

GIẢM GAI ĐIỆN ÁP TRÊN THANH CÁI DC VÀ TĂNG HỆ SỐ TĂNG ÁP TRONG BIẾN TẦN MÁY BIẾN ÁP NGUỒN-Z

Nguyễn Minh Khai^{1,*}, Phan Quốc Dũng², Nguyễn Văn Nhò², Hồ Đắc Lộc³

¹Khoa Cơ khí Chế tạo máy, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. HCM,
Số 1 Võ Văn Ngân, Q. Thủ Đức, TP. HCM

²Khoa Điện – Điện tử, Trường Đại học Bách khoa TP. HCM, 268 Lý Thường Kiệt,
Quận 10, TP. HCM

³Khoa Cơ – Điện – Điện tử, Trường Đại học Kỹ thuật Công nghệ TP. HCM,
475A Điện Biên Phủ, Q. Bình Thạnh, TP. HCM

*Email: khainm@hcmute.edu.vn

Đến Tòa soạn: 13/07/2013; Chấp nhận đăng: 22/05/2014

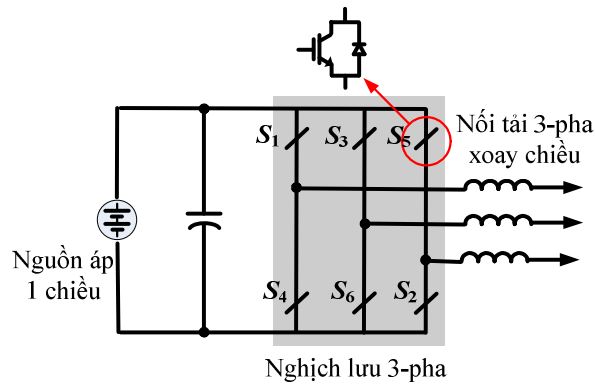
TÓM TẮT

Bài báo này trình bày một cải tiến của biến tần máy biến áp nguồn-Z về khả năng tăng áp cao và dòng điện ngõ vào hoạt động liên tục. Để giảm gai điện áp xuất hiện trên thanh cái DC, một mạch phụ không tổn hao gồm một tụ điện và hai diode được đưa vào. Bài báo tập trung phân tích biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên và ảnh hưởng của điện kháng tản trong máy biến áp. Các kết quả lí thuyết được kiểm chứng trên phần mềm mô phỏng PSIM và thực nghiệm trên mô hình điều khiển bằng DSP TMS320F2812 tại điện áp một chiều ngõ vào 100 V.

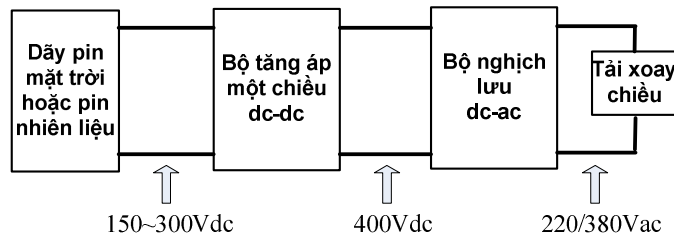
Từ khóa: nghịch lưu nguồn-Z, nghịch lưu máy biến áp nguồn-Z, máy biến áp, mạch phụ, gai điện áp.

1. MỞ ĐẦU

Trong sản xuất công nghiệp, các bộ biến tần nguồn áp (voltage source inverters) [1 - 3] được sử dụng rộng rãi trong điều khiển động cơ điện xoay chiều, bộ lưu điện (UPS), hệ thống phân phối điện, xe điện... Tuy nhiên bộ biến tần truyền thống như chỉ trong Hình 1 có một vài hạn chế nhất định: 1) điện áp xoay chiều ngõ ra không thể lớn hơn điện áp nguồn một chiều cung cấp, hay nói cách khác nó chỉ thể hiện là bộ biến tần giảm áp; 2) hai khóa đóng ngắt trên cùng một nhánh (ví dụ S_1 và S_4) không được đóng cùng lúc vì khi đó ngắn mạch nguồn áp một chiều sẽ xảy ra làm hư hỏng thiết bị. Đối với những ứng dụng, nơi mà bộ nghịch lưu phải đáp ứng được yêu cầu tăng áp và giảm áp, thì một bộ chuyển đổi điện một chiều (DC-DC converter) phải được thêm vào phía trước bộ nghịch lưu. Kết quả là sẽ có hai giai đoạn chuyển đổi (DC-DC, DC-AC). Điều này làm tăng kích thước, tăng giá thành.



Hình 1. Bộ biến tần ba pha truyền thống.



Hình 2. Sơ đồ khối của bộ biến tần truyền thống sử dụng bộ tăng áp một chiều.

Đối với những nguồn năng lượng mới, năng lượng tái tạo như pin mặt trời (PV), pin nhiên liệu (fuel cell)..., điện áp ngõ ra của các dạng năng lượng này là điện một chiều có giá trị điện áp thấp, không ổn định phụ thuộc theo thời gian, môi trường làm việc. Sử dụng các nguồn năng lượng tái tạo này để chuyển đổi thành điện xoay chiều 220 V / 380 V, đòi hỏi điện áp một chiều trước khi đưa vào bộ nghịch lưu phải có giá trị lớn hơn 310 Vdc (giá trị điện áp định của 220 Vac). Điện áp một chiều có giá trị lớn có thể thực hiện bằng cách mắc nối tiếp các tấm pin điện áp thấp với nhau, đồng nghĩa với số lượng pin phải nhiều, lắp đặt trên diện tích rộng lớn. Điều này chỉ thích hợp với hệ thống công suất lớn. Với những hệ thống công suất nhỏ, để tạo ra điện xoay chiều 220 V/380 từ nguồn điện áp thấp, người ta thường dùng: (1) máy biến áp tần số thấp (50 Hz) để tăng điện áp xoay chiều ngõ ra [2]; (2) bộ tăng áp điện một chiều (DC-DC boost converter) [3].

Hình 2 mô phỏng sơ đồ hoạt động của bộ biến tần truyền thống sử dụng bộ tăng áp một chiều. Điện áp một chiều từ các dây pin sau khi qua bộ tăng áp một chiều sẽ được giữ ổn định tại 400 V. Điện áp này sau đó cung cấp cho bộ nghịch lưu để biến đổi thành điện xoay chiều. Tuy nhiên với hệ thống này thì một bộ tăng áp dc-dc được thêm vào phía trước bộ biến tần. Kết quả là làm tăng kích thước, tăng giá thành, giảm hiệu suất của toàn hệ thống. Hơn nữa, nó cũng làm tăng thêm các thiết bị điều khiển đóng ngắt (IGBT, MOSFET...) và mạch điều khiển để điều khiển các thiết bị đóng ngắt này.

Để giải quyết các vấn đề của bộ biến tần truyền thống, biến tần nguồn-Z (Z-source inverter) [4] đã được đề xuất đầu tiên năm 2003 để hoàn thiện sự chuyển đổi công suất chỉ một giai đoạn với khả năng vừa tăng áp vừa giảm áp. Mạng trở kháng Z (Z-impedance network) với hai cuộn cảm và hai tụ điện được đặt vào giữa nguồn DC và cầu nghịch lưu như chỉ trong Hình 3. Nó cho phép hai khoá bán dẫn trên cùng một nhánh kích đồng thời, trạng thái này bị cấm trong

biến tần thông thường vì xảy ra hiện tượng ngắn mạch phá hỏng linh kiện. Do vậy biến tần nguồn-Z hoạt động an toàn hơn. Như chỉ trong Hình 3, mạng nguồn-Z được nối vào giữa nguồn áp và mạch cầu 3-pha bộ biến tần. Nó bao gồm hai cuộn cảm, hai tụ điện và một diode. Mạng nguồn-Z này đóng vai trò tăng áp đồng thời giúp lọc các sóng hài của bộ nguồn. Tỷ số giữa điện áp trên thanh cái DC, V_{PN} và điện áp ngõ vào V_{dc} (tạm gọi là hệ số tăng áp) được xác định [5]:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_{dc}} = \frac{1}{1 - 2T_0/T} = \frac{1}{1 - 2D}, \quad (1)$$

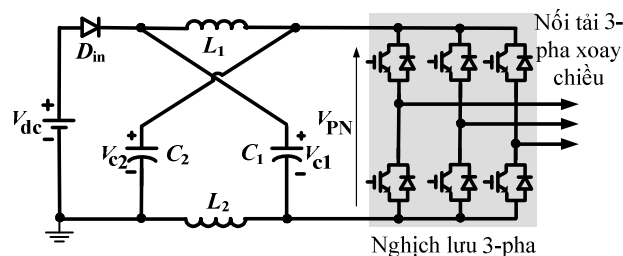
trong đó T_0 là khoảng thời gian ngắn mạch trong suốt chu kỳ đóng ngắt T và $D = T_0/T$ là tỉ số ngắn mạch trong mỗi chu kỳ.

Các nghiên cứu về biến tần nguồn-Z thường tập trung vào phân tích điều khiển [5-7] và các ứng dụng trong bộ lưu điện thông minh (UPS) [8], điều khiển động cơ [9], năng lượng mặt trời (PV) [10], pin nhiên liệu (fuel cell) [11] và năng lượng gió [12]. Ngoài ra nó còn phát triển các cấu hình cho bộ chuyển đổi xoay chiều AC-AC [13, 14]. Gần đây, để tăng khả năng tăng áp cho bộ biến tần, máy biến áp được thêm vào trong biến tần nguồn-Z, tạm gọi là biến tần máy biến áp nguồn-Z (trans-Z-source inverter) [15, 16]. Hình 4 chỉ ra bộ biến tần máy biến áp nguồn-Z, với hai cuộn cảm được thay bằng máy biến áp có tỉ số lớn hơn 1 và một tụ điện. So với biến tần nguồn-Z thông thường, biến tần máy biến áp nguồn-Z tiết kiệm được một tụ điện. Khi tăng tỉ số máy biến áp, biến tần máy biến áp nguồn-Z có khả năng tăng điện áp ngõ ra rất cao. Hệ số tăng áp trong biến tần máy biến áp nguồn-Z [16] được tăng lên:

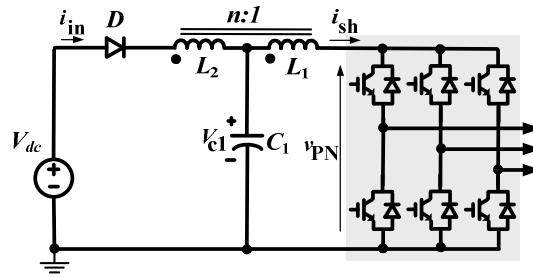
$$B = \frac{1}{1 - (1+n)\frac{T_0}{T}} = \frac{1}{1 - (1+n)D}, \quad (2)$$

trong đó n là tỉ số vòng dây của máy biến áp. Khi $n = 1$, biến tần máy biến áp nguồn-Z phát ra cùng hệ số tăng áp với biến tần nguồn-Z. Khi $n > 1$, hệ số tăng áp trong biến tần máy biến áp nguồn-Z được tăng cao. Tuy nhiên, biến tần máy biến áp nguồn-Z này có dòng điện nguồn hoạt động không liên tục (DCM) với biên độ nhấp nhô lớn, ảnh hưởng đến chất lượng của bộ nguồn. Do đó một bộ lọc dòng nguồn gồm một cuộn cảm và một tụ điện đôi khi phải sử dụng để lọc dòng nguồn phẳng hơn và bảo vệ nguồn, đặc biệt khi nguồn là pin nhiên liệu (Fuel Cell). Ngoài ra nó cũng tạo ra dòng cộng hưởng lúc khởi động và gai điện áp xuất hiện trên thanh cái DC lớn có thể gây hư hỏng các thiết bị trong mạch.

Do vậy, bài báo này cải tiến những vấn đề xảy ra trong biến tần máy biến áp nguồn-Z nhằm giảm tác động của gai điện áp (voltage spike) xuất hiện trên thanh cái DC và tăng khả năng tăng áp với tỉ số máy biến áp giống nhau. Ngoài ra, dòng điện nguồn được cải tiến hoạt động ở chế độ dòng liên tục (CCM). Bài báo tập trung vào phân tích biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên và ảnh hưởng của điện kháng tản trong máy biến áp. Các kết quả lý thuyết sẽ được kiểm chứng trên phần mềm mô phỏng PSIM và thực nghiệm trên mô hình điều khiển bằng DSP TMS320F2812.



Hình 3. Bộ biến tần nguồn-Z (Z-source inverter).



Hình 4. Bộ biến tần máy biến áp nguồn-Z (trans-Z-source inverter).

2. CẢI TIẾN BIẾN TẦN MÁY BIẾN ÁP NGUỒN-Z

Hình 5 chỉ ra biến tần máy biến áp nguồn-Z được cải biên để tăng hệ số tăng áp và tạo dòng nguồn liên tục. Nó sử dụng hai tụ điện, một diode, một cuộn cảm và một máy biến áp. So với cấu hình biến tần máy biến áp nguồn-Z cơ bản trong hình 4, cấu hình cải tiến chỉ thêm một cuộn cảm (L_3) và một tụ điện (C_2) để có dòng nguồn hoạt động ở chế độ liên tục (CCM). Nếu xét biến tần máy biến áp nguồn-Z cơ bản hoạt động với dòng nguồn phẳng hơn thì phải sử dụng thêm một bộ lọc dòng nguồn gồm một cuộn cảm và một tụ điện. Kết quả là cấu hình cơ bản và cấu hình cải tiến có cùng số lượng các linh kiện. Để đơn giản trong phân tích mạch, Hình 5(b) mô tả mạch tương đương của sơ đồ mạch Hình 5(a), trong đó cầu nghịch lưu ba pha được tương đương như nguồn dòng và máy biến áp hai cuộn dây được mô hình hóa bởi một máy biến áp lý tưởng và điện cảm tương hỗ (L_m). Giống như bộ biến tần nguồn-Z, biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên cũng có các trạng thái ngắn mạch (shoot-through states) bên cạnh sáu trạng thái tích cực và hai trạng thái vecto không. Vì thế những trạng thái hoạt động này có thể tương đương thành hai trạng thái chính: ngắn mạch và không ngắn mạch. Hình 5(c) và (d) chỉ ra sơ đồ mạch tương đương của trạng thái không ngắn mạch và ngắn mạch.

Trong trạng thái không ngắn mạch như chỉ trong Hình 5(c), bộ biến tần có sáu trạng thái tích cực và hai trạng thái không. Trong suốt quá trình này, diode dẫn điện. Ta gọi điện áp trên các cuộn sơ cấp và thứ cấp của máy biến áp lần lượt là v_{L1_non} và v_{L2_non} . Ta được:

$$v_{L1_non} + v_{L2_non} = -V_{C2} \tag{3}$$

$$v_{L3} = V_{dc} - V_{C1} - v_{L2_non} \tag{4}$$

$$v_{PN} = V_{C1} - v_{L1_non} \tag{5}$$

Trong trạng thái ngắn mạch như chỉ trong Hình 5(d), bộ biến tần bị ngắn mạch bởi khóa bán dẫn trên và dưới của cùng một nhánh. Trong suốt quá trình này, diode không dẫn điện. Ta có các phương trình điện áp:

$$v_{L1} = V_{C1} \tag{6}$$

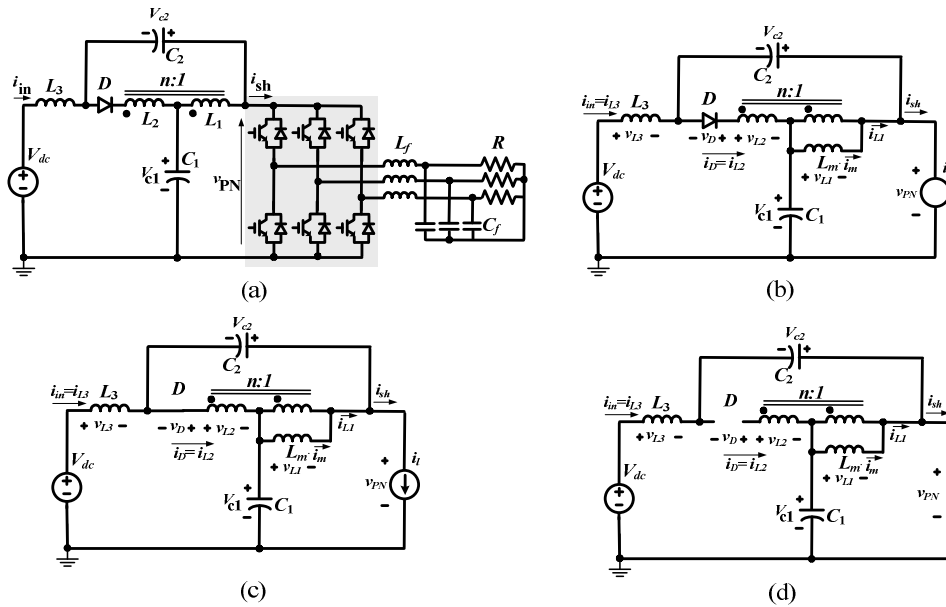
$$v_{L2} = nv_{L1} = nV_{C1} \tag{7}$$

$$v_{L3} = V_{dc} + V_{C2} \tag{8}$$

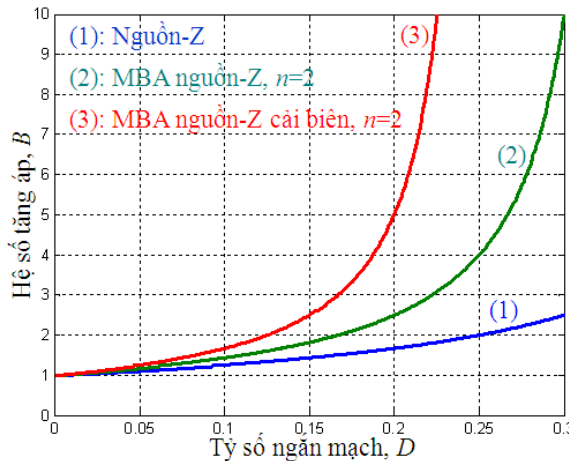
Lập các phương trình điện áp trung bình qua các cuộn dây L_1 , L_2 , L_3 , và cho các giá trị trung bình này bằng không theo lý thuyết cân bằng điện áp của cuộn dây, từ (3) đến (8), ta được

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1-D}{1-(2+n)D} V_{dc} \\ V_{C2} = \frac{(1+n)D}{1-(2+n)D} V_{dc} \end{cases} \tag{9}$$

Giảm gai điện áp trên thanh cái DC và tăng hệ số tăng áp trong biến tần máy biến áp nguồn-Z



Hình 5. Biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên. (a) mạch tổng quát, (b) mạch tương đương (c) trạng thái không ngắn mạch và (d) trạng thái ngắn mạch.



Hình 6. So sánh hệ số tăng áp của các biến tần với tỉ số máy biến áp bằng 2.

Hệ số tăng áp của biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên được tính bởi:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_{DC}} = \frac{1}{1 - (2+n)D} = \frac{1}{1 - (2+n)\frac{T_0}{T}} \quad (10)$$

So sánh (10) với (2), ta nhận thấy rằng biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên sử dụng máy biến áp có tỉ số nhỏ hơn so với biến tần máy biến áp nguồn-Z cơ bản để cùng đạt được hệ số tăng áp. Khi $n \geq 1$, khả năng tăng áp của biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên cao hơn so với các biến tần nguồn-Z truyền thống. Hình 6 so sánh hệ số tăng áp của các biến tần với tỉ số máy biến áp bằng 2. Bảng 1 đưa ra một số phương trình cơ bản của ba bộ biến tần nguồn-Z được đề cập trong bài báo này.

Bảng 1. So sánh độ lợi điện áp giữa biên tần máy biến áp nguồn-Z cải biên với biên tần nguồn-Z cơ bản khi $n = 2$.

	Biên tần cải biên	Biên tần máy biến áp nguồn-Z	Biên tần nguồn-Z
$\frac{V_{C1}}{V_{dc}}$	$\frac{1-D}{1-4D}$	$\frac{1-D}{1-3D}$	$\frac{1-D}{1-2D}$
$\frac{V_{C2}}{V_{dc}}$	$\frac{3D}{1-4D}$		
$\frac{v_{PN}}{V_{dc}}$	$\frac{1}{1-4D}$	$\frac{1}{1-3D}$	$\frac{1}{1-2D}$
$\frac{v_D}{V_{dc}}$	$\frac{3}{1-4D}$	$\frac{2}{1-3D}$	$\frac{1}{1-2D}$
I_l	$(1-D)\frac{V_{PN}}{R_l}$	$(1-D)\frac{V_{PN}}{R_l}$	$(1-D)\frac{V_{PN}}{R_l}$

3. GIẢM GAI ĐIỆN ÁP TRÊN THANH CÁI DC

Gai điện áp (voltage spike) xuất hiện trên thanh cái DC xảy ra trong quá trình chuyển mạch giữa các trạng thái đóng ngắt linh kiện trong biên tần. Hạn chế gai điện áp trên thanh cái DC là hạn chế điện áp đỉnh đặt lên các khóa bán dẫn, tránh quá áp bảo vệ mạch, tăng tuổi thọ của biên tần. Trong biên tần thông thường, để hạn chế quá áp trên thanh cái DC, người ta thường đặt một tụ lọc có giá trị lớn. Tuy nhiên trong biên tần nguồn-Z điều này không thể thực hiện được do trạng thái ngắn mạch xuất hiện trong biên tần nguồn-Z.

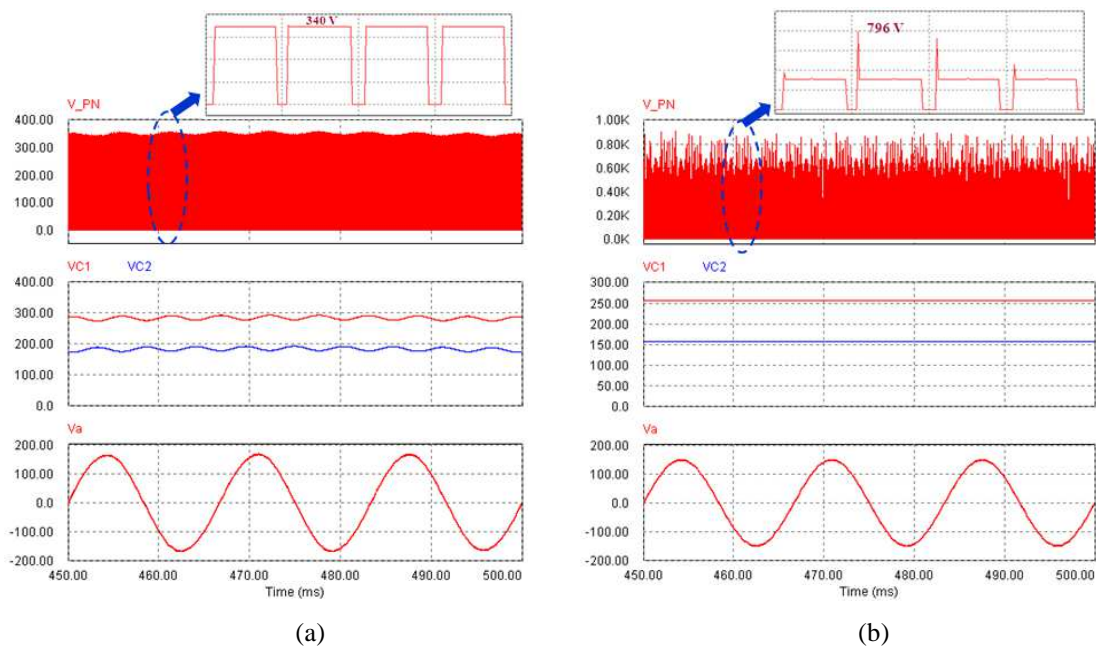
Đối với biên tần máy biến áp nguồn-Z cải biên, việc xuất hiện gai điện áp trên thanh cái DC là do điện kháng tản (leakage inductance) trong máy biến áp gây nên. Như chỉ trong hình 5, điện áp trên thanh cái DC khi xét đến ảnh hưởng của điện kháng tản L_σ được tính bởi:

$$V_{PN} = V_{C1} - V_{L1} - L_\sigma \frac{di}{dt} \tag{11}$$

với $L_\sigma \frac{di}{dt}$ là điện áp đặt lên điện kháng tản của máy biến áp. Chính thành phần này đã tạo ra gai quá áp trên thanh cái DC.

Hình 7 mô phỏng ảnh hưởng điện kháng tản đối với sự xuất hiện của gai điện áp. Thông số mô phỏng cho biên tần máy biến áp cải biên được liệt kê: $L_3 = 1$ mH, $C_1 = C_2 = 1000$ μ F, $L_f = 1,5$ mH, $C_f = 10$ μ F và $R = 50$ Ω /pha. Tỷ số máy biến áp là 2, điện cảm hồ tương phía sơ cấp bằng 0,737 mH. Tần số đóng ngắt: 10 kHz, điện áp nguồn bằng 100 Vdc. Phương pháp điều khiển constant boost [5] được sử dụng với hệ số điều chế độ rộng xung $M = 0,95$. Với các giá trị nêu trên, từ (10) ta có thể tính được điện áp trên thanh cái DC bằng 342 V. Kết quả mô phỏng ở hình 7 chỉ ra rằng, giá trị điện áp trên thanh cái đã tăng đến 340 V (Hình 7(a)) và 310 V (Hình 7(b)). Rõ ràng điện kháng tản càng lớn đã làm giảm hệ số tăng áp và làm xuất hiện gai điện áp trên thanh cái DC. Gai điện áp này có thể làm hư hỏng các khóa bán dẫn, ảnh hưởng đến tuổi thọ của biên tần. Vì thế việc giảm điện kháng tản trong máy biến áp sẽ giúp cải thiện hệ số tăng áp và loại bỏ gai điện áp trên các khóa bán dẫn.

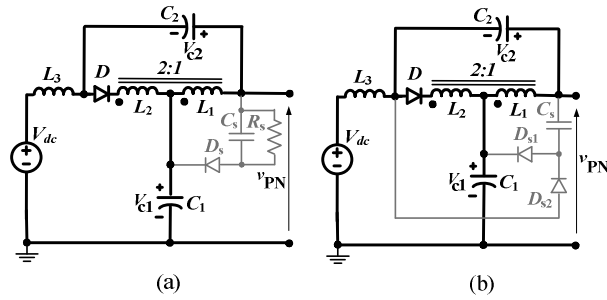
Giảm gai điện áp trên thanh cái DC và tăng hệ số tăng áp trong biến tần máy biến áp nguồn-Z



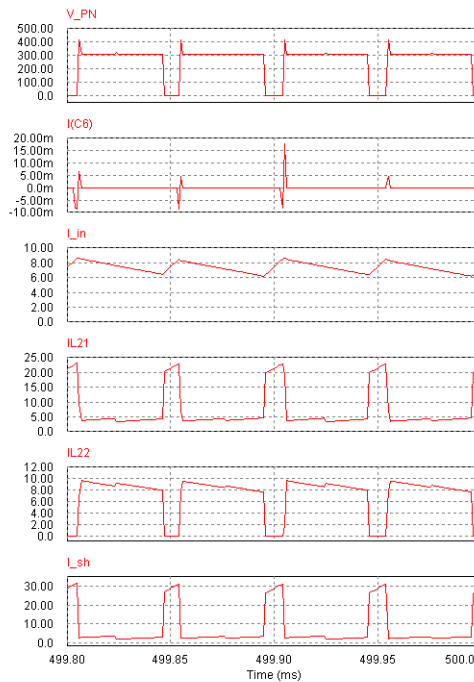
Hình 7. Kết quả mô phỏng ảnh hưởng của điện kháng tản (L_{σ}) đối với sự xuất hiện của gai điện áp trên thanh cái DC. (a) $L_{\sigma} = 0,1 \mu\text{H}$, và (b) $L_{\sigma} = 10 \mu\text{H}$. Các dạng sóng từ trên xuống: áp trên thanh cái DC, áp trên tụ và áp pha ngõ ra.

Trong máy biến áp, điện kháng tản phụ thuộc vào cách quấn dây. Để giảm điện kháng tản L_{σ} đến giá trị nhỏ nhất ta có thể sử dụng phương pháp quấn dây chập đôi (bifilar) [17]. Tuy nhiên nếu sau khi thay đổi cách quấn dây điện kháng tản vẫn lớn, ta có thể sử dụng mạch phụ (snubber) để tạo đường dẫn liên tục của dòng điện qua điện kháng tản trong quá trình chuyển mạch. Qua đó hạn chế được gai điện áp xuất hiện trên thanh cái DC. Mạch phụ thêm vào phải đảm bảo biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên hoạt động ở trạng thái ngắn mạch. Hình 8 mô tả hai cấu hình mạch phụ được thêm vào để hạn chế gai điện áp trên thanh cái DC. Trong hình 8(a), mạch phụ RCD bao gồm một tụ điện (C_s), một diode (D_s) và một điện trở (R_s) để xả năng lượng trên tụ. Do đặc tính nạp và xả của tụ C_s trong quá trình chuyển trạng thái hoạt động trong mạch sẽ làm hạn chế gai điện áp trên thanh cái DC. Khi mạch chuyển trạng thái hoạt động từ ngắn mạch sang không ngắn mạch, năng lượng lưu trữ trong điện kháng tản L_{σ} là $(0,5L_{\sigma}i^2)$ sẽ chuyển sang tụ điện C_s . Sau đó năng lượng trên tụ C_s sẽ được tiêu tán trên R_s . Khi đó điện áp trên thanh cái DC sẽ là $V_{Cl} + V_{Cs}$, giá trị điện áp này nhỏ hơn rất nhiều so với giá trị điện áp chỉ trong (11). Kết quả là điện áp trên thanh cái DC đã được hạn chế tại $V_{Cl} + V_{Cs}$.

Tuy nhiên, mạch phụ RCD do có chứa thành phần tiêu thụ năng lượng là điện trở R_s nên sẽ làm giảm hiệu suất của biến tần. Hình 8(b) đưa ra cấu hình của mạch phụ không tổn hao CDD do không chứa phần tử tiêu thụ năng lượng. Nó bao gồm một tụ điện (C_s) và hai diode (D_{s1} và D_{s2}). Một cặp mắc nối tiếp giữa C_s và D_{s1} được nối song song với cuộn sơ cấp của máy biến áp. Trong khi đó D_{s2} được mắc song song với hai tụ điện nối tiếp C_2 và C_s . Bởi vì tụ điện C_s xả năng lượng trong quá trình chuyển mạch nên mạch phụ CDD giúp hạn chế gai điện áp trên thanh cái DC. Thay vì năng lượng trên tụ C_s được tiêu tán trên điện trở R_s như trong mạch phụ RCD, trong cấu hình mạch phụ CDD năng lượng này được chuyển sang tích lũy trên máy biến áp. Và điện áp trên thanh cái DC cũng được hạn chế tại $V_{Cl} + V_{Cs}$.



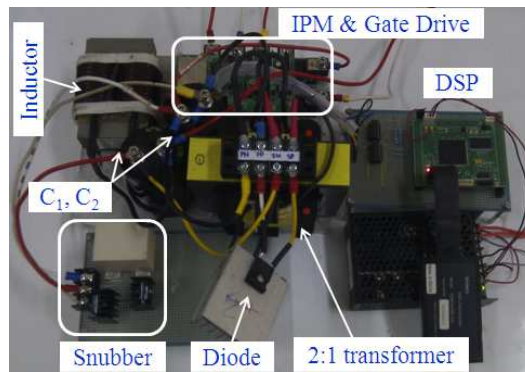
Hình 8. Sử dụng mạch phụ để hạn chế gai điện áp trên thanh cái DC. (a) Mạch phụ có tổn hao RCD và (b) mạch phụ không tổn hao CDD.



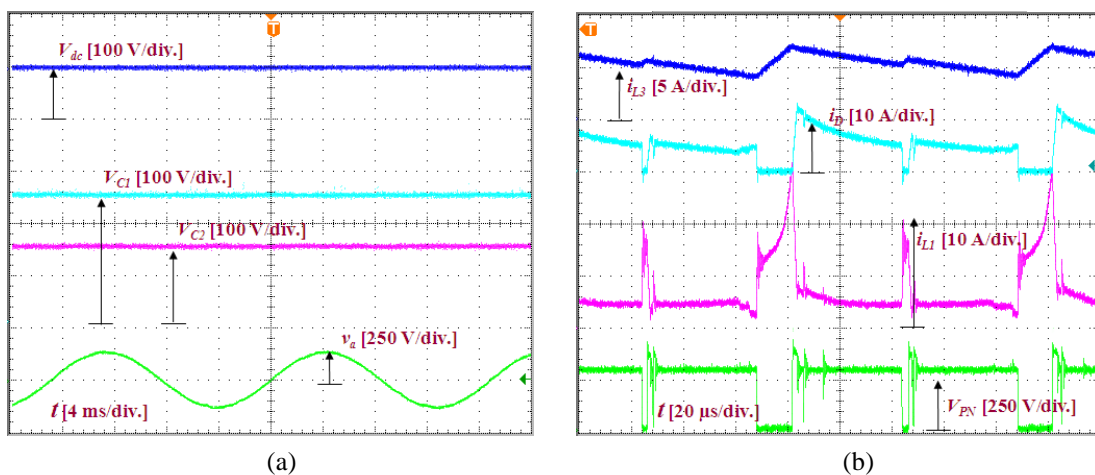
Hình 9. Kết quả mô phỏng khi sử dụng mạch phụ không tổn hao CDD với điện kháng tản $L_{\sigma} = 10 \mu\text{H}$. Dạng sóng từ trên xuống dưới: áp trên thanh cái DC, dòng qua tụ C_s , dòng nguồn, dòng qua cuộn sơ cấp, dòng qua cuộn thứ cấp và dòng ngắn mạch qua thanh cái DC.

Hình 9 chỉ ra kết quả mô phỏng trên phần mềm PSIM khi sử dụng mạch phụ không tổn hao CDD với các thông số mô phỏng như ở hình 7(b), $L_{\sigma} = 10 \mu\text{H}$. Như chỉ trong Hình 9, bằng việc sử dụng mạch phụ không tổn hao khi điện kháng tản của máy biến áp có giá trị lớn, gai điện áp trên thanh cái DC đã giảm đáng kể so với trường hợp không sử dụng mạch phụ như Hình 7(b).

Ngoài ra còn có một trường hợp đặc biệt là “quá trình quá độ” (transient) khi bắt đầu đóng mạch điện. Do trong mạch có chứa thành phần cuộn cảm và tụ điện nên sẽ tạo ra dòng cộng hưởng lúc khởi động. Dòng ban đầu này có thể rất lớn (surge current) có thể đánh hỏng mạch điện. Để hạn chế dòng ban đầu, ta có thể sử dụng phương pháp khởi động mềm (soft-start) bằng cách đặt tỉ số ngắn mạch bằng 0 khi bắt đầu đóng điện và tăng đều tỉ số này đến giá trị mong muốn.



Hình 10. Cấu hình hệ thống thí nghiệm biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên.

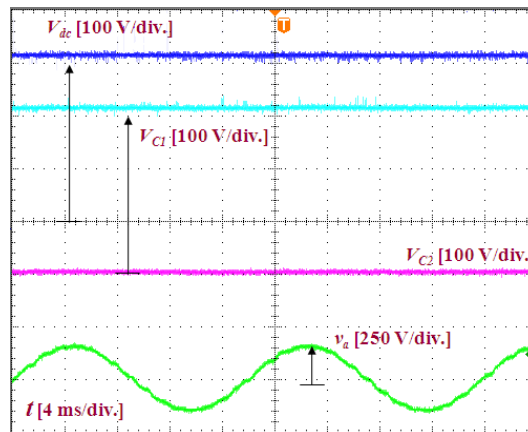


Hình 11. Kết quả thí nghiệm biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên có sử dụng mạch phụ không tổn hao với $M = 0.95$. Dạng sóng từ trên xuống dưới: (a) áp nguồn, áp trên tụ C_1 , áp trên tụ C_2 và áp pha trên tải; (b) dòng nguồn, dòng qua cuộn thứ cấp, dòng qua cuộn sơ cấp và áp trên thanh cái DC.

4. KẾT QUẢ THÍ NGHIỆM

Để kiểm chứng tính năng hoạt động của biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên, chúng tôi đã xây dựng mạch thí nghiệm với các thông số giống với mạch mô phỏng như đã liệt kê ở phần 3. Một máy biến áp hai cuộn dây được sử dụng để kiểm tra ảnh hưởng của điện kháng tản với các thông số: tỉ số vòng dây bằng 2, điện cảm tương hồ đo từ phía sơ cấp là 0,737 mH, điện kháng tản phía sơ cấp được đo bằng cách ngắn mạch hai đầu dây phía thứ cấp là 10 μ H. Hình 10 chỉ ra cấu hình hệ thống thí nghiệm dựa trên chip DSP TMS320F2812. Một mạch phụ không tổn hao CDD được thêm vào với $C_s = 0,47 \mu$ F.

Hình 11 chỉ ra kết quả thí nghiệm của biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên với $M = 0,95$ và $V_{dc} = 100$ V. Từ Hình 11, ta nhận thấy rằng áp trên tụ C_1 và C_2 được tăng lên lần lượt là 250 V và 150 V từ 100 V điện áp nguồn. Áp trên thanh cái DC cũng tăng lên 300 V và gai điện áp đã được hạn chế. Các giá trị điện áp trong thí nghiệm này nhỏ hơn một chút so với kết quả mô phỏng là do trong mô phỏng ta đã bỏ qua điện áp rơi trên diode, trên linh kiện công suất và điện trở nội của cuộn dây.



Hình 12. Kết quả thí nghiệm biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên trong trường hợp không sử dụng tăng áp $M=1$, $D=0$ và $V_{dc}=330$ V. Dạng sóng từ trên xuống dưới: áp nguồn, áp trên tụ C1, áp trên tụ C2 và áp pha trên tải.

Hình 12 chỉ ra kết quả thí nghiệm với biến tần máy biến áp nguồn-Z hoạt động ở chế độ không tăng áp giống như biến tần thông thường khi $M=1$ và $D=0$. Để phát ra cùng giá trị điện áp pha 110 V hiệu dụng trên tải, nó cần nguồn cấp điện một chiều tương ứng 330 V. Từ các kết quả mô phỏng và thí nghiệm ở trên, ta nhận thấy rằng biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên có hệ số tăng áp cao hơn so với biến tần truyền thống. Ngoài ra dòng nguồn hoạt động liên tục như chỉ trong Hình 9 và 11(b). Ngoài ra, gai điện áp trên thanh cái DC đã được hạn chế thành công nhờ sử dụng mạch phụ không tổn hao mặc dù điện kháng tản của máy biến áp có giá trị lớn.

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên với các đặc tính: khả năng tăng áp cao và dòng điện ngõ vào hoạt động liên tục. Để giảm gai điện áp xuất hiện trên thanh cái DC, một mạch phụ không tổn hao gồm một tụ điện và hai diode được đưa vào. Các kết quả mô phỏng và thí nghiệm đã kiểm chứng các đặc tính của biến tần máy biến áp nguồn-Z cải biên. Biến tần này có thể được ứng dụng trong việc chuyển đổi năng lượng tái tạo có điện áp đầu vào thấp như quang điện hay pin nhiên liệu thành điện áp xoay chiều trị số cao.

Lời cảm ơn. Nghiên cứu này được tài trợ bởi Quỹ phát triển khoa học và công nghệ quốc gia (NAFOSTED) trong đề tài mã số 103.99-2012.22.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Kerekes T., Teodorescu R., Liserre M., Klumpner C., and Sumner M. – Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies, *IEEE Trans. Power Electron.* **24** (9) (2009) 2202–2211.
2. Demomi H., Bome L. J., and Nayar C. – Design and Implementation of a Low Cost Sine Wave Inverter, in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '03*, 2003, pp. 280-285.

3. Boutot T. and Chang L. – Development of a single-phase inverter for small wind turbines, in Proc. IEEE Electrical and Computer Engineering Canadian Conf. (CCECE'98), Canada, 1998, pp. 305–308.
4. Peng F. Z. – Z-source inverter, IEEE Trans. Ind. Appl. **39** (2) (2003) 504-510.
5. Shen M., Wang J., Joseph A., Peng F. Z., Tolbert L. M., and Adams D. J. – Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress, IEEE Trans. Ind. Appl. **42** (3) (2006) 770-778.
6. Nguyen M. K., Lim Y. C., and Cho G. B. – Switched-inductor quasi-Z-source inverter, IEEE Trans. Power Electron. **26** (11) (2011) 3183-3191.
7. Ellabban O., Mierlo J. V., and Lataire P. – A DSP-based dual-loop peak DC-link voltage control strategy of the Z-source inverter, IEEE Trans. Power Electron. **27** (9) (2012) 4088-4097.
8. Zhou Z. J., Zhang X., Xu P., and Shen W. – Single phase uninterruptible power supply based on Z-source inverter, IEEE Trans. Ind. Electron. **55** (6) (2008) 2997-3004.
9. Peng F. Z., Joseph A., Wang J., Shen M., Chen L., Pan Z., Rivera E. O., and Huang Y. – Z-source inverter for motor drives, IEEE Trans. Power Electron. **20** (4) (2005) 857–863.
10. Huang Y., Shen M., Peng F. Z., and Wang J. – Z-source inverter for residential photovoltaic systems, IEEE Trans. Power Electron. **21** (6) (2006) 1776–1782.
11. Peng F. Z., Shen M., and Holland K. – Application of Z-source inverter for traction drive of fuel cell-battery hybrid electric vehicles, IEEE Trans. Power Electron. **22** (3) (2007) 1054–1061.
12. Supatti U., and Peng F. Z. – Z-source inverter with grid connected for wind power system, in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009, pp. 398-403.
13. Nguyen M. K., Jung Y. G., and Lim Y. C. – Single-phase ac-ac converter based on quasi-Z-source topology, IEEE Trans. Power Electron. **25** (8) (2010) 2200-2210.
14. Nguyen M. K., Lim Y. C., and Kim Y. J. – A modified single-phase quasi-Z-source ac-ac converter, IEEE Trans. Power Electron. **27** (1) (2012) 201-210.
15. Strzelecki R., Adamowicz M., Strzelecka N. and Bury W. – New type T-Source inverter, in Proc. IEEE Compatibility and Power Electronics, CPE '09, 2009, pp. 191-195.
16. Qian W., Peng F. Z., and Cha H. – Trans-Z-source inverters, IEEE Trans. Power Electron. **26** (12) (2011) 3453-3463.
17. Tesla N. – Coil for electro-magnets, US Patent No. 512,340, Jan. 1894.

ABSTRACT

REDUCING DC-LINK VOLTAGE SPIKE AND INCREASING VOLTAGE BOOST IN TRANS-Z-SOURCE INVERTER

Nguyen Minh Khai^{1,*}, Phan Quoc Dung², Nguyen Van Nho², Ho Dac Loc³

¹*University of Technical Education Ho Chi Minh City, 1 Vo Van Ngan str., Thu Duc dist., Ho Chi Minh City*

²*Ho Chi Minh City University of Technology, 268 Ly Thuong Kiet str. District 10, Ho Chi Minh City*

³*University of Technology, 475A Dien Bien Phu str., Binh Thanh dist., Ho Chi Minh City*

*Email: khainm@hcmute.edu.vn

This paper presents an improvement upon the trans-Z-source inverter with providing a higher boost voltage inversion capability and continuous input current. In order to reduce voltage spikes on DC link, a lossless snubber circuit with one capacitor and two diodes is added. This paper shows the operating principles and analysis of the improved inverter, and the effect of leakage inductance in the transformer. PSIM simulation results were shown. Also, a laboratory prototype was constructed based on a DSP TMS320F2812 with 100 V dc input to verify the performance of the inverter.

Keywords: Z-source inverter, trans-Z-source inverter, transformer, snubber, voltage spike.