

NGHIÊN CỨU CẤU HÌNH TĂNG ÁP DC/DC CÓ ĐIỂM TRUNG TÍNH VỚI NGUỒN ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

RESEARCH DC/DC BOOST TOPOLOGY WITH NEUTRAL POINT WITH DC SOURCE

Quách Thanh Hải¹,
Trương Việt Anh², Lê Hoàng Phi^{2,*}

TÓM TẮT

Bài báo này đề xuất một cấu hình tăng áp DC/DC (Direct Current) có điểm trung tính. Cấu hình đề xuất có thể chuyển điện áp ngõ ra lớn hơn điện áp ngõ vào và tạo ra nguồn đối xứng. Cấu hình mạch tăng áp đề xuất có cấu trúc đơn giản, chỉ sử dụng 1 khóa bán dẫn cho nên dễ dàng điều khiển bằng kỹ thuật điều chế độ rộng xung PWM (Pulse Width Modulation), giảm tổn thất chuyển mạch, cho điện áp ngõ ra cao, hiệu suất cao. Nguyên lý hoạt động của cấu hình tăng áp đề xuất được phân tích và biểu thức điện áp ngõ ra được tính toán. Các kết quả mô phỏng và thí nghiệm được thực hiện để kiểm chứng cấu hình đề xuất.

Từ khóa: Điểm trung tính, nguồn đối xứng, dễ dàng điều khiển, PWM, giảm tổn thất chuyển mạch.

ABSTRACT

This paper presents a neutral point DC/DC boost topology. The proposed configuration can convert the output voltage to higher than the input voltage and produce a symmetric source. The configuration of the proposed booster circuit is simple, using only one semiconductor switch, so it is easy to control by PWM pulse width modulation technique, reducing switching loss, high output voltage, high efficiency. The operating principle of the proposed boost configuration is analyzed and the output voltage expression has been derived. Simulation and experimental results are shown to verify the validity of the proposed topology.

Keywords: A neutral point, a symmetric source, easy to control, PWM, reducing switching losses.

¹Phòng TN D406, Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

²Phòng TN C201, Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM

*Email: phi.le.775@gmail.com

Ngày nhận bài: 03/01/2019

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 04/3/2019

Ngày chấp nhận đăng: 25/4/2019

1. GIỚI THIỆU

Khối lượng lớn nhiên liệu hóa thạch như dầu, than đá và khí đốt được sử dụng dẫn đến hậu quả nghiêm trọng như hiệu ứng nhà kính và ô nhiễm môi trường, điều đó có tác động rất lớn đến toàn cầu. Việc tiết kiệm năng lượng và sử dụng năng lượng tái tạo thay thế dần trong tương lai được xem là lời giải khả thi hơn cả. Quang điện là một trong

những nguồn năng lượng tái tạo nằm trong danh mục đầu tư của thế giới và tạo ra sản lượng điện lớn nhất vào năm 2040 bởi vì nó không gây ô nhiễm môi trường, miễn phí và vô tận với độ tin cậy cao [1, 2].

Ngoài các cánh đồng pin quang điện, hệ thống PV (photovoltaic) dân dụng nối lưới, các tấm PV thường được lắp đặt trên mái nhà không những mang lại hiệu quả tiết kiệm năng lượng mà còn giảm áp lực cho hệ thống truyền tải và phân phối. Với đặc thù của điện mặt trời áp mái là công suất của hệ thống các tấm PV nhỏ từ vài kW trở lại, cấu hình PV mắc nối tiếp sẽ bị tác động lớn của hiện tượng bóng râm do mây, cây cối, nhà hàng xóm và thậm chí là các đường dây tải điện làm giảm hiệu suất của hệ thống. Trong các trường hợp này, cấu hình PV mắc song song hiệu quả cao hơn cấu hình PV mắc nối tiếp do hiệu suất cao hơn [3, 4]. Tuy nhiên, cấu hình PV mắc song song có điện áp đầu ra thấp, không đáp ứng được yêu cầu nghịch lưu nối lưới, do đó, cần phải có mạch nhân áp DC/DC để tăng điện áp lên cao và đây là xu thế nghiên cứu hiện nay [5].

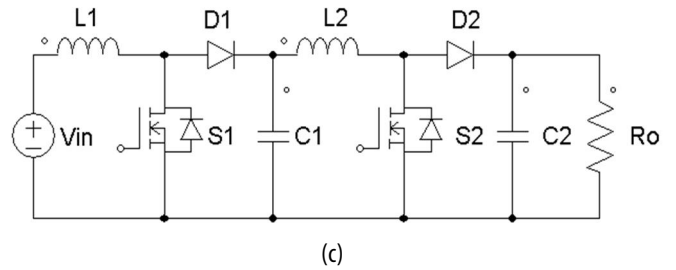
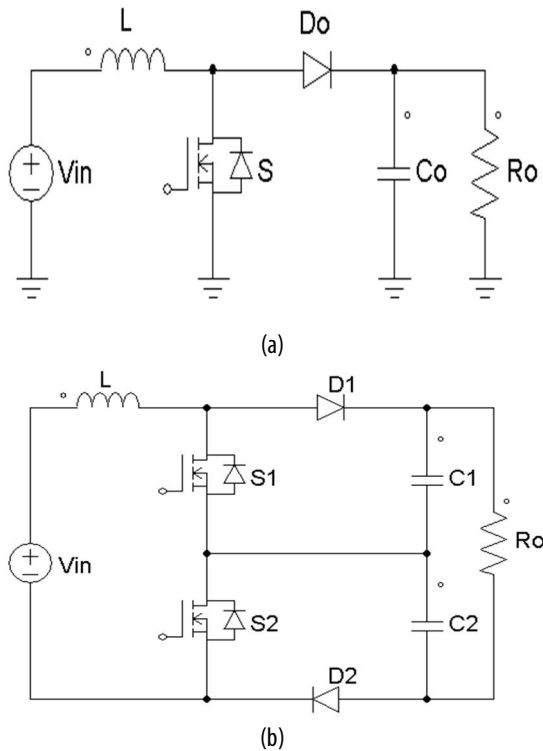
Một số bộ chuyển đổi tăng áp cách ly hiện có, như là bộ chuyển đổi toàn kỳ dịch pha, có thể thu được điện áp cao nhờ hệ số tăng áp của biến áp. Tuy nhiên, dòng điện ngõ vào của các bộ chuyển đổi tăng áp cách ly là xung, điều đó tác động lớn đến tuổi thọ của tấm PV. Hơn nữa, các bộ chuyển đổi tăng áp cách ly cần nhiều tụ hóa ngõ vào để lọc phẳng điện áp gây tổn kém và xác suất hư hỏng cao. Bên cạnh đó, điện áp đặt lên diode lớn hơn nhiều so với điện áp ra, điều đó hạn chế hiệu suất của mạch trong các ứng dụng cần điện áp đầu ra cao. Các bộ chuyển đổi cách ly khác, như là bộ chuyển đổi tăng áp kép kẹp linh động và bộ chuyển đổi tăng áp toàn cầu kẹp linh động [6, 7], có thể cho hiệu suất và điện áp cao. Hơn nữa, chi phí tăng vì cần nhiều linh kiện công suất và vì các cảm biến cách ly và bộ điều khiển hồi tiếp được yêu cầu. Để giảm chi phí và cải thiện hiệu suất cho hệ thống, giải pháp phù hợp là sử dụng bộ chuyển đổi DC/DC không cách ly [8, 9].

Bộ chuyển đổi tăng áp truyền thống được sử dụng rộng rãi trong các thiết bị cần điều chỉnh hệ số công suất do cấu trúc của nó đơn giản, như bộ nguồn máy tính (PSU), adaptor,... để tạo một điện áp DC ổn định ở ngõ ra và duy trì dòng điện ngõ vào luôn đồng pha với tần số của điện áp

ngõ vào. Bộ chuyển đổi tăng áp một pha truyền thống được thể hiện ở hình 1(a). Theo lý thuyết, điện áp thu có thể là vô cùng khi hệ số chu kỳ là 1. Tuy nhiên, thời gian tắt của khóa ngăn khi chu kỳ tăng dẫn đến dòng điện ngắn mạch qua khóa tăng. Hơn nữa, điện áp đặt lên khóa và diode bằng điện áp ra trong các ứng dụng cần điện áp ra cao. Chi phí cho thiết bị chuyển mạch với điện áp đặt cao cao hơn thiết bị chuyển mạch với điện áp đặt thấp. Tổn thất chuyển mạch và phục hồi ngược là đáng kể.

Bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc có thể thu được điện áp gấp đôi và có thể giảm một nửa điện áp đặt trên các khóa so với bộ chuyển đổi tăng áp hai bậc truyền thống, nó phù hợp hơn trong các ứng dụng điện áp vào thấp điện áp ra cao. Bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc truyền thống được thể hiện ở hình 1(b). Điện áp đặt trên MOSFET (Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor) thấp và hiệu suất cao với R_{DS_ON} thấp có thể dùng để giảm chi phí mạch và tổn thất dẫn. Tuy nhiên, vấn đề điện áp phục hồi ngược ở đầu ra diode là nghiêm trọng.

Điện áp ra của bộ chuyển đổi tăng áp ba bậc vẫn không đủ lớn cho các ứng dụng điện áp rất cao. Điện áp thu được có thể được mở rộng và độ gợn dòng điện có thể được giảm thêm nữa để đáp ứng nhu cầu điện áp cao bằng cách sử dụng cấu trúc ghép tầng. Hình 1(c) thể hiện bộ chuyển đổi tăng áp ghép tầng. Điện áp đặt ở giai đoạn đầu thấp và nó có thể vận hành với tần số chuyển mạch cao để cải thiện mật độ công suất. Giai đoạn hai có thể làm việc với tần số chuyển mạch thấp để giảm tổn thất chuyển mạch. Tuy nhiên, bộ chuyển đổi ghép tầng yêu cầu hai bộ thiết bị công suất, lõi từ, và mạch điều khiển, điều đó là phức tạp và tốn kém. Sự ổn định hệ thống của cấu trúc ghép tầng là vấn đề lớn khác và mạch điều khiển cần thiết kể cẩn thận.



Hình 1. Các cấu hình mạch tăng áp DC/DC phổ biến.

Các cấu hình trên cho hệ số tăng áp khá lớn so với cấu hình tăng truyền thống. Tuy nhiên do có nhiều khóa chuyển mạch hoặc nhiều cuộn kháng nên việc điều khiển khá phức tạp, kích thước lớn và chi phí cao.

Bên cạnh đó với sự phát triển của công nghệ nghịch lưu 2 bậc chuẩn dần được thay bằng các nghịch lưu 3 bậc vì thế các bộ tăng áp DC/DC có điểm trung tính như cấu hình đề xuất là thực sự cần thiết.

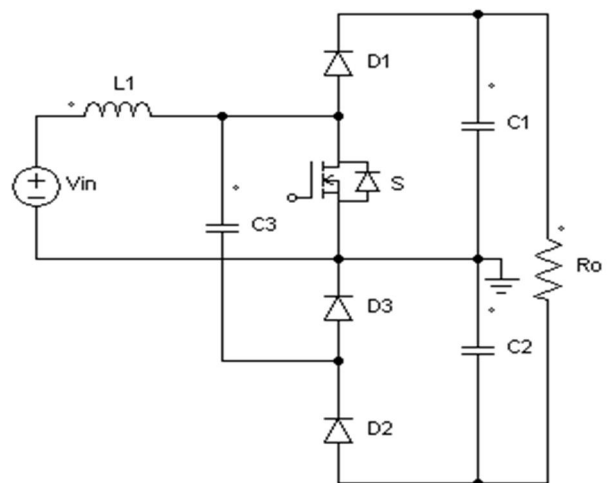
Bài báo này sẽ đề xuất một cấu hình tăng áp với hệ số tăng áp lớn, ít khóa chuyển mạch và ít cuộn kháng.

2. CẤU HÌNH TĂNG ÁP ĐỀ XUẤT

Cấu hình bộ tăng áp DC/DC được đề xuất như ở hình 2. Cấu hình này giải quyết các yêu cầu: hệ số tăng áp lớn, số khóa bán dẫn ít, tạo ra điện áp DC đối xứng qua điểm trung tính. Cấu hình tăng áp này hoạt động dựa trên hai giai đoạn đóng và mở khóa bán dẫn S.

Giai đoạn 1 (hình 4a): khi khóa S mở, lúc này năng lượng trên nguồn và năng lượng trên cuộn kháng L sẽ được nạp qua các tụ C_1 và C_3 thông qua các diode D_1 và D_3 . Điện áp trên tụ được xác định theo biểu thức (1).

Giai đoạn 2 (hình 4b): diễn ra khi khóa S đóng. Lúc đó năng lượng từ nguồn một chiều sẽ tích trữ vào cuộn kháng.



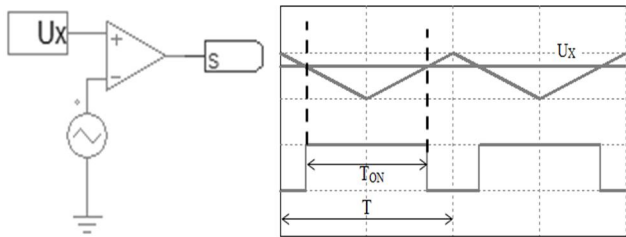
Hình 2. Cấu trúc mạch tăng áp DC/DC đề xuất

$$V_{C1} = V_{C3} = V_{in} \cdot \frac{T}{T - T_{ON}} \tag{1}$$

Đồng thời trong giai đoạn này khóa S và diode D_2 đóng nên điện áp từ tụ C_3 sẽ nạp qua tụ C_2 . Điện áp trên tụ C_2 có giá trị bằng điện áp trên tụ C_3 . Do đó:

$$V_{C2} = V_{C3} = V_{in} \cdot \frac{T}{T - T_{ON}} \quad (2)$$

Trong đó, T_{ON} là thời gian đóng khóa bán dẫn S được xác định thông qua kỹ thuật điều chế độ rộng xung PWM bằng cách so sánh điện áp điều khiển U_x với sóng mang là xung tam giác với tần số f , biên độ đỉnh - đỉnh là 1 (hình 3).



Hình 3. Kỹ thuật PWM

Do đó

$$\frac{T_{ON}}{T} = D \quad (3)$$

Thay (3) vào (1) và (2) có thể xác định điện áp trên 2 tụ C_1 và C_2 .

$$V_{C1} = V_{in} \cdot \frac{1}{1-D} \quad (4)$$

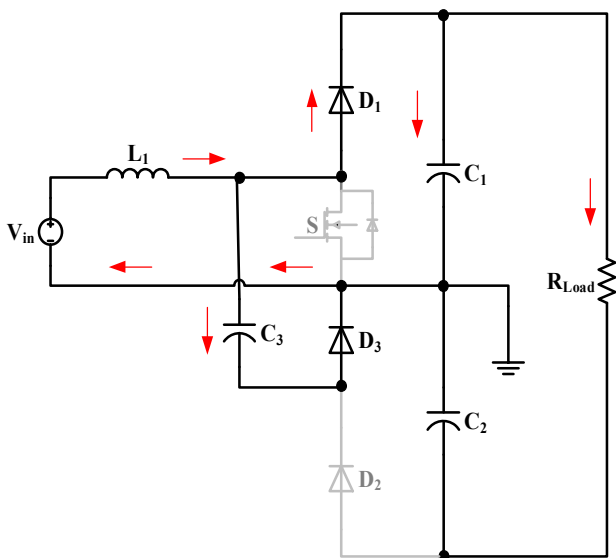
$$V_{C2} = V_{in} \cdot \frac{1}{1-D} \quad (5)$$

Kết quả là có điện áp trên 2 tụ mắc nối tiếp C_1 và C_2 bằng nhau và đối xứng. Do đó điện áp trên tải có giá trị:

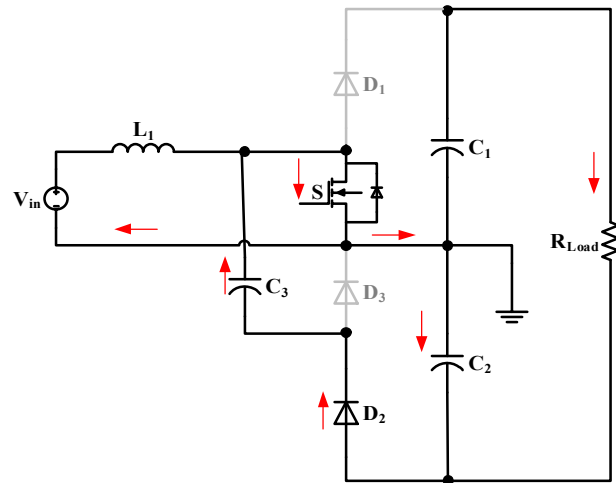
$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = 2V_{C1} = 2V_{in} \cdot \frac{1}{1-D} \quad (6)$$

Và điểm trung tính chính là nơi nối C_1 và C_2 cũng chính là mass nguồn. Hệ số tăng áp

$$k_B = \frac{2}{1-D} \quad (7)$$



(a)



(b)

Hình 4. Các giai đoạn hoạt động của cấu hình tăng áp đề xuất

3. CƠ SỞ TÍNH TOÁN TỔN THẤT CÔNG SUẤT

Tổn thất công suất trên các thành phần của bộ chuyển đổi tăng áp có thể chia thành: tổn thất dẫn, tổn thất động và tổn thất cố định [10]. Tổng tổn thất công suất được thể hiện theo công thức [11]:

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{fixed} + W_{tot} \cdot f_{sw} \quad (8)$$

Trong đó: P_{cond} , P_{fixed} lần lượt là tổn thất dẫn, tổn thất cố định. W_{tot} là tổng năng lượng của tổn thất động trong một chu kỳ chuyển mạch. $P_{sw} = W_{tot} \cdot f_{sw}$ là giá trị trung bình của tổn thất công suất động, tỉ lệ thuận với tần số chuyển mạch f_{sw} .

Tổn thất dẫn phụ thuộc trực tiếp vào tải, ít phụ thuộc tần số chuyển mạch. Tổn thất cố định không phụ thuộc tần số chuyển mạch cũng như tải, bao gồm dòng điện cung cấp cho bộ điều khiển công suất và dòng rò trên MOSFET, diode và tụ điện, các tổn thất này thường ít hơn so với tổn thất dẫn và tổn thất động, nên có thể bỏ qua.

Khóa bán dẫn là thành phần chính gây ra tổn thất động trong bộ chuyển đổi. Trong quá trình chuyển đổi, tổn thất công suất có thể xảy ra trên các khóa bán dẫn với giá trị lớn. Mặc dù thời gian chuyển mạch của khóa bán dẫn rất ngắn nhưng tổn thất trung bình là đáng kể. Tổn thất động rất ít phụ thuộc vào công suất tải, nó phụ thuộc trực tiếp vào tần số chuyển mạch.

Hiệu suất của bộ chuyển đổi được tính theo công thức [12]:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (9)$$

Trong đó, P_{in} , P_{out} - công suất vào và ra, P_{loss} - tổng tổn thất công suất của bộ chuyển đổi.

3.1. Tổn thất dẫn

Tổn thất dẫn chủ yếu là do điện trở nội của các linh kiện và sụt áp trên chúng. Trong một bộ tăng áp điển hình, điện trở nội và tụ điện ký sinh gây ra tổn thất dẫn và tổn thất chuyển mạch.

Đầu tiên, cuộn cảm là một sợi dây được quấn quanh lõi ferit, cuộn cảm có điện trở nội. Theo định luật Ohm, tổn thất công suất trên cuộn cảm sẽ là:

$$P_{Lcond} = I_{Lrms}^2 \cdot R_L \tag{10}$$

Trong đó, R_L - điện trở nội của cuộn cảm, I_{Lrms} - giá trị dòng điện hiệu dụng chạy qua cuộn cảm.

Tụ điện cũng có một điện trở nối tiếp (ESR). Theo định luật Ohm:

$$P_{Ccond} = I_{Crms}^2 \cdot R_C \tag{11}$$

Trong đó, R_C - điện trở nối tiếp với tụ điện, I_{Crms} - giá trị dòng điện hiệu dụng chạy qua tụ điện.

Khóa bán dẫn có điện trở lúc dẫn. Theo định luật Ohm thì tổn thất dẫn trên khóa sẽ là:

$$P_{trcond} = I_{trrms}^2 \cdot R_{tr} \tag{12}$$

Trong đó, R_{tr} - điện trở lúc dẫn của khóa, I_{trrms} - giá trị dòng điện hiệu dụng chạy qua khóa.

Cuối cùng, diode cũng có điện trở lúc dẫn như khóa bán dẫn. Trong (13), điện trở lúc dẫn gây ra tổn thất dẫn và trong (14), sụt áp dựa trên tổn thất dẫn được trình bày:

$$P_{Dcond} = I_{Drms}^2 \cdot R_D \tag{13}$$

$$P_{Ddrop} = I_{Dave} \cdot V_D \tag{14}$$

Trong đó, V_D - sụt áp trên diode, R_D - điện trở lúc dẫn của diode.

Tóm lại, tổng tổn thất dẫn bao gồm [13]:

$$P_{cond} = P_{Lcond} + P_{Ccond} + P_{trcond} + P_{Dcond} + P_{Ddrop} \tag{15}$$

3.2. Tổn thất động

Tổn thất cuối cùng và phức tạp nhất là tổn thất động gây ra bởi đặc tính chuyển mạch của bộ chuyển đổi. Những tổn thất này gây ra bởi MOSFET, diode và lõi ferit của cuộn cảm. Vì tính chính xác và đơn giản, tổn thất lõi ferit (P_{core}) dựa theo dữ liệu của nhà sản xuất.

Tổn thất động chủ yếu gây ra bởi MOSFET và diode. Tổn thất cực cổng gây ra bởi tụ ngõ vào của MOSFET [14, 15]:

$$P_{iss} = C_{iss} \cdot V_{cg}^2 \cdot f_{sw} \tag{16}$$

Trong đó, C_{iss} , V_{cg} , f_{sw} lần lượt tụ điện ngõ vào, điện áp cực cổng và tần số chuyển mạch của MOSFET.

Tụ ngõ ra của MOSFET cũng gây ra tổn thất động.

$$P_{oss} = 0,5 C_{oss} \cdot V_{tr}^2 \cdot f_{sw} \tag{17}$$

Trong đó: C_{oss} , V_{tr} là tụ điện ngõ ra và điện áp ngõ ra/vào trong chế độ dòng điện liên tục/không liên tục. Vì nghiên cứu này chỉ bao gồm khoảng thời gian làm việc của chế độ dòng liên tục, các kết quả mô phỏng và thực nghiệm chỉ bao gồm các giá trị dòng điện liên tục.

Trong quá trình chuyển mạch của các khóa bán dẫn không lý tưởng, điện áp và dòng điện tồn tại trên MOSFET trong một khoảng thời gian rất ngắn. Tuy nhiên, khi tần số chuyển mạch tăng, tổn thất công suất cũng tăng lên. Trong một nghiên cứu trước đây [16], một hằng số "k" (giữa 1/6 và 1/2) đã được chứng minh để tính toán các tổn thất đó.

$$P_{Tsw} = k \cdot (t_r \cdot I_{Lmax} + t_f \cdot I_{Lmin}) \cdot V_o \cdot f_{sw} \tag{18}$$

Trong đó: t_r là thời gian phía cạnh lên và t_f là thời gian phía cạnh xuống của MOSFET lấy từ dữ liệu của nhà sản xuất. Ngoài ra I_{Lmax} , I_{Lmin} là các giá trị dòng điện nhỏ nhất và lớn nhất qua cuộn cảm.

Cuối cùng, tổn thất chuyển mạch xảy ra trên MOSFET được tính theo công thức [12]:

$$P_{Dsw} = V_o \cdot (t_{rr} \cdot I_{Lmin} + Q_r) \cdot f_{sw} \tag{19}$$

Trong đó: t_{rr} là thời gian phục hồi ngược và Q_r là điện tích nạp phục hồi ngược trên diode.

Tóm lại, tất cả các tổn thất động của bộ chuyển đổi tăng áp có thể được kết luận theo một phương trình:

$$P_{dyn} = P_{core} + P_{iss} + P_{oss} + P_{Tsw} + P_{Dsw} \tag{20}$$

Xem xét tất cả các tổn thất ở trên, tổng tổn thất công suất của bộ chuyển đổi tăng áp có thể được tính bởi phương trình:

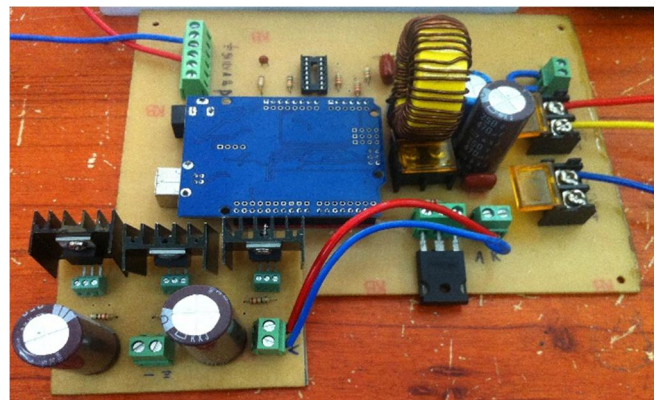
$$P_{total} = P_{cond} + P_{dyn} \tag{21}$$

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Tác giả tiến hành mô phỏng và thực nghiệm giải thuật và cấu hình tăng áp DC/DC để xuất với các thông số ở bảng 1.

Bảng 1. Các thông số mô phỏng và thực nghiệm

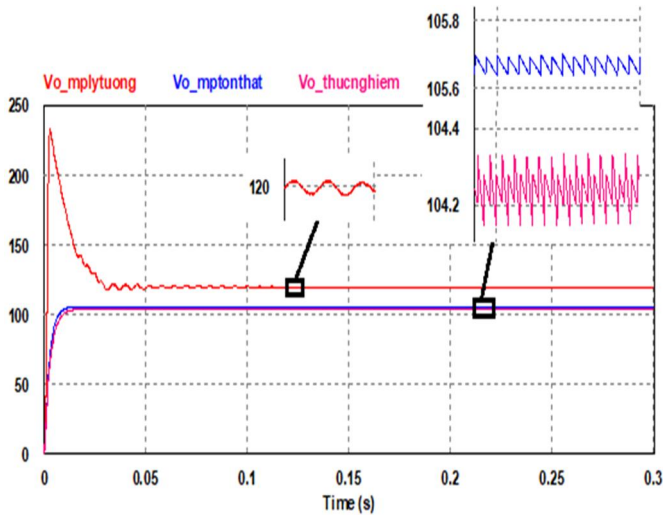
Thông số		Tên/Giá trị
Cuộn cảm	L	0,16mH
Tụ điện	C_1, C_2, C_3	470µF/250V
Diode	D_1, D_2, D_3	MBR20200CT
MOSFET	S	IRF250
Điện áp ngõ vào		30V - 50V
Tần số chuyển mạch		30 - 70 kHz
Bộ xử lý		Arduino Uno R3
Máy đo		Lecroy



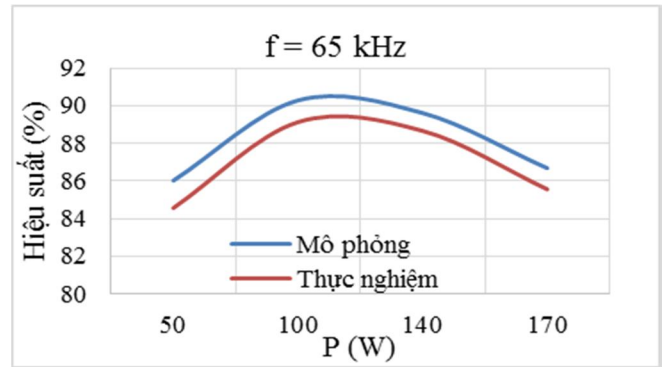
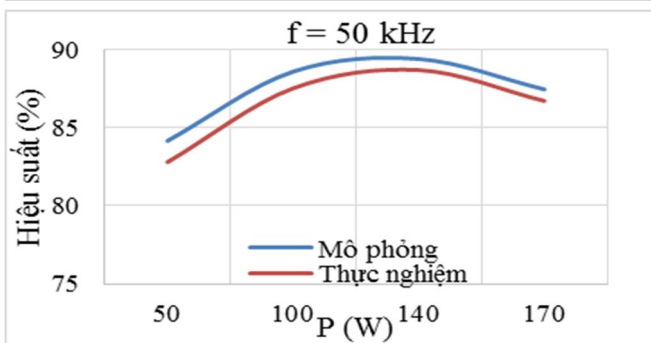
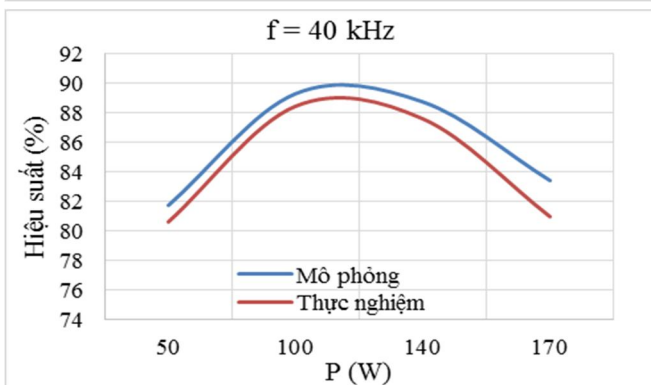
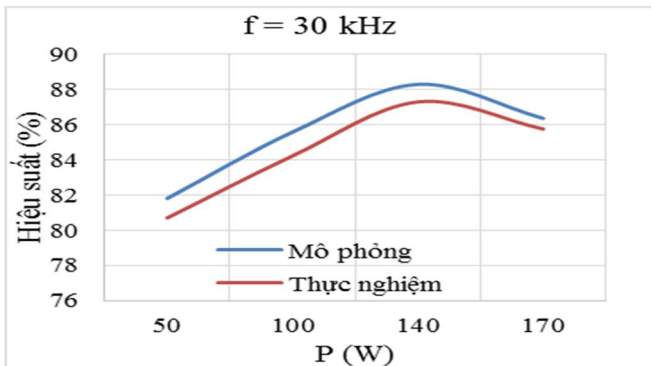
Hình 5. Mô hình thực nghiệm cấu hình tăng áp để xuất

Hình 6 trình bày dạng sóng điện áp ngõ ra của cấu hình tăng áp để xuất. Với hệ số chu kỳ $D = 0,5$, $V_{in} = 30V$, $R = 80\Omega$ ở điều kiện lý tưởng không xét đến tổn thất năng lượng trong bộ chuyển đổi, giá điện áp ngõ ra mô phỏng là $V_o = 120V$ thể hiện qua đường màu đỏ. Ở điều kiện có xét

đến tổn thất năng lượng thì giá trị điện áp ngõ ra mô phỏng là $V_o = 105,65V$ thể hiện qua đường màu xanh dương. Giá trị điện áp ngõ ra thực nghiệm là $V_o = 104,25V$ thể hiện qua đường màu hồng.



Hình 6. Dạng sóng điện áp ngõ ra V_o của cấu hình tăng áp để xuất

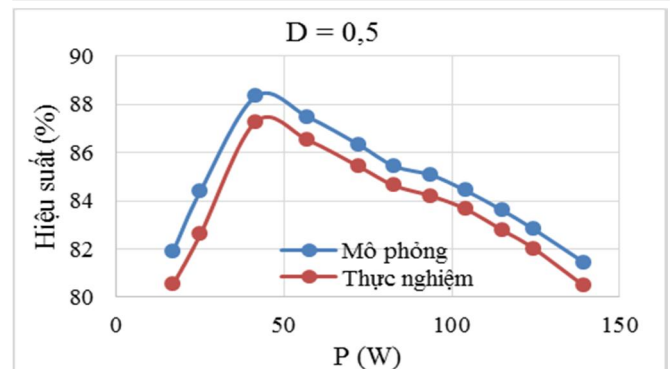
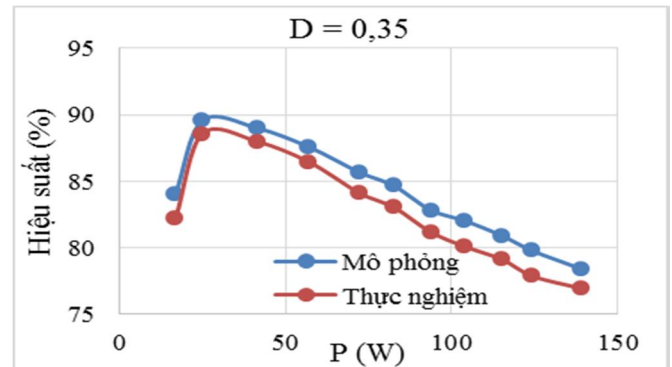


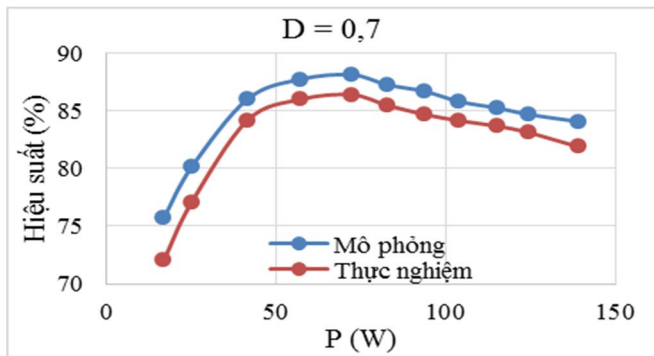
Hình 7. So sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình để xuất theo tần số (f)

Kết quả so sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình để xuất với điện áp ngõ vào $V_{in} = 50V$, hệ số chu kỳ $D = 0,5$ được trình bày ở hình 7. Hiệu suất đo được ở các mức tải khác nhau dưới tần số chuyển mạch khác nhau. Hiệu suất thực nghiệm cao nhất của bộ chuyển đổi là 89,13% ở tần số chuyển mạch $f = 65kHz$.

Do đó, với tần số chuyển mạch $f = 65kHz$, điện áp ngõ vào $V_{in} = 30V$, hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm đo được ở các mức tải khác nhau dưới các hệ số chu kỳ (D) khác nhau được thể hiện ở hình 8. Hiệu suất thực nghiệm cao nhất đo được là 88,57% ở hệ số chu kỳ $D = 0,35$.

Nhìn chung, kết quả điện áp ngõ ra, hiệu suất giữa mô phỏng và thực nghiệm có sự chênh lệch là do tổn thất năng lượng trên các linh kiện, đặc biệt là điện trở nối tiếp tụ điện ESR (Equivalent Series Resistance) mà trên phần mềm mô phỏng không thể mô tả chính xác được. Hơn nữa, không có thiết bị hỗ trợ nên không thể xác định được chính xác điện trở nối tiếp tụ điện ESR.





Hình 8. So sánh hiệu suất mô phỏng và thực nghiệm của cấu hình đề xuất theo hệ số chu kỳ (D)

5. KẾT LUẬN

Cấu hình mạch tăng áp đề xuất đã tạo ra được điện áp cao mong muốn, tạo được nguồn đối xứng phù hợp với các bộ nghịch ba bậc hình T, NPC (Neutral Point Clamped), có thể mở rộng dải điện áp ngõ ra bằng cách mắc thêm nhiều module - đó là các điểm nổi bật của cấu hình đề xuất. So với các cấu hình khác, cấu hình đề xuất chỉ sử dụng một khóa bán dẫn, điều đó dẫn đến việc điều khiển trở nên dễ dàng hơn, thu được điện áp cao và giảm được chi phí cũng như kích thước của hệ thống. Cuối cùng, kết quả mô phỏng và thực nghiệm chứng minh tính hiệu quả của cấu hình đề xuất.

LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả xin cảm ơn Ban lãnh đạo Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM đã hỗ trợ sử dụng phòng thí nghiệm Năng lượng tái tạo và hệ thống điện C201 trong suốt thời gian thực hiện bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. E. Figueres, G. Garcerá, J. Sandia, F. González-Espín, and J. C. Rubio, 2009. "Sensitivity study of the dynamics of three-phase photovoltaic inverters with an LCL grid filter". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 706–717.

[2]. Q. Li and P. Wolfs, 2008. "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations". *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1320–1333.

[3]. V. V. R. Scarpa, S. Buso, and G. Spiazzi, 2009. "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP locus characterization". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1531–1538.

[4]. T. Shimizu, O. Hashimoto, and G. Kimura, 2003. "A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system". *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 704–711.

[5]. M. Foruzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, 2017. "Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications". *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178.

[6]. J. M. Kwon and B. H. Kwon, 2009. "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems". *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 108–115.

[7]. P. Applications and D. North, 2004. "Novel High", pp. 2141–2146.

[8]. R.-J. Wai, W.-H. Wang, and C.-Y. Lin, 2008. "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System". *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 240–250.

[9]. R.-J. Wai and W.-H. Wang, 2008. "Grid-Connected Photovoltaic Generation System". *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 55, no. 3, pp. 953–964.

[10]. B. Arbetter, R. Erickson, and D. Maksimovic. "DC-DC converter design for battery-operated systems". *Proc. PESC '95 - Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, pp. 103–109.

[11]. R. Erickson and D. Maksimovic, 1995. "High Efficiency DC-DC Converters for Battery- Operated Systems with Energy Management". *Worldw. Wirel. Commun. Annu. Rev. Telecommun.*, pp. 1–10.

[12]. D. J. Fisher, *Fundamentals of*. 1992.

[13]. Z. Ivanovic, B. Blanusa, and M. Knezic, 2011. "Power loss model for efficiency improvement of boost converter". 2011 XXIII Int. Symp. Information, Commun. Autom. Technol., no. 1, pp. 1–6.

[14]. M. Rodríguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, and J. S. Zúñiga, 2010. "An insight into the switching process of power MOSFETs: An improved analytical losses model". *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1626–1640, 2010.

[15]. W. Aloisi and G. Palumbo, 2005. "Efficiency model of boost dc-dc PWM converters". *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 33, no. 5, pp. 419–432, 2005.

[16]. Wilson Allan Thomas Eberlee, 2008. "Mosfet current source gate drivers, switching loss modeling and frequency dithering control for MHz switching frequency DC-DC converters". Doctor of Philosophy thesis, Queen's University.

AUTHORS INFORMATION

Quach Thanh Hai¹, Truong Viet Anh², Le Hoang Phi²

¹Lab D406, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology and Education

²Lab C201, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology and Education