

A Design of a High-Voltage On-board Battery Charger for Electric Vehicles

Thanh Phuc Le^{*}, Quoc Viet Huynh

Ho Chi Minh City University of Technology and Education, Vietnam

^{*}Corresponding author. Email: phuclt@hcmute.edu.vn

ARTICLE INFO

Received: 08/09/2023
Revised: 03/01/2024
Accepted: 02/04/2024
Published: 28/05/2025

KEYWORDS

DC – DC converter;
Onboard Battery Charger;
Pulse Width Modulation;
Electric Vehicles;
Discontinuous Conduction Mode.

ABSTRACT

This paper presents results on the design of an on-board battery charger (OBC) for electric vehicles. The role of the charger is to convert AC to DC power, then supply it to the high-voltage battery pack. The state space averaging method is used to model the DC/DC converter. The converter is operated at the discontinuous conduction mode (DCM). This model is used as part of the design of an OBC with high voltage feedback. The OBC model can maintain high voltages in accordance with the requirements of today's battery packs in electric vehicles. The selected 100kHz is the operating frequency of the DC/DC converter. For the no-load test, the output voltage on the secondary winding after of rectification is maintained at 310V. The test results show that the electronic components work effectively under high voltage. The OBC model provides a continuous charging current to the battery pack used for testing motors in electric vehicles.

Thiết Kế Mạch Nạp cho Bộ Pin Cao Áp trên Ô Tô Điện

Lê Thanh Phúc^{*}, Huỳnh Quốc Việt

Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

^{*}Tác giả liên hệ. Email: phuclt@hcmute.edu.vn

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 08/09/2023
Ngày hoàn thiện: 03/01/2024
Ngày chấp nhận đăng: 02/04/2024
Ngày đăng: 28/05/2025

TỪ KHÓA

Bộ chuyển đổi DC - DC;
Mạch nạp pin trên ô tô;
Điều chế độ rộng xung;
Ô tô điện;
Chế độ dẫn gián đoạn.

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày kết quả nghiên cứu về thiết kế bộ on-board battery charger (OBC) cho ô tô điện. Đây là bộ chuyển đổi điện xoay chiều trong dân dụng thành dòng điện một chiều nạp cho bộ pin cao áp trên ô tô điện. Phương pháp trung bình không gian trạng thái được sử dụng để mô hình hóa bộ chuyển đổi DC/DC. Biến áp hoạt động ở chế độ gián đoạn. Mô hình này được dùng là một phần của thiết kế bộ OBC có hồi tiếp điện áp cao. Mô hình OBC có thể duy trì điện áp cao phù hợp với yêu cầu của bộ pin trên ô tô điện hiện nay. Tần số 100kHz được lựa chọn là tần số hoạt động của bộ chuyển đổi DC/DC. Điện áp phát ra trên cuộn thứ cấp sau chỉnh lưu được duy trì ở 310V ở chế độ không tải. Kết quả thử nghiệm cho thấy, các bộ phận điện tử hoạt động hiệu quả dưới điện áp cao. Mô hình OBC cung cấp dòng điện nạp liên tục đến bộ pin dùng thử nghiệm động cơ ô tô điện.

DOI: <https://doi.org/10.54644/jte.2025.1461>

Copyright © JTE. This is an open access article distributed under the terms and conditions of the [Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/) which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium for non-commercial purpose, provided the original work is properly cited.

1. Giới thiệu

Ô tô điện hiện nay là nội dung nghiên cứu được quan tâm không chỉ ở Việt Nam và cả trên Thế giới. Hầu hết chính phủ của các nước phát triển đều khuyến khích sử dụng ô tô điện nhằm giảm sự tập trung khói thải [1]. Các thành phố lớn trên Thế giới đã đặt ra các lộ trình dần thay thế phương tiện động cơ đốt trong truyền thống thành động cơ dẫn động bằng điện nhằm giảm phát thải ô nhiễm không khí.

Bộ nguồn là một thiết bị cần thiết cho các mạch điện nói chung và cho ô tô điện nói riêng. Nó có chức năng chuyển đổi nguồn điện như thay đổi dòng điện, điện áp đầu ra. Trên ô tô điện, bộ nguồn có mặt ở nhiều hệ thống. Trong đó, hai mạch nguồn quan trọng là mạch nạp điện (on-board battery charger - OBC) và mạch chuyển đổi điện áp thấp. OBC trên xe điện có chức năng chuyển đổi nguồn điện xoay

chiều (AC) trong dân dụng sang nguồn một chiều (DC) để nạp cho bộ pin. OBC gắn trực tiếp lên ô tô điện khác với bộ nạp điện ngoài xe là các trạm sạc nhanh DC gắn ở các địa điểm công cộng. Vì năng lượng cho bộ pin ô tô điện chỉ được nạp một phần ở các trạm nạp công cộng nên OBC giúp cho người lái xe có thể cắm trực tiếp vào nguồn điện ở nhà, cung cấp phần năng lượng cần thiết còn lại cho ô tô điện [2].

OBC là một thiết bị cần thiết cho ô tô điện và được quan tâm nghiên cứu cải tiến. Mối quan tâm lớn nhất là nâng cao công suất của OBC từ mức truyền thống 3.3kW lên mức cao đến 7.4kW như xu hướng gần đây [3]. Trên các ô tô điện hiện nay, hầu hết OBC là một mạch điện độc lập, tiếp nhận dòng điện AC, chuyển đổi dạng dòng điện DC, nạp bộ pin cao áp với cường độ phù hợp. Một số nghiên cứu còn tích hợp OBC với bộ dẫn động ô tô như các cuộn dây trong động cơ điện [4].

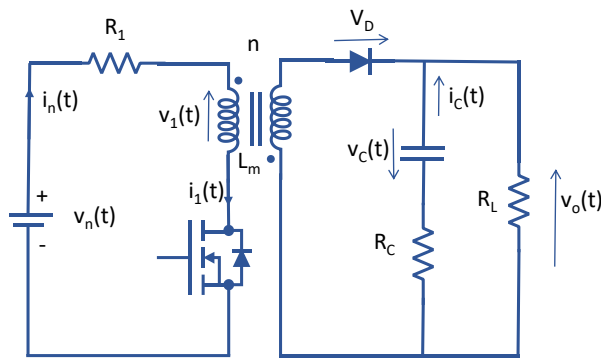
Ngoài ra, OBC gắn trên ô tô điện khi chạy trên đường nên yêu cầu đặt ra là khối lượng nhẹ, hiệu suất cao, chịu được điều kiện khắc nghiệt của môi trường và đảm bảo an toàn trong quá trình nạp [5]. Nội dung bài báo này trình bày về thiết kế bộ nạp pin cho ô tô điện. Mô hình bộ chuyển đổi DC/DC dùng nguyên tắc Flyback Converter với ưu điểm là có độ an toàn cao. Mạch điện phần cứng sử dụng vi điều khiển để tính toán xung điều khiển PWM (Pulse Width Modulation) cho biến áp.

2. Thiết kế bộ Onboard Battery Charger

2.1. Mô hình bộ chuyển đổi DC/DC

Bộ chuyển đổi DC/DC có chức năng chuyển đổi điện áp DC sau khi chỉnh lưu thành DC nạp cho bộ pin. Yêu cầu của bộ chuyển đổi này là phải thay đổi được dòng điện và điện áp phù hợp với chu trình nạp thông dụng của pin là nạp với dòng không đổi và nạp với điện áp không đổi. Trong thiết kế này, nguyên tắc chuyển đổi DC/DC dạng Flyback Converter được lựa chọn. Ưu điểm của cấu trúc Flyback Converter là điều khiển đơn giản, cách ly được nguồn cấp vào và đầu ra. Đây cũng là yêu cầu quan trọng trên xe điện để đảm bảo an toàn.

Sơ đồ bộ chuyển đổi DC/DC dạng Flyback Converter được mô tả như Hình 1. Trong đó, R_1 là điện trở cuộn dây sơ cấp. R_C là điện trở ký sinh trên tụ điện. R_L là điện trở tải điện bên ngoài. V_D là điện áp rơi trên diode chỉnh lưu. Tỷ số vòng dây quấn cuộn thứ cấp và cuộn sơ cấp là $n = N_s/N_p$. Biến áp có độ tự cảm L_m , tụ lọc ở đầu ra cuộn thứ cấp có điện dung là C .



Hình 1. Sơ đồ bộ biến đổi DC – DC dạng Flyback Converter

Biến áp xung hoạt động ở chế độ gián đoạn (DCM – Discontinuous Conduction Mode). Có 3 giai đoạn hoạt động của mạch điện trong tổng thể 1 chu kỳ của nó: Giai đoạn MOSFET dẫn - diode ngắt, giai đoạn MOSFET ngắt - diode dẫn và giai đoạn MOSFET ngắt – diode ngắt [6-8].

Ở giai đoạn 1, khoảng thời gian là d_1 . MOSFET dẫn, dòng điện chạy qua cuộn sơ cấp của biến áp và năng lượng được tích trữ trên cuộn sơ cấp. Lúc này, diode ngắt, tụ điện sẽ xả điện qua tải điện R .

Điện áp trên cuộn sơ cấp, dòng qua tụ điện, điện áp đầu ra và dòng điện nguồn được mô tả như sau.

$$L_m \frac{di_1(t)}{dt} = v_n(t) - R_Q i_1(t) \quad (1)$$

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{R_L + R_c} \quad (2)$$

$$v_o(t) = \frac{v_c(t)R}{R_L + R_c} \quad (3)$$

$$i_n(t) = i_1(t) \quad (4)$$

Trong đó, R_Q là điện trở kí sinh của khóa MOSFET. Sắp xếp lại phương trình (1) – (4), ta được phương trình không gian trạng thái như sau.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_Q}{L_m} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C + R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_n(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{R_L + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

Ở giai đoạn 2, khoảng thời gian là d_2 . MOSFET ngắt, diode dẫn. Dòng điện được tạo ra trong cuộn thứ cấp nạp cho tụ.

$$L_m \frac{di_1(t)}{dt} = \frac{i_1(t)n^2 R_c R_L}{R_L - R_c} + \frac{v_c(t)n R_L}{R_L - R_c} - V_d n \quad (7)$$

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{i_1(t)n R_L}{R_L - R_c} - \frac{v_c(t)}{R_L - R_c} \quad (8)$$

$$v_o(t) = \frac{i_1(t)n R_c R_L}{R_L - R_c} + \frac{v_c(t)R_L}{R_L - R_c} \quad (9)$$

$$i_n(t) = 0 \quad (10)$$

Sắp xếp lại phương trình (7) – (9), ta được phương trình không gian trạng thái như sau.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n^2 R_c R_L}{R_L L_m - R_c L_m} & \frac{n R_L}{R_L L_m - R_c L_m} \\ -\frac{n R_L}{R_L C - R_c C} & -\frac{1}{R_L C - R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} i_n(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{n R_c R_L}{R_L - R_c} & \frac{R_L}{R_L - R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (12)$$

Ở giai đoạn 3, khoảng thời gian là d_3 . MOSFET ngắt, diode ngắt. Phương trình mô tả như sau.

$$L_m \frac{di_1(t)}{dt} = 0 \quad (14)$$

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = -\frac{v_c(t)}{R_L + R_c} \quad (15)$$

$$v_o(t) = \frac{v_c(t)R_L}{R_L + R_c} \quad (16)$$

$$i_n(t) = 0 \quad (17)$$

Sắp xếp lại phương trình (14) – (17), ta được phương trình không gian trạng thái như sau.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C + R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} i_n(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R_L + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (19)$$

Áp dụng phương pháp trung bình không gian trạng thái (State-Space Averaging) trong chế độ hoạt động dẫn gián đoạn, phương trình trạng thái mô tả hệ thống là sự kết hợp giữa phương trình (5) – (6), (11) – (12) và (18) – (19):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1(t)}{dt} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_Q d_1}{L_m} + \frac{n^2 R_c R_L d_2}{R_L L_m - R_c L_m} & \frac{n R_L d_2}{R_L L_m - R_c L_m} \\ -\frac{n R d_2}{R_L C - R_c C} & -\frac{d_1 + d_3}{R_L C + R_c C} - \frac{d_2}{R_L C - R_c C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L_m} & -\frac{n d_2}{L_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} i_n(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ n R_c R_L d_2 & \frac{R_L (d_1 + d_3)}{R_L + R_c} + \frac{R_L d_2}{R_L - R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ V_d \end{bmatrix} \quad (21)$$

Trong đó, các ma trận của hệ thống này thu được nhờ cộng 3 ma trận trong 3 trạng thái trước tương ứng với khoảng thời gian d_1 , d_2 và d_3 .

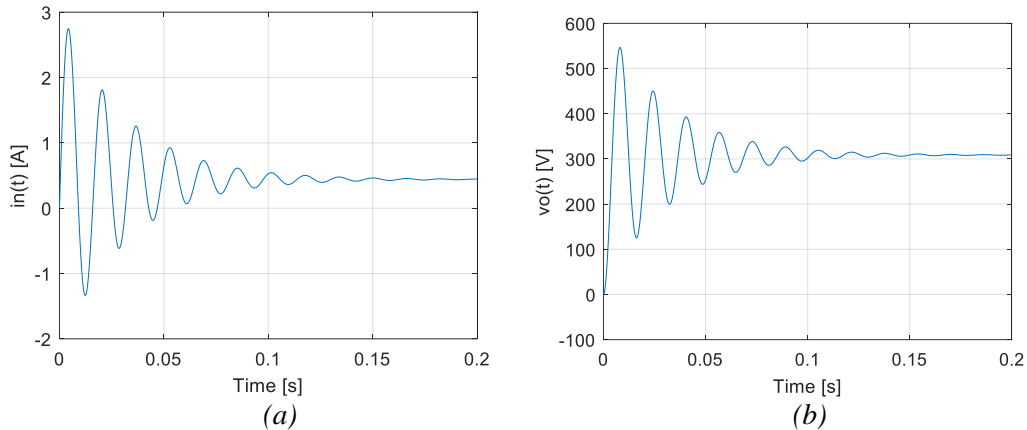
Các thông số tham khảo cho mô hình trên được cho như Bảng 1. Một số thông số trong Bảng 1 có được là giá trị đo được trên thực tế mô hình thực nghiệm, một số thông số được tham khảo trong các tài liệu công bố trong các nghiên cứu trước đây [6, 9-11]

Bảng 1. Thông số bộ biến đổi DC - DC

Thông số	Giá trị
Độ tự cảm từ hóa biến áp, L_m (mH)	27
Tần số biến áp xung, f (Hz)	100,000
Điện áp diode, V_d (V)	1.25
Tụ điện lọc đầu ra, C (μ F)	22
Điện trở ký sinh trên tụ, R_c (Ω)	0.09
Điện trở tải điện, R_L (Ω)	700
Điện trở ký sinh trên MOSFET, R_Q (Ω)	0.04
Tỷ số vòng dây quấn, n	1
Điện áp nguồn sau chỉnh lưu, v_n (V)	310
Tỷ lệ thời gian dẫn giai đoạn 1, d_1	0.3
Tỷ lệ thời gian dẫn giai đoạn 2, d_2	0.4
Tỷ lệ thời gian dẫn giai đoạn 3, d_3	0.3

Thực hiện mô phỏng hệ thống mô tả trong phương trình (20) – (21) với thông số như Bảng 1, kết quả thu được như Hình 2. Dòng điện nguồn cấp cho cuộn sơ cấp biến áp có dạng như Hình 2(a). Sau giai đoạn chuyển tiếp ban đầu, dòng điện ổn định ở mức khoảng 0.5A.

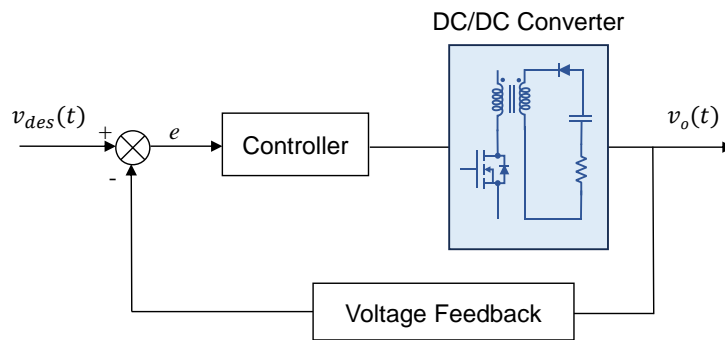
Điện áp trên cuộn thứ cấp thu được như Hình 2(b). Giá trị điện áp đầu ra dao động trong thời gian ngắn và ổn định ở mức 310V. Giá trị điện áp này thu được là do các tỷ lệ thời gian dẫn của biến áp xung d_1 đã được chọn như Bảng 1. Đây chính là độ rộng xung PWM, giá trị này thay đổi sẽ làm thay đổi điện áp ra trên cuộn thứ cấp. Việc điều khiển thay đổi điện áp và dòng điện của bộ nạp liên quan đến việc thay đổi độ rộng xung này.



Hình 2. (a) Dòng điện trong cuộn sơ cấp và (b) Điện áp ra trên cuộn thứ cấp

2.2. Thiết kế mạch điện cho OBC

Sơ đồ khối của OBC được cho như Hình 3. Trong đó, bộ chuyển đổi DC/DC được dùng để thay đổi điện áp và dòng điện ở đầu ra có đặc tính như đã trình bày ở phần trên. Việc thay đổi điện áp và dòng điện là cần thiết trên các mạch nạp. Theo đặc tính của pin Lithium-ion, để nạp cho pin đầy 100%, quá trình nạp phải trải qua 2 giai đoạn. Giai đoạn 1 là nạp với dòng không đổi và giai đoạn 2 là nạp với điện áp không đổi. Trong giai đoạn nạp với dòng không đổi, dòng điện nạp được duy trì ổn định bằng cách thay đổi điện áp đầu ra của bộ chuyển đổi DC/DC. Cụ thể, khi dung lượng pin đang còn ít, dòng nạp ban đầu có xu hướng tăng cao, để hạn chế dòng nạp, điện áp đầu ra của bộ chuyển đổi DC/DC được hạ thấp xuống. Khi pin dần được nạp đầy, điện áp đầu ra của bộ chuyển đổi DC/DC được tăng lên để duy trì dòng nạp, giúp nhanh chóng nạp đầy bộ pin. Dòng nạp cực đại phụ thuộc vào đặc tính của bộ pin, khả năng sử dụng các phương án tản nhiệt cho bộ pin đang nạp.



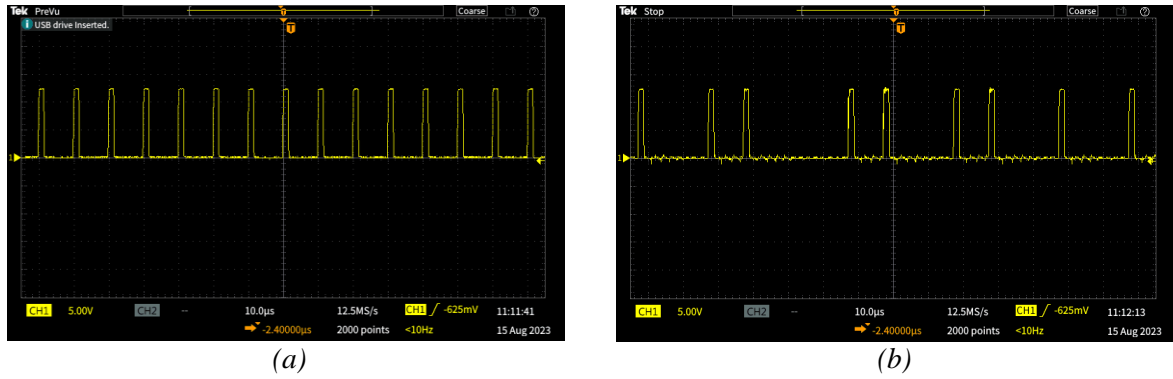
Hình 3. Sơ đồ khối của OBC

Quá trình nạp với điện áp không đổi sẽ được thực hiện sau đó. Mục đích là để nạp đầy 100% bộ pin mà không gây ra quá áp đối với bộ pin. Thông thường, một bộ pin sẽ có một giá trị điện áp cực đại. Quá trình nạp với dòng không đổi nhằm đạt được điện áp cực đại này. Bộ điều khiển sẽ xuất tín hiệu PWM với độ rộng xung thay đổi để thay đổi dòng nạp và thay đổi điện áp. Để thực hiện được việc này, bộ điều khiển sẽ thu nhận tín hiệu từ bộ phản hồi điện áp và so sánh với điện áp mong muốn. Bộ điều khiển được lập trình để thực hiện chức năng như sơ đồ khối trong Hình 3.

Để thực hiện được các chức năng mô tả ở trên, một sơ đồ mạch điện nguyên lý của OBC được trình bày như Hình 4. Cấu trúc của mạch OBC thiết kế gồm 3 phần chính: Vi điều khiển, mạch dẫn động và mạch công suất. Vi điều khiển có chức năng giám sát và điều khiển chung, cảm nhận điện áp hồi tiếp ở cuộn thứ cấp và điều khiển mạch dẫn động. Mạch dẫn động bao gồm IC lái, và các mạch cách ly điện áp thấp và điện áp cao. Mạch công suất bao gồm MOSFET, biến áp và mạch chỉnh lưu điện áp xoay chiều thành 1 chiều.

3. Kết quả hoạt động của mô hình OBC

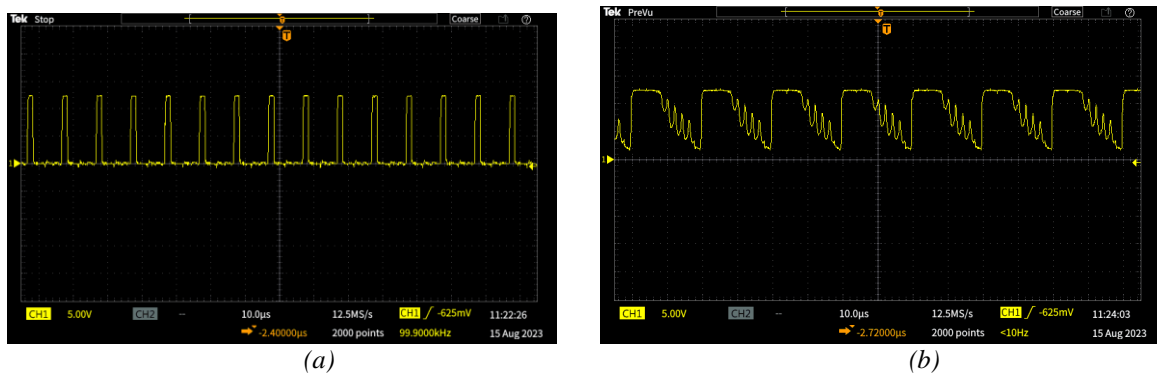
Khi cấp điện cho vi điều khiển và các mạch liên quan, một tín hiệu PWM sẽ được cấp đến MOSFET loại 20N60 ở chân G. Trước hết, điện áp chỉnh lưu 310VDC từ lưới điện chưa được cấp vào cuộn sơ cấp. PWM có độ rộng xung khoảng 20% và tần số là 100kHz. Tín hiệu này đo được trên chân G của MOSFET như Hình 6(a).



Hình 6. Xung PWM ở chân G của MOSFET

Sau đó, điện chỉnh lưu được cấp vào cuộn sơ cấp. Điện áp cảm ứng được tạo ra trên cuộn thứ cấp. Điện áp này được diode chỉnh lưu thành dòng điện 1 chiều. Khi tải điện chưa được nối vào đầu ra cuộn thứ cấp, điện áp trong cuộn thứ cấp biến áp xung tăng cao. Nhờ mạch hồi tiếp, vi điều khiển bỏ xung kích cho MOSFET, làm giảm và duy trì điện áp. Tín hiệu xung đo được ở chân G của MOSFET có dạng như Hình 6(b). Giá trị điện áp đầu ra cuộn thứ cấp biến áp xung phụ thuộc vào giá trị điện trở cầu phân áp R_4 và R_5 . Điện áp đánh thủng diode Zener được chọn trước. Trong mạch điện này, diode Zener là loại 10V.

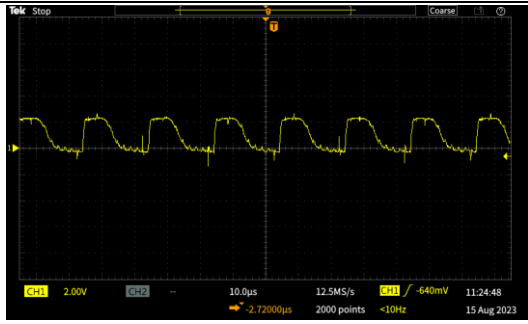
Tiếp tục, tải điện được gắn ở đầu ra của biến áp xung sau chỉnh lưu. Trong trường hợp này, tải là bộ pin 60 cells loại Lithium-ion 18650. Theo lý thuyết, bộ pin này có điện áp tối đa là 252V. Điện áp trên cuộn thứ cấp được kéo xuống do điện áp trong bộ pin thấp. Vi điều khiển không ngắt xung như Hình 7(b).



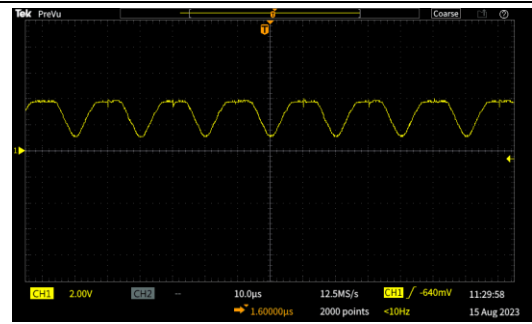
Hình 7. (a) Xung PWM ở chân G của MOSFET biến áp xung hoạt động có tải.
(b) Điện áp đo ở chân K của diode Zener

Trong trường hợp không tải, điện áp đo ở chân K của diode Zener, cầu dưới của cầu phân áp 200kΩ và 10kΩ, có dạng như Hình 7(b). Điện áp tăng lên trên 10V sau đó giảm xuống gần 0V. Sự dao động này được tạo ra do bộ điều khiển ngắt xung ở chân G của MOSFET, sự kết hợp giữa tụ C13, điện trở cầu phân áp và các tải nhỏ trên các đồng hồ đo. Dao động này sẽ bị triệt tiêu khi gắn tải là bộ pin cao áp vào.

Trong trường hợp không tải, điện áp đo ở chân G của MOSFET hồi tiếp Q_2 có dạng như Hình 8(a). Điện áp tăng lên trên 2V sau đó giảm xuống 0V.



(a)

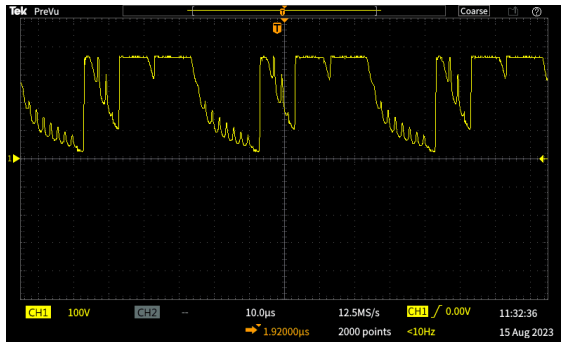


(b)

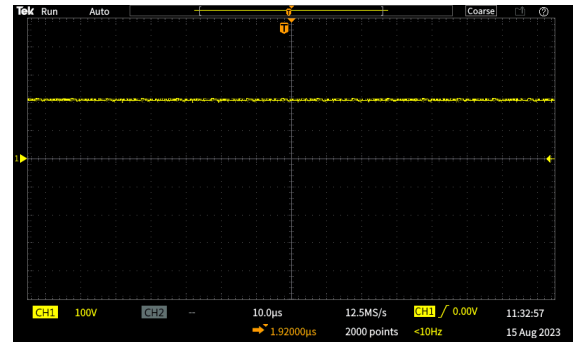
Hình 8. Điện áp đo ở chân G của MOSFET hồi tiếp và ở chân A₄ của vi điều khiển

Thông qua opto cách ly, điện áp đo ở chân A₄, hồi tiếp cho vi điều khiển khi không tải có dạng như Hình 8(b). Dạng điện áp đến vi điều khiển có dạng tương tự như tín hiệu kích vào chân G của MOSFET hồi tiếp.

Điện áp đo ở đầu ra khi chưa gắn tải có dạng như Hình 9(a). Tuy chưa gắn tải là bộ pin cao áp nhưng năng lượng tạo ra ở cuộn thứ cấp được tiêu thụ bởi các thiết bị đồng hồ đo và cầu phân áp nên có giá trị nhấp nhô. Tụ điện có giá trị chưa đủ lớn để lọc được các xung có tần số cao do điện áp gián đoạn trên cuộn thứ cấp.



(a)



(b)

Hình 9. Điện áp đo ở đầu ra cuộn thứ cấp đã được chỉnh lưu

Khi gắn bộ pin cao áp vào cuộn thứ cấp, điện áp đo được có dạng như Hình 9(b). Bộ pin có tác dụng giống như tụ điện đã hấp thụ và làm phẳng điện áp đầu ra cuộn thứ cấp. Thử nghiệm cho thấy, dòng điện nạp khoảng 1.2A. Bộ pin được nạp liên tục thông qua OBC.

4. Kết luận

Mạch điện thiết kế dựa trên mô hình trung bình không gian trạng thái đã thể hiện được sự thống nhất giữa mô hình lý thuyết và mô hình thực nghiệm. Sử dụng phương pháp trung bình không gian trạng thái đã giúp cho việc mô hình hóa bộ OBC được dễ dàng. Mô hình bộ biến đổi DC-DC ở trên được kết nối thành công trong sơ đồ điều khiển kín có hồi tiếp điện áp.

Kết quả thử nghiệm trên mạch nạp thực tế đã cho thấy bộ OBC thiết kế có thể nạp được cho bộ pin cao áp trên xe điện. Điện áp tạo ra bộ OBC được duy trì ở giá trị 310V ở chế độ không tải. Ở chế độ có tải, dòng điện nạp được duy trì liên tục.

Lời cảm ơn

Nhóm tác giả gửi lời cảm ơn đến Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP. HCM đã hỗ trợ kinh phí để thực hiện đề tài có mã số T2023-159. Nội dung bài báo này là một phần của đề tài nghiên cứu trên.

Xung đột lợi ích

Các tác giả tuyên bố không có xung đột lợi ích trong bài báo này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] J. A. Sanguesa, V. T. Sanz, P. Garrido, F. J. Martinez, and J. M. M. Barja, "A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges," *J. Smart Cities*, vol. 4, no. 1, p. 372-404, 2021, doi: 10.3390/smartcities4010022.
- [2] B. Lee, J. Kim, S. Kim, and J. Lee, "A PWM SRT DC/DC Converter for 6.6-kW EV Onboard Charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, p. 894 – 902, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2480384.
- [3] A. Khaligh and M. D'Antonio, "Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 4, pp. 3306-3324, 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2897050.
- [4] L. Solero, "Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 1, pp. 144-149, Jan. 2001, doi: 10.1109/25.917904.
- [5] A. Tausif, H. Jung, and S. Choi, "Single-Stage Isolated Electrolytic Capacitor-Less," *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 4, no. 1, pp. 30-39, 2019, doi: 10.24295/CPSSPEA.2019.00004.
- [6] M. Sucu, "Parametric average value modeling of flyback converters in CCM and DCM including parasitics and snubbers," Master thesis, Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of British Columbia, 2011.
- [7] J. Mahdavi, A. Emadi, and H.A. Toliyat, "Application of State Space Averaging Method to Sliding Mode Control of PWM DC-DC Converters," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana*, October 5-9, 1997, doi: 10.1109/IAS.1997.628957.
- [8] A. Murthy and M. Badawy, "State Space Averaging Model of a Dual Stage Converter in Discontinuous Conduction Mode," in *Proc. IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Stanford, CA, USA*, 2017, doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013367.
- [9] T. H. Chen, W. L. Lin, and C. M. Liaw, "Dynamic modeling and controller design of flyback converter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 35, no. 4, pp. 1230-1239, Oct. 1999, doi: 10.1109/7.805441.
- [10] A. S. Raj, A. M. Siddeshwar, K. P. Guruswamy, C. M. Maheshan, and S. C. Vijay, "Modelling of flyback converter using state space averaging technique," in *Proc. 2015 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT), Bangalore, India*, 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/CONECCT.2015.7383871.
- [11] C. Pesce, J. Riedemann, R. Pena, W. Jara, C. Maury, and R. Villalobos, "A Modified Step-Up DC-DC Flyback Converter with Active Snubber for Improved Efficiency," *Energies*, vol. 12, no. 1, p. 2066, 2019, doi:10.3390/en12112066

TÓM TẮT TIỂU SỬ CỦA CÁC TÁC GIẢ




Le Thanh Phuc received the B.E. degree in automotive engineering from Ho Chi Minh city University of Technology and Education, Vietnam, in 2004 and the M.E. degree in automotive engineering from Ho Chi Minh city University of Technology and Education, Vietnam, in 2007. He received PhD degree in mechanical engineering from Concordia University in Montreal Canada in 2013. His research interest is on electric vehicles, vehicle dynamics, driver models and engine control. His published paper is related to controlling of electric motorbikes, impaired driver model, PWM technique applied on induction motor.

Email address: phuclt@hcmute.edu.vn. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0004-0272-099X>



Huynh Quoc Viet was born in Vietnam. He received the B.E. degree in automotive engineering in 2002 and the M.E. degree in automotive engineering in 2005 from Ho Chi Minh city University of Technology and Education, Vietnam. He is a teacher at faculty of vehicle and energy engineering at HCMUTE. His research interests include in engine technologies, engine management systems, hybrid and electric vehicles. He has published related to controlling of hybrid electric vehicle, extended electric vehicle and engine model simulation.

Email address: viethq@hcmute.edu.vn. ORCID:  <https://orcid.org/0009-0009-4958-4039>