguyễn Quang Địch

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, Hà Nội, Việt Nam

*Email: linh.nguyenmanh@hust.edu.vn

Tóm tắt

Bộ biến đổi DC/DC cách ly Interleaved boost Full bridge tích hợp mạng cộng hưởng LLC (IBFB- LLC) là bộ biến đổi dẫn năng lượng 1 chiều, có khả năng làm việc với những ứng dụng có dải điện áp rộng như hệ thống biến đổi năng lượng mặt trời. Tổn thất chính của bộ biến đổi bao gồm tổn thất đóng cắt trên van và tổn thất trên biến áp xung. Bài báo đề xuất phương pháp cải thiện hiệu suất bộ biến đổi IBFB dựa trên kỹ thuật chuyển mạch mềm, kết hợp với việc sử dụng công nghệ van bán dẫn SiC thay cho van Si thông thường. Thêm vào đó, công nghệ dây Litz được dùng để giảm tổn thất trên biến áp cách ly hoạt động ở tần số cao. Mô hình mô phỏng và hệ thống thực nghiệm công suất đến 2,5kW cho bộ biến đổi được thực hiện để kiểm chứng tính khả thi và hiệu quả của phương pháp đề xuất.

Từ khóa: IBFB-mạng cộng hưởng LLC, chuyển mạch mềm, SiC Mosfet.

Abstract

Interleaved Boost Full Bridge integrated LLC resonant (IBFB- LLC) is an isolated DC/DC converter with directional power flow, which can cope with a wide input voltage range of PV applications. The main losses of the converter are switching losses of the power switches and transformers losses. This paper proposes a method to improve the efficiency of the IBFB converter due to zero voltage switching technique, in combination with employing new SiC MOSFET technology instead of the conventional Si MOSFET. In addition, Litz wire is also adopted to reduce the losses on the high frequency isolation transformer. Both numerical simulations and experiments with a prototype 2.5kW converter are implemented to verify the feasibility and effectiveness of the proposed solution.

Keywords: IBFB-LLC resonant, ZVS, SiC Mosfet.

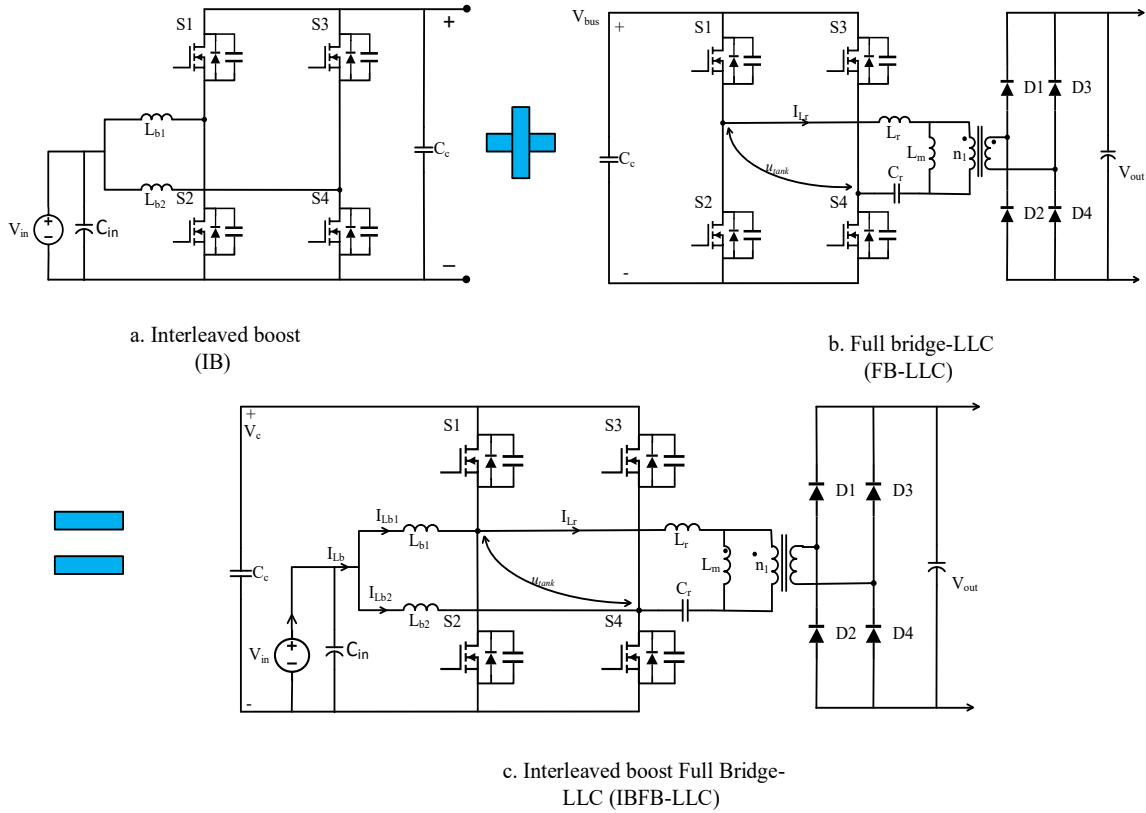
1. Giới thiệu

Ngày nay, các nguồn năng lượng tái tạo như năng lượng mặt trời, pin nhiên liệu... đang được quan tâm nghiên cứu. Các bộ biến đổi DC/DC kết nối với các nguồn năng lượng cần đảm bảo yêu cầu về tính cách ly, khả năng làm việc với dải điện áp đầu vào rộng, hiệu suất cao... Cấu trúc Dual active bridge (DAB) cho phép các bộ DC/DC đáp ứng những yêu cầu trên trong các ứng dụng biến đổi năng lượng mặt trời PV [1,2]. Tuy nhiên, do đặc thù của ứng dụng là chỉ dẫn năng lượng theo một chiều từ PV đến tải nên nhóm van phía thứ cấp bộ DAB có thể được thay thế bởi cầu diode. Bên cạnh đó, cấu trúc interleaved boost được sử dụng ở bên sơ cấp để giảm đập mạch dòng điện đầu vào [3,4]. Đồng thời, mạng cộng hưởng LLC được sử dụng trong các bộ DC/DC cách ly bởi các ưu điểm như chuyển mạch mềm trên các van, giảm nhiễu điện từ và tăng mật độ công suất. Mặc dù vậy, bộ LLC truyền thống điều chế xung theo phương pháp PFM tồn tại một nhược điểm là dải khuếch đại điện áp nhỏ [5]. Để khắc phục vấn đề trong các ứng dụng PV, với cấu trúc mạch lực interleaved boost full-bridge có tích hợp mạng cộng

hưởng LLC được sử dụng, bài báo lựa chọn phương pháp điều chế độ rộng xung PWM và cố định tần số cộng hưởng bằng tần số đóng cắt của bộ biến đổi [6].

Nhằm nâng cao hiệu suất bộ biến đổi, công nghệ van SiC mosfet và dây quấn Litz được sử dụng trong hệ thống thực nghiệm của bài báo. Công nghệ van SiC có những ưu điểm nổi bật so với van Si thông thường: hoạt động ở mức điện áp cao hơn với khả năng chịu nhiệt lớn hơn, điện tích mở công nhỏ hơn dẫn đến thời gian đóng mở van nhỏ hơn, điện trở van khi dẫn nhỏ hơn, từ đó giảm tổn hao do đóng cắt van và có khả năng làm việc ở tần số cao hơn [7-9]. Như vậy, tổn thất tổng thể của van SiC được giảm đáng kể so với van Si thường.

Dây quấn Litz gần đây đã trở thành một vật liệu tiềm năng trong lĩnh vực điện tử công suất, cho phép cuộn cảm và biến áp hoạt động ở dòng cao với điện trở thấp [10], tổn thất rất nhỏ rơi trên cuộn dây có thể đạt được ở tần số hoạt động từ hàng chục đến hàng trăm kHz [11]. Dây litz cũng giúp giảm thiểu hiệu ứng bề mặt và tối thiểu tổn thất gây ra bởi dòng điện xoáy [12], giảm nhiệt độ hoạt động của hệ thống, từ đó đơn giản hóa trong việc thiết kế tản nhiệt.



Hình 1. Cấu trúc mạch lực bộ IBFB

2. Nguyên lý hoạt động

2.1 Cấu trúc mạch lực

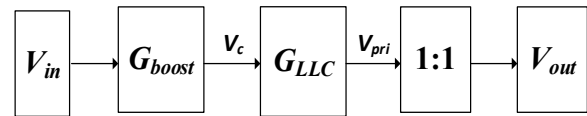
Cấu trúc mạch lực bộ biến đổi IBFB được biểu diễn ở Hình 1, bao gồm 2 phần là phần Interleaved boost và phần Full Bridge- LLC. Ở phần Interleaved boost, năng lượng đầu vào qua 2 cuộn cảm DC là L_{b1} và L_{b2} được coi như 2 nguồn dòng. Cuộn cảm L_{b1} kết hợp với cặp van S_1, S_2 tạo thành mạch boost thứ nhất, cuộn cảm L_{b2} kết hợp với cặp van S_3, S_4 tạo thành mạch boost thứ hai, hai mạch boost được thiết kế xen kẽ nhau lệch nhau 180 độ và điện áp boost V_c được giữ bởi tụ kẹp C_c . Phần Full Bridge - LLC gồm module cầu mosfet phía sơ cấp và cầu diode ở phía thứ cấp biến áp, do đó năng lượng chỉ truyền theo 1 chiều từ sơ cấp sang thứ cấp. Mạng cộng hưởng LLC được tích hợp phía sơ cấp gồm 3 phần tử: điện cảm rò tổng L_r , tụ cộng hưởng C_r và điện cảm từ hóa sơ cấp biến áp L_m . Tỷ lệ biến áp được chọn bằng 1:1.

2.2 Hệ số khuếch đại của bộ biến đổi

Do hệ số khuếch đại của mạch boost G_{boost} và của mạng cộng hưởng G_{LLC} hoàn toàn độc lập nên mối quan hệ giữa điện áp đầu ra V_{out} và đầu vào V_{in} được thể hiện ở Hình 2. Trong đó, hệ số khuếch đại bộ boost $G_{boost} = 1/D$ với D là hệ số điều chế cho 2 van nhánh trên S_1 và S_3 . Các hệ số tương đối được

quy ước trong bài báo: $f_n = \frac{f_s}{f_r}, k = \frac{L_b}{L_r}, m = \frac{L_m}{L_r}$.

Đối với các mạng hưởng cộng hưởng PFM truyền thống, hệ số điều chế D được giữ cố định ở 0,5 và hệ số khuếch đại G_{LLC} phụ thuộc vào hệ số f_n . Tuy nhiên, nhược điểm của bộ cộng hưởng PFM là dải khuếch đại điện hẹp, không phù hợp với những ứng dụng có dải điện áp đầu vào rộng như pin mặt trời.



Hình 2. Khuếch đại điện áp bộ IBFB

Để khắc phục vấn đề này, bộ cộng hưởng LLC trong bài báo được lựa chọn theo phương pháp PWM khi thay đổi D và cố định $f_n = 1$ [6]. Khi đó, hệ số khuếch đại G_{LLC} có độ lớn phụ thuộc vào hệ số điều chế D và hệ số chất lượng Q . Hệ số Q của mạng cộng hưởng được tính theo công thức:

$$Q = \frac{1}{2\pi f_r C_r R_{ac}} \quad (1)$$

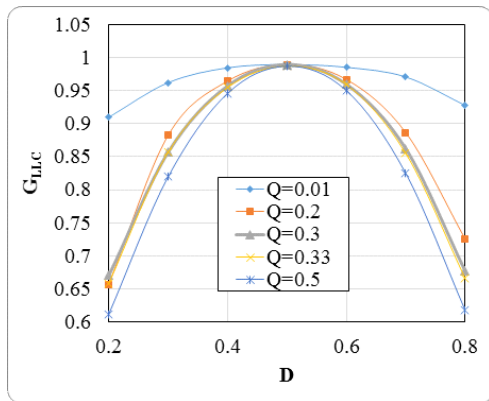
với R_{ac} là hệ số tải tương đương quy đổi từ thứ cấp. Khi đó hệ số khuếch đại điện áp của cả bộ biến đổi:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = G_{boost} \cdot G_{LLC} = \frac{G_{LLC}}{D} \quad (2)$$

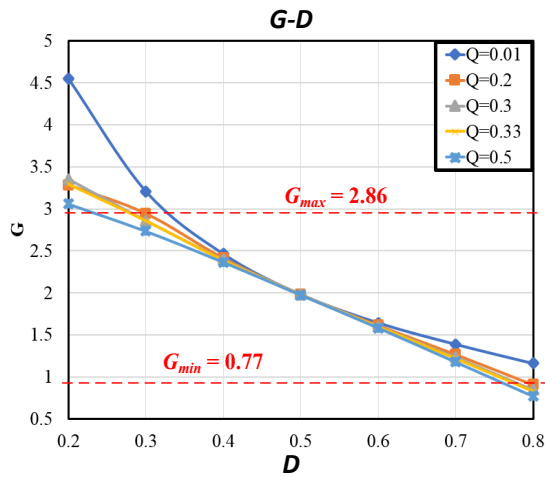
Đường đặc tính mô phỏng G_{LLC} và G khi thay đổi các giá Q và D được thể hiện lần lượt trên Hình 3 và Hình 4, với G_{min}, G_{max} lần lượt bằng 0,77; 2,86 khi điện áp vào V_{in} nhận giá trị 520 V và 140 V, điện áp ra cố

định ở 400 V. Điều đó cho thấy việc bộ biến đổi có thể hoạt động ở cả chế độ tăng áp (chế độ boost) và giảm áp (chế độ buck).

cảm rò càng có dạng sin và $D = 0,5$ là điểm làm việc tối ưu của hệ thống [6].

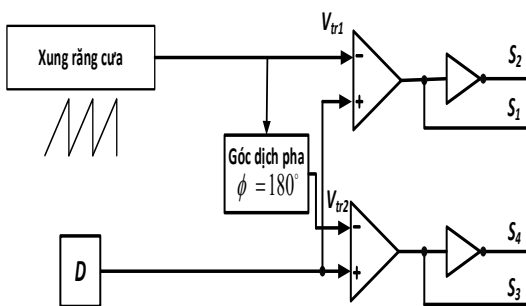


Hình 3. Hệ số khuếch đại G_{LLC} theo D và Q



Hình 4. Hệ số khuếch đại G theo D và Q

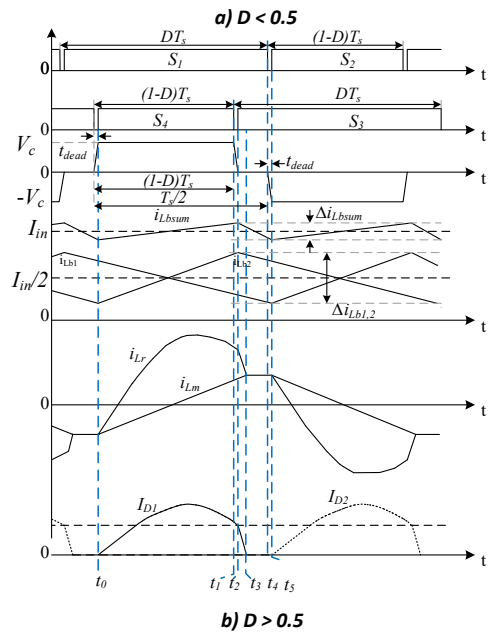
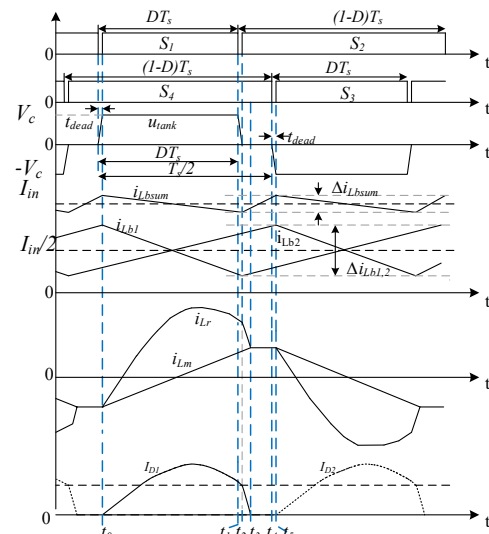
2.3 Luật phát xung



Hình 5. Luật phát xung cho các van phía sơ cấp

Góc dịch pha giữa 2 nhánh van được chọn bằng 180 độ để đảm bảo công suất truyền qua bộ biến đổi là lớn nhất, đồng thời đảm bảo tính đối xứng khi phân tích chuyển mạch. Đặc tính hệ thống được thể hiện trên Hình 6 ứng với 2 trường hợp $D > 0,5$ và $D < 0,5$.

Ở thời điểm chuyển mạch của các van, dòng qua 1 trong 2 cuộn cảm boost sẽ thay đổi chế độ nạp hoặc xả, tương ứng nhận giá trị nhỏ nhất hoặc lớn nhất. Bên cạnh đó, khi giá trị D càng gần 0,5, dòng qua



Hình 6. Đồ thị đặc tính hệ thống

Điện cảm L_r cộng hưởng với tụ C_r với tần số cộng hưởng f_r bằng tần số đóng cắt:

$$f_s = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \times C_r}} \quad (3)$$

Nhận thấy $i_{Lr} = i_{Lm}$ ở giai đoạn $[t_3, t_4]$, do đó không có năng lượng truyền từ sơ cấp sang thứ cấp và điện cảm L_m không còn bị kẹp bởi điện áp V_{out} . Điện cảm L_m tham gia vào mạng cộng hưởng ở giai đoạn này với tần số cộng hưởng f_m theo công thức:

$$f_m = \frac{f_r}{\sqrt{m+1}} \quad (4)$$

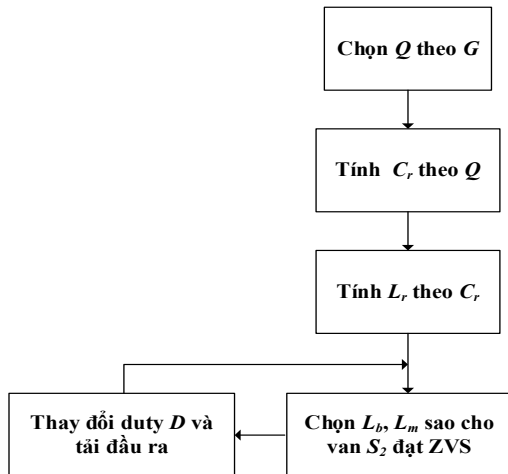
2.4 Điều kiện chuyển mạch mềm

Ở mỗi thời điểm mở van, cần có 1 dòng i_{ZVS} đủ lớn xả tụ kí sinh của van trong thời gian deadtime lựa chọn. Độ đập mạch dòng qua điện cảm boost càng lớn thì các van càng dễ đạt được ZVS. Bảng 1 đưa ra điều kiện chuyển mạch ZVS cho các van của bộ IBFB với quy ước chiều dương dòng i_{Lr} cùng chiều với dòng i_{Lb1} .

Bảng 1. Điều kiện ZVS trên các van

Van	Điều kiện
S_1	$\max i_{Lb1} - i_{Lr} > i_{ZVS}$
S_2	$i_{Lr} - \min i_{Lb1} > i_{ZVS}$
S_3	$\max i_{Lb2} + i_{Lr} > i_{ZVS}$
S_4	$\max i_{Lb2} + i_{Lr} < -i_{ZVS}$

Do tính chất đối xứng, nên theo [6] chuyển mạch mềm dễ dàng đạt được trên các van S_1, S_3 và S_4 . Van S_2 sẽ khó đạt được ZVS nhất. Để đạt được ZVS cho toàn bộ các van phía sơ cấp, các phần tử thụ động của bộ biến đổi cần được lựa chọn như sau:



Hình 7. Lưu đồ tính chọn các phần tử thụ động

- Bước 1: Với dải điện áp đầu vào từ 140 V đến 520 V và điện áp đầu ra 400 V, dải khuếch đại điện áp được xác định từ 0,77 đến 2,86. Từ đó, hệ số chất lượng Q được lựa chọn theo hệ số khuếch đại G theo Hình 4

- Bước 2: Tụ cộng hưởng C_r được tính theo Q và hệ số tải tương đương R_{ac} từ phương trình (1)

- Bước 3: Điện cảm rò L_r được tính theo C_r từ phương trình (3)

- Bước 4: Giá trị điện cảm từ hóa biến áp L_m và điện cảm boost được lựa chọn để đảm bảo có dòng i_{ZVS} đủ lớn để xả tụ kí sinh cho van S_2

- Bước 5: Thay đổi điện áp đầu vào, duty, tải và kiểm tra lại chuyển mạch mềm trên van S_2 . Nếu S_2 không còn đạt ZVS thì quay lại bước 4.

3. Kết quả mô phỏng

3.1 Chuyển mạch mềm trên các van

Để kiểm tra khả năng chuyển mạch mềm của các van cũng như đánh giá hiệu suất của hệ thống, mô phỏng trên phần mềm Ltspice được tiến hành. Bộ biến đổi IBFB chạy vòng hở với tải đầu ra thuần trở, công suất 2500 W. Điện áp đầu vào thay đổi trong dải từ 140 V đến 520 V. Các thông số mô phỏng cho bởi Bảng 2.

Bảng 2. Thông số mô phỏng bộ IBFB

Thông số	Kí hiệu	Giá trị	
Công suất	P	2500 W	
Điện áp vào	V_{in}	140 – 520 V	
Điện áp đầu ra	V_{out}	400V	
Tụ lọc đầu vào	C_{in}	110 μ F	
Cuộn cảm boost	L_{b1}, L_{b2}	500 μ H	
Điện cảm rò tổng	L_r	67.5 μ H	
Điện cảm từ hóa	L_m	337.5 μ H	
Tụ cộng hưởng	C_r	150 μ F	
Tần số đóng cắt	f_s	50kHz	
Tụ kẹp	C_c	4.7 μ F	
Tải thuần trở	R_o	64 Ω	
Van SiC	Rising time	t_r	100ns
	Falling time	t_f	40ns
	Deadtme	t_d	300ns

Cả 4 van đều chuyển mạch mềm với điện cảm boost bằng 500 μ H ($k=7$) và điện cảm từ hóa bằng 337,5 μ H ($m=5$). Kết quả ZVS trên các van được quan sát ở trường hợp $V_{in} = 165$ V, $D = 0,4$, các trường hợp khác cho kết quả hoàn toàn tương tự.

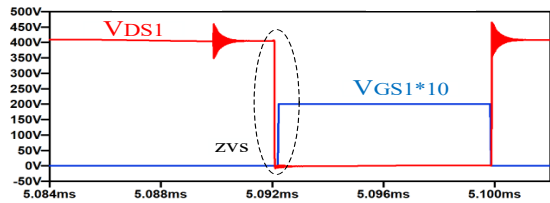
Dạng dòng điện trên cảm rò, dòng trên cảm boost và điện áp mạng cộng hưởng trên mô phỏng giống với lý thuyết phân tích chuyển mạch của bộ biến đổi.

3.2 So sánh van SiC và Si

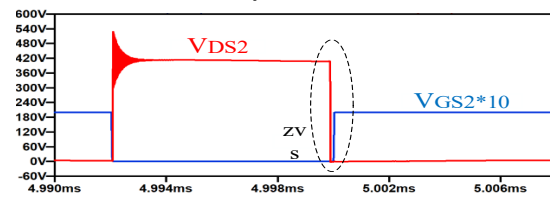
Mô phỏng kiểm chứng ưu điểm của van SiC mosfet trên phần mềm Ltspice được tiến hành với van SiC C3M0065090D và van Si SPA11N60C3 với thông số ở Bảng 3. Các thông số cho mạch driver mô phỏng 2 van được chọn giống nhau: tần số đóng cắt bằng 50kHz, điện áp mở van $V_{gs_on} = 15$ V, điện trở driver cực gate $R_{on} = 10 \Omega$, $R_{off} = 5 \Omega$. Điện cảm kí sinh được giả thiết thêm vào cực D khi mô phỏng với giá trị 100nH.

Bảng 3. Thông số van SiC và van Si

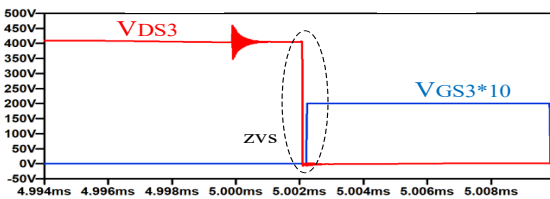
Thông số	SiC C3M0065090D	Si SPA11N60C3
Điện tích Q_g	30,4nC	45nC
R_{ds}	65 m Ω	340m Ω
V_{ds_max}	900 V	650 V



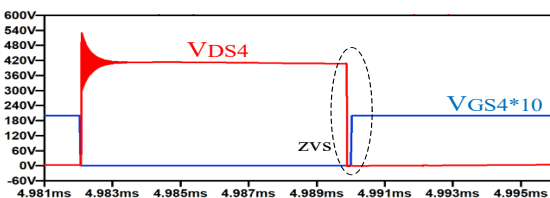
a) Van S_1



b) Van S_2

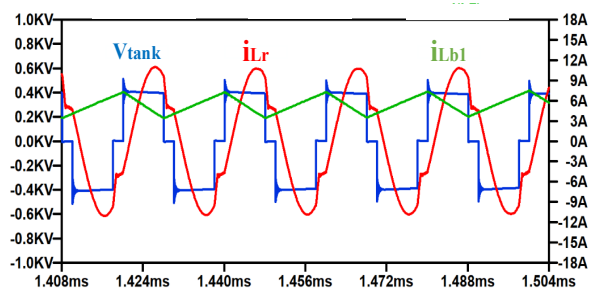


c) Van S_3



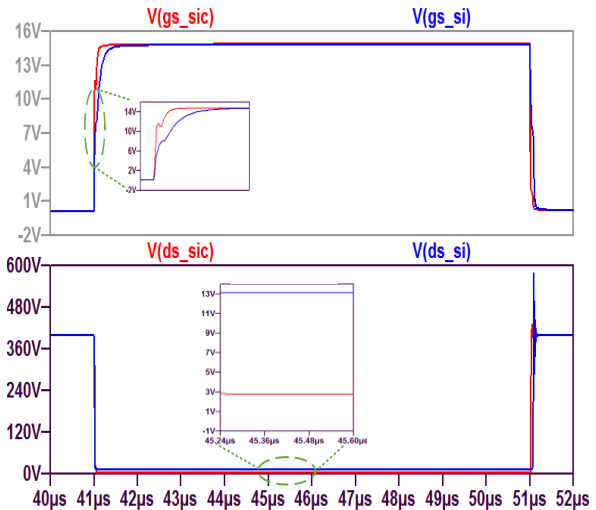
d) Van S_4

Hình 8. Các van đạt ZVS với $D = 0.4$



Hình 9. Dạng dòng điện, điện áp với $D = 0,4$

Theo Hình 10, do điện tích mở cổng gate Q_g của van SiC nhỏ hơn van Si, nên với cùng điện áp mở cổng V_{gs_on} và điện trở đóng/mở cực G, thời gian đóng và mở cực gate van SiC nhanh hơn van Si. Vì vậy, thời gian deadtime và tổn thất truyền dẫn trong khoảng thời gian này sẽ nhỏ hơn đối với van SiC.

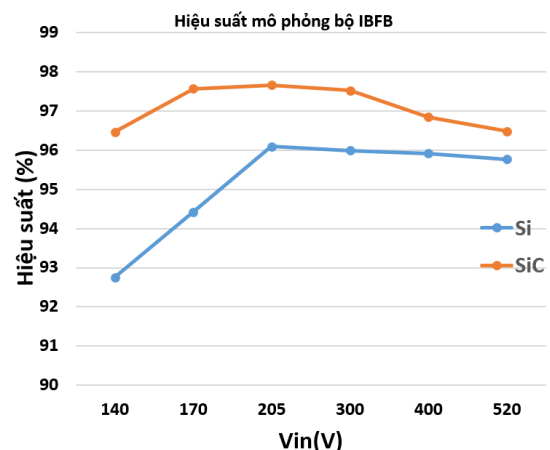


Hình 10. Đặc tính chuyển mạch van SiC và van Si

Với giả thiết tồn tại cùng một giá trị cảm dò ký sinh trên cực D khi thiết kế mạch driver, kết quả mô phỏng cho thấy gai điện áp V_{ds} khi khóa van van Si lớn hơn nhiều so với van SiC. Do đó nếu thiết kế driver hợp lý cho van SiC, có thể không cần dùng đến mạch snubber, tránh ảnh hưởng đến thời gian đóng mở của V_{gs} , V_{ds} cũng như việc chuyển mạch mềm ZVS trên van.

Bên cạnh đó, điện áp mô phỏng V_{ds} khi dẫn của van Si lớn hơn nhiều so với van SiC do điện trở dẫn R_{ds} của van Si lớn gấp khoảng 4 lần van SiC. Điều này dẫn đến tổn hao truyền dẫn lớn hơn trên van Si.

Hiệu suất bộ biến đổi IBFB được so sánh giữa khi sử dụng 2 loại van với kích bản mô phỏng: cố định công suất tải ở 2500 W và thay đổi điện áp đầu vào từ 140 V đến 520 V.



Hình 11. So sánh hiệu suất giữa van SiC và Si

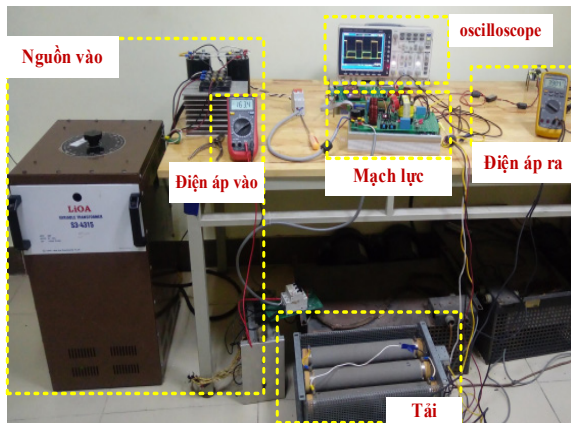
Hình 11 cho thấy hiệu suất mô phỏng bộ IBFB khi sử dụng van SiC Mosfet cao hơn so với van Si thông thường. Hiệu suất cao nhất với van SiC đạt xấp xỉ 98% khi điện áp đầu vào ở 200 V. Đây cũng là điểm làm việc tối ưu của bộ biến đổi với $D = 0,5$.

4. Hệ thống thực nghiệm

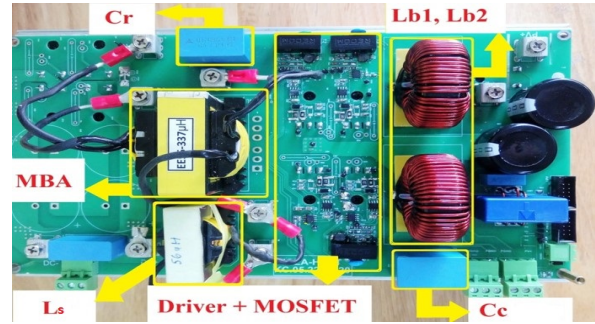
Để kiểm tra cơ sở lý thuyết chuyển mạch mềm cũng như nguyên lý hoạt động của bộ biến đổi, hệ thống thực nghiệm được xây dựng cho bộ IBFB với thông số thực nghiệm cho bởi Bảng 4. Hệ thống hoạt động vòng hở với công suất tải cố định ở 2500 W, dải điện áp vào từ 140 V đến 520 V, điện áp đầu ra mong muốn là 400 V. Như vậy có thể thấy bộ biến đổi có khả năng hoạt động ở cả 2 chế độ tăng và giảm áp.

Bảng 4. Thông số thực nghiệm bộ IBFB

Phần tử	Thông số
Mosfet phía sơ cấp S_1-S_4	C3M0065090D, 900V, 36A, $R_{ds_on} = 65m\Omega$
Diode phía thứ cấp D_1-D_4	IDWD20G120C5, 1200 V, 20 A, $Q_c = 106$ nC
Biến áp xung T	Lõi ferrite EE55, tỉ lệ 1:1, Sơ cấp:số vòng dây $N_1 = 29$, cảm từ hóa $L_m = 337,5$ μ H, cảm rò biến áp $L_k = 10$ μ H.
Cuộn cảm phụ L_s	Lõi ferrit EC42, 24 vòng, $L_s = 57,5$ μ H
Điện cảm rò L_r	$L_r = L_k + L_s = 67,5$ μ H
Điện cảm boost L_b	500 μ H, 15 A
Tụ cộng hưởng C_r	150 nF, 500VAC, tụ film
Tụ kẹp C_c	4,7 μ F, 920VDC, tụ film
Tụ đầu vào C_{in}	220 μ F, 400V



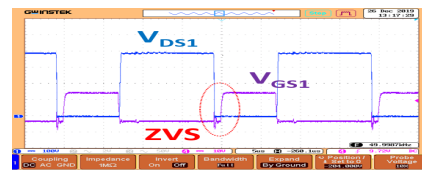
Hình 12. Hệ thống thực nghiệm bộ IBFB



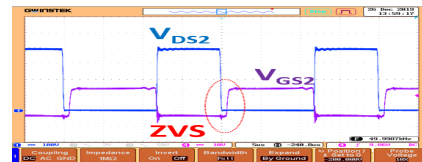
Hình 13. Mạch lực bộ IBFB

Đối với bộ IBFB, điện cảm rò tổng phía sơ cấp L_r là 1 phần tử trong mạng cộng hưởng LLC. Tuy nhiên, nếu chọn giá trị cảm rò của biến áp bằng cảm rò L_r thì tổn hao trên biến áp sẽ rất lớn. Do đó, cảm rò biến áp chính L_k sẽ được thiết kế nhỏ nhất có thể, phần còn lại sẽ được bù bởi cuộn cảm rò phụ L_s . Tổn hao trên cảm rò phụ chủ yếu là tổn hao trên dây dẫn, nên không đáng kể vì giá trị điện trở trên dây dẫn rất nhỏ. Dây Litz dùng để quấn biến áp chính và cảm rò phụ nhằm nâng cao hiệu suất. Do tần số đóng cắt cho bộ biến đổi là 50kHz, đường kính dây Litz được lựa chọn bằng 0,1 mm.

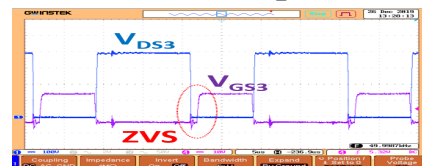
Đồng thời, với những ưu điểm vượt trội đã được phân tích và so sánh, van SiC Mosfet C3M0065090D được sử dụng cho mạch lực của bộ biến đổi.



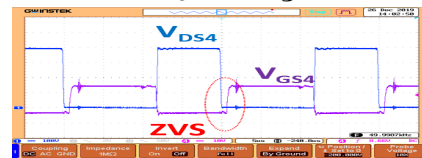
a) Van S_1



b) Van S_2

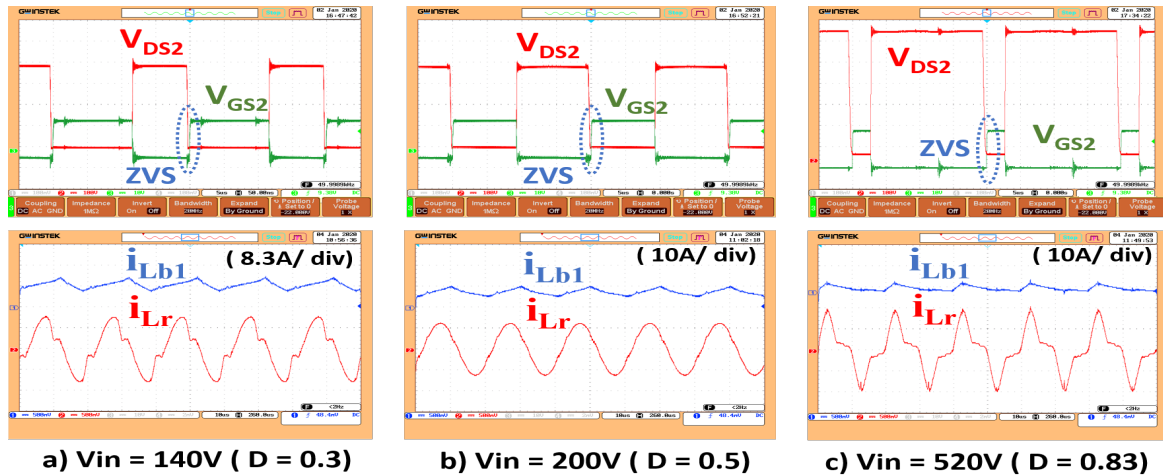


c) Van S_3



d) Van S_4

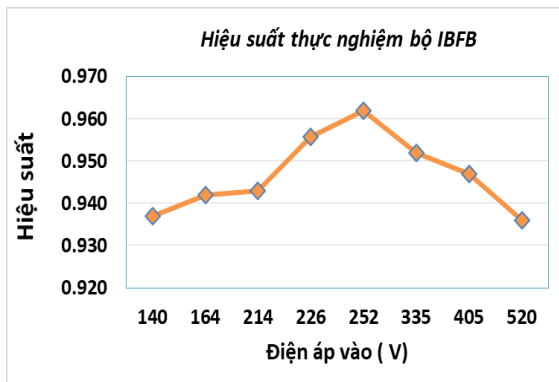
Hình 14. ZVS trên các van khi $D = 0,4$



Hình 15. ZVS trên S_2 và dạng dòng i_{Lb1} , i_{Lr} khi thay đổi điện áp vào

Tương tự với kịch bản mô phỏng, trong trường hợp điện áp đầu vào 165 V ($D = 0,4$), kết quả thực nghiệm trên Hình 14 cho thấy cả 4 van phía sơ cấp đều đạt được ZVS. Thêm vào đó, khả năng chuyển mạch mềm với van khó đạt ZVS nhất S_2 và dạng dòng điện qua các cuộn cảm được quan sát khi thay đổi điện áp đầu vào trong dải 140 V – 520 V. Tại các điện áp vào 140 V, 200 V, 520 V tương ứng với D bằng 0,3, 0,5, 0,83 khi điện áp ra cố định bằng 400V, van S_2 vẫn đạt được ZVS thể hiện trên Hình 15. Dòng qua cảm rò có dạng sin khi $D = 0,5$ và bị méo dạng khi giá trị D lệch dần so với 0,5, đúng như theo lý thuyết về mạng cộng hưởng của bộ biến đổi.

Hiệu suất của bộ biến đổi đạt đỉnh xấp xỉ 96,2% tại điểm làm việc tối ưu của hệ thống $D = 0,5$, tương ứng với $V_{in} = 200$ V. Đồng thời, hiệu suất bộ biến đổi giảm dần ở các dải điện áp biên.



Hình 16. Hiệu suất thực nghiệm bộ IBFB

5. Kết luận

Với mục tiêu cải thiện hiệu suất bộ biến đổi DC/DC cách ly ứng dụng trong hệ thống PV, bài báo đã đề xuất một loạt các giải pháp kỹ thuật bao gồm ứng dụng cấu trúc interleaved boost full bridge kết hợp mạng cộng hưởng LLC phía sơ cấp, kỹ thuật chuyển mạch mềm với công nghệ van bán dẫn mới SiC mosfet và dây quấn Litz. Tính đúng đắn và hiệu quả của giải pháp đề xuất được chứng minh chặt chẽ

dựa trên cơ sở phân tích lý thuyết, mô phỏng và thực nghiệm với nguyên mẫu bộ biến đổi công suất 2,5 kW. Kết quả thực nghiệm cho thấy các van bán dẫn đều có khả năng chuyển mạch mềm và hiệu suất bộ biến đổi được cải thiện, đạt tới 96,2%.

Lời cảm ơn

Nhóm tác giả xin được gửi lời cảm ơn chân thành đến Đề tài cấp Khoa học cấp Nhà nước mã số KC.05.22/16-20 đã tạo điều kiện cho chúng tôi thực hiện bài viết này

Tài liệu tham khảo

- [1] Y. Shi, R. Li, Y. Xue and H. Li, Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter for PV Applications, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 11, pp. 6986-6995, Nov. 2015
- [2] M. A. Moonem and H. Krishnaswami, Analysis of dual active bridge based power electronic transformer as a three-phase inverter, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, 2012, pp. 238-243.
- [3] X. Sun, Y. Shen, W. Li and H. Wu, A PWM and PFM Hybrid Modulated Three-Port Converter for a Standalone PV/Battery Power System, in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 4, pp. 984-1000, Dec. 2015.
- [4] M. C. Mira, Z. Zhang, A. Knott and M. A. E. Andersen, Analysis, Design, Modeling, and Control of an Interleaved-Boost Full-Bridge Three-Port Converter for Hybrid Renewable Energy Systems, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 2, pp. 1138-1155, Feb. 2017.
- [5] Ke Jin and Xinbo Ruan, Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter- A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Power System, 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 361-367
- [6] X. Sun, Y. Shen, Y. Zhu, and X. Guo, Interleaved Boost Integrated LLC Resonant Converter with Fixed-Frequency PWM Control for Renewable

- Energy Generation Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 8, pp. 4312 - 4326, 2015.
- [7] B. Chen, P. Wang, Y. Wang, S. Zhang, L. Yang and F. Han, A High Efficiency 2.5 kW Bidirectional FB-CLTC Resonant DC–DC Converter with Large Voltage Ratio, 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), Xi'an, China, 2018, pp. 256-265.
- [8] M. G. H. Aghdam and T. Thiringer, Comparison of SiC and Si power semiconductor devices to be used in 2.5 kW DC/DC converter, 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Taipei, 2009, pp. 1035-1040.
- [9] M. Nawaz and K. Ilves, Replacing Si to SiC: Opportunities and challenges, 2016 46th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC), Lausanne, 2016, pp. 472-47
- [10] C. R. Sullivan and R. Y. Zhang, Simplified design method for litz wire, 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 2667-2674
- [11] B. A. Reese and C. R. Sullivan, Litz wire in the MHz range: Modeling and improved designs, 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Stanford, CA, 2017, pp. 1-8.
- [12] T. Guillod, J. Huber, F. Krismer and J. W. Kolar, Litz wire losses: Effects of twisting imperfections, 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Stanford, CA, 2017, pp.1-8