# ALGORITHM WITH MULTI CARRIERS TO REDUCE THE INPUT CURRENT AND STREES VOLTAGE IN QUASI SWITCH BOOST INVERTER

**Quach Thanh Hai[1], Nguyen Tung Linh[2*], Le Xuan Vinh[3], Huynh Tan Man[4], Truong Viet Anh[1], Le Viet Cuong[5]**
*[1]Ho Chi Minh City University of Technology and Education, [2]Electric Power University*
*[3]Dong Nai Technology University, [4]Nguyen Huu Canh Technical Economic College, [5]Institute of Energy*

**ARTICLE INFO**

**Received: 29/10/2021**
**Revised: 28/02/2022**
**Published: 28/02/2022**

**KEYWORDS**

Duty cycle
QSBI
VSI
PWM
DC/DC

**ABSTRACT**

This paper presents a method with more than three carriers to decrease input current and stress voltage across components in QSBI. The proposed technique has some short circuit time of the DC/DC booster and one in the inverter in the position of the zero vectors. The base of this technique is increasing the number of carriers. The algorithm that increases the number of carrier waves also helps to not only reduce the voltage on the DC link capacitor but also reduce the input current and voltage for the QSBI inverter. That gets economic benefits such as: reduce the current and voltage applied to the switches; reducing inductance and capacitance; so leading to a reduction in the size of the circuit. The simulation results show that the DC-Link voltage can be reduced by 33% when the number of carriers increases from 2 to 5 and the input current decreases by 33.4%. The technique is highly effective if a large boost ratio is required. In the article, we have analyzed and recommended the number of carriers needed to achieve the highest performance. Technical clarification analysis and evaluation simulation of the proposed method is also present in the paper.

# THUẬT TOÁN DÙNG NHIỀU SÓNG MANG GIẢM DÒNG ĐIỆN ĐẦU VÀO VÀ ĐIỆN ÁP STRESS TRONG BỘ NGHỊCH LƯU TĂNG ÁP TỰA KHÓA CHUYỂN MẠCH

**Quách Thanh Hải[1], Nguyễn Tùng Linh[2*], Lê Xuân Vinh[3], Huỳnh Tấn Mẫn[4], Trương Việt Anh[1], Lê Việt Cường[5]**
*[1]Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành Phố Hồ Chí Minh, [2]Trường Đại học Điện lực*
*[3]Trường Đại học kỹ thuật Đồng Nai, [4]Trường Cao Đẳng kinh tế kĩ thuật Nguyễn Hữu Cảnh, [5]Viện Năng lượng*

**THÔNG TIN BÀI BÁO**

**Ngày nhận bài: 29/10/2021**
**Ngày hoàn thiện: 28/02/2022**
**Ngày đăng: 28/02/2022**

**TỪ KHÓA**

Tỉ số chu kỳ
Bộ chuyển mạch QSBI
Bộ nghịch lưu VSI
Kĩ thuật điều khiển PWM
Bộ tăng áp DC/DC

**TÓM TẮT**

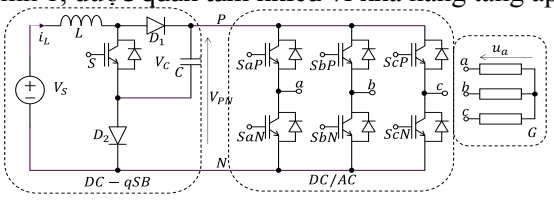
Bài báo này trình bày phương pháp với nhiều hơn ba sóng mang để giảm dòng điện đầu vào và điện áp stress trên các thành phần trong QSBI. Kỹ thuật được đề xuất dựa trên một số thời điểm ngắn mạch của bộ tăng áp DC/DC và một trong bộ nghịch lưu ở vị trí của các vectơ không. Cơ sở của kỹ thuật đề xuất là sử dụng nhiều sóng mang. Giải thuật nhiều sóng mang này giúp không chỉ giảm điện áp DC-Link mà còn giảm dòng điện ngõ vào và điện áp cung cấp cho QSBI. Điều này đưa đến những lợi ích kinh tế như: giảm dòng điện và điện áp trên các khóa; giảm điện cảm, điện dung do đó giảm kích thước của mạch. Kết quả mô phỏng cho thấy điện áp DC-Link có thể giảm 33,13% khi số sóng mang tăng từ 2 lên 5 và dòng điện ngõ vào giảm 33,4%. Phương pháp đề xuất có hiệu quả cao khi cần hệ số tăng áp lớn. Trong bài viết lựa chọn số sóng mang cần thiết để đạt hiệu suất cao nhất đã được chúng tôi phân tích và khuyến nghị. Các phân tích làm rõ kỹ thuật và mô phỏng đánh giá của phương pháp đề xuất cũng được trình bày trong bài báo.

**DOI: https://doi.org/10.34238/tnu-jst.5213**

* Corresponding author. *Email: linhnt@epu.edu.vn*

## 1. Giới thiệu

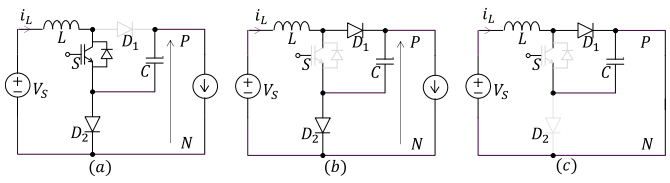
Gần đây, các cấu trúc biến tần tăng áp liên kết một chặng nghịch lưu tăng áp tựa khóa chuyển mạch (qSBI) đang được chú ý nhiều hơn trong các ứng dụng dùng năng lượng tái tạo (RES) [1]. qSBIs có nhiều lợi thế hơn ZSIs với việc giảm kích thước, trọng lượng và tổn thất điện năng [2]. Cấu hình qSBIs như trong Hình 1, được quan tâm nhiều vì khả năng tăng áp lớn của chúng.




**Hình 1.** *Sơ đồ nguyên lý nghịch lưu QSBI*

Các bài báo từ [3]-[8] đã trình bày các chiến lược điều khiển PWM để nâng cao hiệu suất và tính liên tục của dòng điện ngõ vào qSBI. Trong tài liệu [3], kỹ thuật PWM dùng cho nghịch lưu qBSI một pha đã được cải tiến để có chỉ số điều chế cao hơn. Phương pháp PWM trong [4] điều khiển độ gợn dòng điện trong cuộn cảm đầu vào bằng cách đóng công tắc bổ sung tại một thời điểm khác của trạng thái Shoot-Through (ST). Do đó, độ gợn dòng điện dẫn thấp và chỉ số điều chế cao đạt được đối với qSBI. Kỹ thuật điều khiển PWM có khả năng tăng áp cực đại được giới thiệu trong [5] với việc cải thiện hệ số tăng áp của qSBI bằng cách điều chỉnh tín hiệu điều khiển ST. Một kỹ thuật PWM với chỉ số điều chế thấp và chu kỳ nhiệm vụ ST lớn ở chế độ giảm áp được trình bày trong [6]. Kết quả của việc sử dụng chỉ số điều chế thấp ở hệ số tăng áp cao và cho hoạt động chế độ buck, qSBI sẽ hoạt động với hiệu suất thấp hơn và độ méo dòng cao hơn. Nhược điểm của qSBI là chỉ số điều chế thấp, điện áp trên tụ liên kết DC và độ gợn dòng đầu vào cao. Do đó, tài liệu [7] đã giới thiệu kỹ thuật PWM với hai sóng mang nhằm giảm độ gợn dòng điện ngõ vào và tăng chỉ số điều chế trong qSBI. Tài liệu tham khảo [8] đã giới thiệu kỹ thuật ba sóng mang, trong đó sử dụng hai sóng mang cho phần tăng áp DC và một cho trạng thái ST. Điều này không chỉ giảm độ gợn dòng điện ngõ vào mà còn giúp cải thiện chỉ số điều chế m, điện áp liên kết DC [8]. Nghiên cứu [7] và [8] cũng chỉ ra rằng, việc tăng số lượng sóng mang sẽ giúp cải tiến tăng chỉ số điều chế m, giảm điện áp trên tụ, giảm dòng điện ngõ vào nhiều hơn nữa. Tuy nhiên, việc tăng số sóng mang cũng gây ra các vấn đề không mong muốn như tần số đóng cắt khóa chuyển mạch phía tăng áp DC-DC. Do đó, cần đề xuất kỹ thuật PWM cải tiến với nhiều hơn ba sóng mang để tăng chỉ số điều chế m, giảm điện áp trên tụ, giảm dòng điện ngõ vào. Cùng với đó, số lượng sóng mang tối ưu cũng là một vấn đề cần được quan tâm trong bài báo. Nội dung của bài báo sẽ gồm 4 phần chính: Phân tích QSBI phần 2; Kỹ thuật điều khiển QSBI với nhiều hơn ba sóng mang ở phần 3; Phần 4 trình bày kết quả mô phỏng; phần 5 sẽ khái quát các kết luận và thảo luận.

## 2. Phân tích mạch 3-Phase 2-Level qSBI




**Hình 2**. *Chế độ vận hành của 3P2LqSBI (a) SB, (b) NSC and (c) ST*

QSBI 3 pha 2 cấp (3P2LqSBI) là CqSBI, bao gồm hai thành phần là bộ tăng áp DC-DC và bộ nghi. 3P2LqSBI có ba chế độ hoạt động chính: Ngắn mạch trong bộ tăng áp DC (SB), Không ngắn mạch (NST), ngắn mạch trong bộ nghịch lưu bằng cách thực hiện shoot-through qua bộ nghịch lưu (ST). Hình 2 cho thấy các chế độ hoạt động của 3P2LqSBI.

### *2.1. Chế độ ngắn mạch của tăng áp (Short circuit for Booster - SB)*

Hình 2a trình bày chế độ ngắn mạch của bộ tăng áp (SB). Trong chế độ này, công tắc S đóng, cuộn cảm L nạp năng lượng. Điện áp trên cuộn cảm, điện áp liên kết DC $V_{PN}$ và biên độ của điện áp pha $\hat{u}$ được xác định:

$$V_L = L.\frac{di_L}{dt};\ V_C = V_{PN};\ mV_{PN} = 2\hat{u} \quad (1)$$

Trong đó, m là chỉ số điều chế của biến tần; $V_C$ là điện áp trên tụ điện; độ rộng xung kích khóa S tạo trạng thái SB là $t_{SB}$ thì độ biến thiên dòng điện ngõ vào trong trạng thái SB được xác định như (2); trong đó T là chu kỳ sóng mang.

$$\Delta i_{L,SB} = \frac{V_L}{L}\frac{t_{SB}}{T} \quad (2)$$

### *2.2. Chế độ ngắn mạch phía nghịch lưu (Shoot-Through inverter - ST)*

Chế độ ngắn mạch phía nghịch lưu được thực hiện bằng cách cho toàn bộ 6 khóa chuyển mạch trong bộ nghịch lưu VSI đều đóng Hình 2b. Do đó tạo ra xuyên phá (Shoot-Through) ngắn mạch P -N nên năng lượng từ nguồn nạp vào cuộn cảm L tương tự như (1). Từ đó có thể xác định độ biến thiên dòng điện ngõ vào trong trạng thái ST là:

$$\Delta i_{L,ST} = \frac{V_L}{L}\frac{t_{ST}}{T} \quad (3)$$

### *2.3. Chế độ không ngắn mạch (Non short circuit mode - NSC)*

Trong trạng thái không ngắn mạch NSC mode, khóa S ngắt, hai diodes ($D_1$, $D_2$) dẫn. Năng lượng từ nguồn ($V_S$) và từ cuộn cảm (L) nạp vào tụ C và cung cấp nguồn cho mạch nghịch lưu áp VSI như hình 2c. Do đó, điện áp trên tụ, điện áp DC link và biên độ hài cơ bản của điện áp ra là:

$$V_C = V_{PN} = \frac{2\hat{u}}{m} = V_S + V_L = V_S + L\frac{T.\Delta i_{L,NSC}}{t_{NSC}} \quad (4)$$

$$\text{Hay} \qquad \Delta i_{L,NSC} = \frac{V_C - V_S}{L}\frac{t_{NSC}}{T} \quad (5)$$

Trong đó, $t_{NSC}$ là thời gian xảy ra trạng thái NSC và $\Delta i_{L,NSC}$ là độ biến thiên dòng điện ngõ vào.

## 3. Đề xuất giải thuật cho bài toán

Kỹ thuật sử dụng nhiều sóng mang giúp tạo nhiều lần xảy ra trạng thái SB trong một chu kỳ sóng mang. Kỹ thuật này sử dụng n sóng mang, trong đó 1 sóng mang dùng cho mạch nghịch lưu VSI (và cũng tạo trạng thái ST), n-1 sóng mang còn lại giúp tạo ra 2n-2 trạng thái SB như trong hình 3. Hình 3 cho thấy các sóng mang được bố trí lệch pha nhau một góc α với $\alpha = \frac{\pi}{n}$. Các xung tạo ngắn mạch phía tăng áp DC và phía nghịch lưu là như nhau tức là $t_{ST}$=$t_{SB}$. Trong hình 3, d là điện áp điều chế PWM tạo ngắn mạch khóa S và các khóa trong bộ nghịch lưu áp. Do đó, tổng thời gian ngắn mạch nạp năng lượng vào cuộn dây L là $t_{char}$:

$$t_{char} = 2t_{ST} + (2n-2)t_{SB} = 2nt_{ST} = 2nt_{SB} \quad (6)$$

Vì thế, tổng lượng tăng của dòng điện ngõ vào quá trình nạp trong một chu kỳ sóng mang T là $\Delta i_{L,Char}$ được xác định:

$$\Delta i_{L,Char} = \frac{V_L}{L}\frac{t_{char}}{T} = \frac{V_L}{L}2n\frac{t_{ST}}{T} = \frac{V_L}{L}2nd \quad (7)$$

Và tổng lượng giảm của dòng điện ngõ vào quá trình xả năng lượng trong một chu kỳ sóng mang T là $\Delta i_{L,Disc}$ được xác định:

$$\Delta i_{L,Disc} = \frac{V_C - V_S}{L}\frac{(T - t_{char})}{T} = \frac{V_C - V_S}{L}(1 - 2nd) \quad (8)$$

Do cuộn dây không tiêu thụ năng lượng nên $V_C$ được tính như (9):

$$V_C = V_{PN} = V_S \frac{1}{1-2nd} \tag{9}$$

Do đó, điện áp pha tải có biên độ thành phần cơ bản $\hat{u}$ được tính:

$$\hat{u} = \frac{m}{2} V_{PN} = \frac{m}{2} V_S \frac{1}{1-2nd} \tag{10}$$

Hình 3 cho thấy điện áp điều khiển ngắn mạch $d$ phải thỏa điều kiện (11) và đạt tối ưu giảm độ gợn dòng điện ngõ vào là (7) và điều kiện để cực tiểu điện áp trên tụ C là đạt dấu "=" trong (11).

$$d \le (v_a, v_b, v_c)_{min} \tag{11}$$

Với điện áp điều khiển 3 pha và hàm offset như trong [8] thì cực tiểu của các điện áp điều khiển là $(v_a, v_b, v_c)_{min}$ được xác định:

$$(v_a, v_b, v_c)_{min} = 0.5 - \frac{\sqrt{3}}{4}\mathrm{m} \tag{12}$$

Do đó kết hợp điều kiện tối ưu với các biểu thức (10), (11) và (12) được:

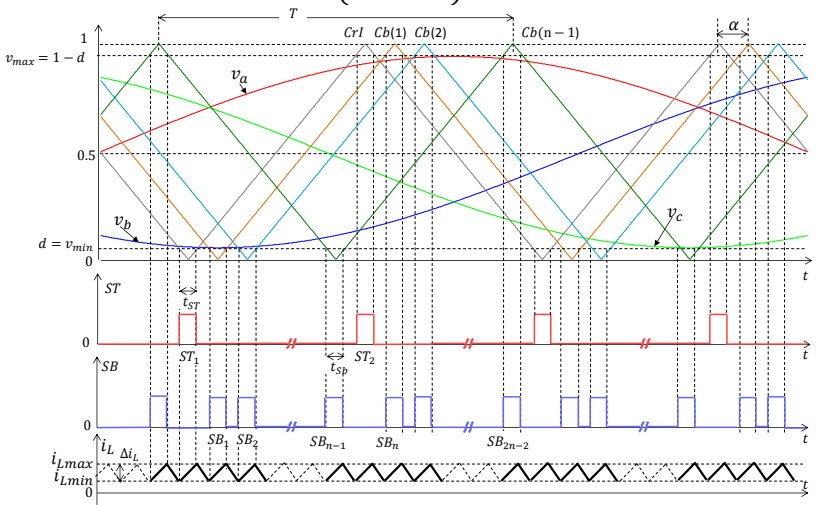
$$\hat{u} = v_{rms}\sqrt{2} = \frac{m}{2} V_S \frac{1}{1-2n\left(0.5 - \frac{\sqrt{3}}{4}\mathrm{m}\right)} \tag{13}$$

Trong đó, $v_{rms}$ là giá trị hiệu dụng của thành phần cơ bản điện áp pha tải. Vì vậy có thể xác định chỉ số điều chế để tạo ra giá trị hiệu dụng của thành phần cơ bản điện áp pha tải từ điện áp nguồn cung cấp $V_S$ như sau:

$$m = \frac{2(n-1)\sqrt{2}}{\left(n\sqrt{6} - \frac{V_S}{v_{rms}}\right)} \tag{14}$$

Do đó, so với kỹ thuật điều khiển 2 sóng mang trong [6] thì lượng tăng chỉ số điều chế Δm khi sử dụng kỹ thuật đa sóng mang và điện áp đặt trên tụ C sẽ giảm một lượng $\Delta Vc$ theo (15):

$$\Delta m = \frac{2(n-1)\sqrt{2}}{\left(n\sqrt{6} - \frac{V_S}{v_{rms}}\right)} - \frac{2\sqrt{2}}{\left(2\sqrt{6} - \frac{V_S}{v_{rms}}\right)}$$
$$\Delta \mathrm{Vc} = 2\hat{\mathrm{u}} \frac{\Delta \mathrm{m}}{\mathrm{m}(\mathrm{m} + \Delta \mathrm{m})} \tag{15}$$

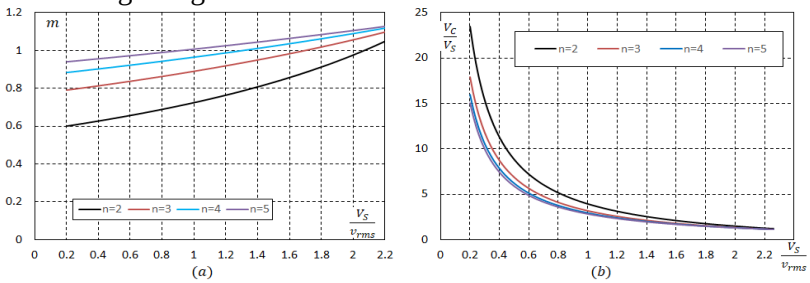



**Hình 3**. *Nguyên lý điều khiển qSBI nhiều sóng mang*

Tỉ số điện áp trên tụ $V_C$ với điện áp nguồn cung cấp $V_S$ được xác định:

$$\frac{V_C}{V_S} = \frac{1}{1 - 2n\left(0.5 - \frac{\sqrt{3}}{4}m\right)} \quad (16)$$

Đặc tính giảm điện áp trên tụ điện, điện áp stress trên các linh kiện và tăng chỉ số điều chế m theo số lượng sóng mang sẽ tùy thuộc vào tỉ số điệp áp hiệu dụng mong muốn và điện áp ngõ vào $V_S$ và được trình bày trong hình 4. Từ hình 4 có thể thấy hiệu quả của giải pháp là tương đối cao khi sử dụng ba hay bốn sóng mang. Tuy nhiên, với cùng tần số sóng mang thì tần số đóng cắt khóa công suất trên mạch tăng áp DC khi sử dụng kỹ thuật n sóng mang sẽ tăng và có giá trị $f_n = \frac{n}{2}f_2 = \frac{n}{2}f_{ck}$. Với $f_2$, $f_n$ là tần số đóng cắt khóa S khi áp dụng kỹ thuật 2 sóng mang và n sóng mang và $f_{ck}$ là tần số sóng mang.




**Hình 4**. *Đặc tính giảm điện áp stress và đặc tính tăng chỉ số điều chế m*

Do đó, khi mô phỏng để đánh giá kỹ thuật nhiều sóng mang, tần số sóng mang $f_{ck}$ được điều chỉnh để tần số đóng cắt trong các trường hợp là như nhau.

## 4. Kiểm tra kết quả mô phỏng

Thuật toán được mô phỏng bằng phần mềm PSIM với các thông số như trong bảng 1 và tần số sóng mang được chọn theo số sóng sử dụng như bảng 2. Các mô phỏng được tiến hành với lần lượt các trường hợp 2, 3, 4 và 5 bước sóng.

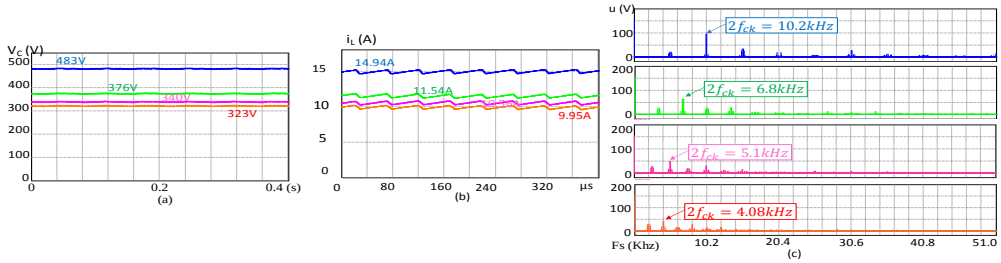
**Bảng 1.** *Thông số linh kiện của ví dụ mô phỏng*

| Linh kiện | Thông số | Linh kiện | Thông số |
|---|---|---|---|
| $L_S$ - $C_S$ Lọc | 2,3 mH – 11µF | C (DC link) | 110µF |
| Tải 3 pha | 100Ω - 1mH | $D_1$, $D_2$ | RHR15120 |
| L (boost) | 4,21mH | IGBT | FGA25N120 |

**Bảng 2.** *Thông số vận hành*

| Số sóng mang (n) | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|
| $f_{ck}$(Hz) | 5100 | 3400 | 2550 | 2040 |
| Tần số *đóng* cắt khóa S (Hz) | 5100 | 5100 | 5100 | 5100 |

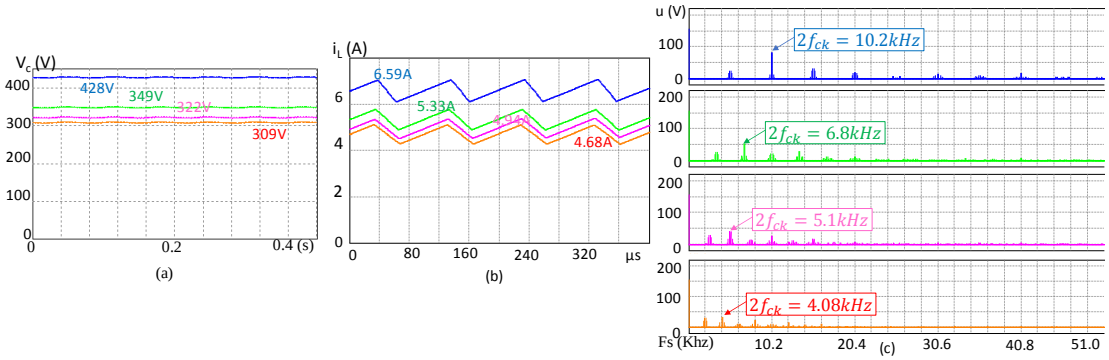
### *4.1. Trường hợp 1: Vs=55V và $v_{rms}$=110Vrms*




**Hình 5.** *Kết quả mô phỏng với Vs=55V, urms=110V các kỹ thuật nhiều sóng mang, nét vẽ xanh dương, xanh lá, tím và đỏ là tương ứng với kỹ thuật 2, 3, 4 và 5 sóng mang; (a) điện áp trên tụ DC link, (b) dòng điện ngõ là iL và (c) phổ tần điện áp pha tải*

Giá trị điện áp trên tụ tương ứng với các kỹ thuật 2, 3, 4 và 5 sóng mang được trình bày trong hình 5a. Các hình 5b và 5c là kết quả mô phỏng dòng điện ngõ vào mạch tăng áp và phân tích sóng hài điện áp pha tải. Kết quả mô phỏng kỹ thuật 2 sóng mang tương ứng với nét vẽ màu xanh dương, các nét vẽ màu xanh lá, tím và đỏ tương ứng với kỹ thuật 3, 4 và 5 sóng mang. Từ hình 5a có thể thấy, điện áp trên tụ điện C cao nhất ứng với kỹ thuật 2 sóng có giá trị 483V và giảm dần khi tăng số sóng mang và lần lượt là 376V, 340V và 323V (giảm đến 33,13%) tương ứng với kỹ thuật 3, 4 và 5 sóng mang. Tỉ số $V_C/V_S$ lần lượt là 8,78; 6,84; 6,18 và 5,87 tương ứng với số sóng mang là 2, 3, 4 và 5. Giá trị này phù hợp với các tính toán lý thuyết đã mô tả trên hình 4b. Đồ thị dòng điện ngõ vào ở hình 5b cho thấy, với cách chọn tần số sóng mang như bảng 2 thì tần số đóng cắt khóa S là như nhau với cả bốn kỹ thuật. Dòng trung bình ngõ vào qua điện cảm giảm khá nhiều khi n tăng, được thể hiện qua iL2=14,94A (đường màu xanh dương với n=2), iL3=11,54A (đường màu xanh lá với n=3), iL4=10,56A (đường màu tím với n=4) và iL5=9,95A (và đường màu đỏ với n=5). Hiệu số giảm giữa các dòng ngõ vào giữa iL2- iL3=3,4A, iL2- iL4=4,38A, và iL2- iL5=4,99A (giảm 33,4%). Chênh lệch dòng điện giữa kỹ thuật 4 và 5 sóng mang là tương đối thấp, tương ứng iL4- iL5=0,61A, tương đương giảm 5,8%. Việc giảm được dòng điện trung bình ngõ vào được làm rõ qua kết quả mô phỏng ở hình 5c. Hình 5c chỉ rõ thành phần sóng hài lớn nhất tương ứng tại phổ tần 2fck của kỹ thuật 2 sóng mang là lớn nhất, tương ứng với giá trị 100V tại 10,4kHz và giảm dần tương ứng với 68V tại 6,8kHz (3 sóng), 50V tại 5,1kHz (4 sóng) và 45V tại 4,08kHz (5 sóng) hoàn toàn phù hợp với lý thuyết nghịch lưu 2 bậc kinh điển khi tăng chỉ số điều chế. Việc giảm thành phần sóng hài này giúp giảm dòng điện trung bình ngõ vào nên giúp tăng hiệu suất của bộ nghịch lưu.

### *4.2. Trường hợp 2: Vs=110V và vrms=110Vrms*



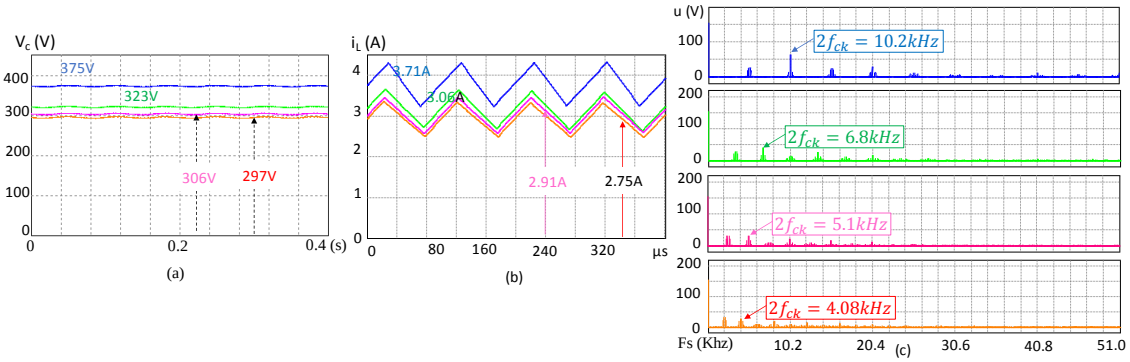

**Hình 6**. *Kết quả mô phỏng với Vs=110V, urms=110V các kỹ thuật nhiều sóng mang, nét vẽ xanh dương, xanh lá, tím và đỏ là tương ứng với kỹ thuật 2, 3, 4 và 5 sóng mang; (a) điện áp trên tụ DC link, (b) dòng điện ngõ là iL và (c) phổ tần điện áp pha tải*

Kết quả mô phỏng trường hợp này được trình bày ở hình 6. Trong hình 6a là đồ thị thể hiện kết quả mô phỏng điện áp trên tụ DC-link. Các kết quả cho thấy, giá trị điện áp trên tụ cũng giảm khi n tăng, được thể hiện qua các kết quả $V_C$ lần lượt là 428V, 349V, 322V và 309V tương ứng với kỹ thuật 2, 3, 4 và 5 sóng mang. Tỉ số $\frac{V_C}{V_S}$ lần lượt là 7,87; 6,34; 5,58 và 5,62 tương ứng với số sóng mang là 2, 3, 4 và 5. Giá trị này phù hợp với các tính toán lý thuyết đã mô tả trên hình 4b và cũng cho thấy hiệu quả giảm điện áp trên tụ không còn cao khi số sóng mang tăng từ 4 lên 5 sóng.

### *4.3. Trường hợp 3: Vs=165V và vrms=110Vrms*

Hình 7 trình bày kết quả mô phỏng trường hợp thứ 3. Hình 7a, khi $V_S$=165V tương ứng tỉ lệ $\frac{V_S}{V_{rms}} = 1{,}5$ thì các giá trị điện áp trên tụ lần lượt từ kỹ thuật 2 sóng mang với $V_C$=375V, giảm về 324V, 306V và $V_{C5}$=297V tương ứng các kỹ thuật có số sóng mang cao hơn; tỉ số $\frac{V_{Cn}}{V_S}$ lần lượt là

6,82; 5,89; 5,56 và 5,4 tương ứng với số sóng mang là 2, 3, 4 và 5. Kết quả này phù hợp với đường cong được tính trong phần lý thuyết thể hiện ở hình 4b. Tương tự như hình 6b, hình 7b cũng cho thấy dòng trung bình ngõ vào qua điện cảm cũng giảm khi n tăng, thể hiện bằng kết quả mô phỏng $i_{L2}$=3,7A, $i_{L3}$=3,06A, $i_{L4}$=2,91A và $i_{L5}$=2,76A.




**Hình 7**. *Kết quả mô phỏng với Vs=165V, urms=110V các kỹ thuật nhiều sóng mang, nét vẽ xanh dương, xanh lá, tím và đỏ là tương ứng với kỹ thuật 2, 3, 4 và 5 sóng mang; (a) điện áp trên tụ DC link, (b) dòng điện ngõ là iL và (c) phổ tần điện áp pha tải*

Giá trị này cũng giảm dần khi tỉ số $\frac{V_s}{V_{rms}}$ tăng. Hình 7c, cũng cho thấy kết quả tương tự là khi số sóng mang tăng thì biên độ hài bậc cao càng giảm. Bên cạnh đó, các kết quả mô phỏng còn cho thấy, khi tỉ số $\frac{V_s}{V_{rms}}$ tăng thì hiệu quả giảm điện áp trên tụ, tăng chỉ số điều chế m không còn tỏ ra hiệu quả.

## 5. Kết luận

Bài báo thực hiện phân tích toán học kỹ thuật sử dụng nhiều sóng mang cho nghịch lưu qSBI. Các phân tích cho thấy, việc tăng số sóng mang giúp cải thiện được chỉ số điều chế của mạch nghịch lưu VSI. Việc giảm sóng hài tại tần số $2f_{ck}$ giúp kỹ thuật đề xuất giảm dòng điện trung bình ngõ vào so với các kỹ thuật khác trong cùng điều kiện điện áp và tải tại ngõ ra. Trong một số điều kiện nhất định dòng điện ngõ vào có thể giảm đến 33,4%.

Bên cạnh đó, các phân tích và thực nghiệm cũng cho thấy kỹ thuật đề xuất giúp giảm điện áp liên kết DC, từ đó hạn chế nhược điểm cố hữu của nghịch lưu tăng áp QSBI là điện áp DC link lớn. Khi chuyển từ kỹ thuật 2 sóng mang qua 5 sóng mang, điện áp trên tụ có thể giảm đến 33,13%.

Với các ưu thế trên, kỹ thuật đề xuất sẽ mang lại những lợi ích về kinh tế như: giảm dòng điện, điện áp đặt lên các khóa chuyển mạch. Giảm được điện cảm đồng thời cũng giảm được điện dung và dẫn đến giảm được kích thước của mạch điện. Điều này giúp tăng cường hiệu suất biến đổi.

Kỹ thuật đạt hiệu quả cao khi yêu cầu tăng áp lớn ($V_S$ nhỏ $v_{rms}$ lớn).

Khi sử dụng kỹ thuật đề xuất hiệu quả sẽ không như kỳ vọng khi số sóng mang lớn hơn 4; vì vậy nên chọn số sóng mang là 3 hoặc 4. Điều này có thể được nghiên cứu kỹ hơn để đạt được tối ưu giảm tổn hao trong các nghiên cứu tương lai. Kỹ thuật đề xuất không sử dụng thêm bất cứ thành phần phần cứng nào nên cũng có thể xem là một ưu thế.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

[1] P. Sriramalakshmi and V. T. Sreedevi, "Design and Implementation of a Dual DC Source-based Quasi-Switched Boost Inverter for Renewable Energy Applications," *IETE Journal of Research*, pp. 1-12, 2020, doi: 10.1080/03772063.2020.1770133.

[2] M. K. Nguyen, T. V. Le, S. J. Park, and Y. C. Lim, "A class of quasiswitched boost inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1526-1536, March 2015.

[3] M. -K. Nguyen and Y.-O. Choi, "PWM control scheme for quasi switched boost inverter to improve modulation index," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, pp. 4037-4044, May 2018.

[4] A. Gambhir, S. K. Mishra, and A. Joshi, "A modied PWM scheme to improve performance of a single-phase active-front-end impedance source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 1, pp. 928-942, Jan./Feb. 2019.

[5] M. -K. Nguyen, T. -T. Tran, and Y. -C. Lim, "A family of PWM control strategies for single-phase quasi-switched-boost inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1458-1469, Feb. 2019.

[6] M. -K. Nguyen and Y. -O. Choi, "Maximum boost control method for single-phase quasi-switched-boost and quasi-Z-source inverters," *Energies*, vol. 10, no. 4, p. 553, Apr. 2017.

[7] X. -V. Le, D. -M. Nguyen, V. -A. Truong, and T. -H. Quach, "Algorithim to control output voltage and reduce the ripple of input current in quasi switched boost inverter," *Science and Technology Development Journal - Engineering and Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 999-1008, 2021, doi: 10.32508/stdjet.v4i2.808.

[8] T. -H. Quach, X. -V. Le, and V. -A. Truong, "The Three-Carrier Quasi Switched Boost Inverter Control Technique," *Electronics*, vol. 10, pp. 1-15, 2021, doi: 10.3390/electronics10162019.