

# NGHIÊN CỨU CẢI TIẾN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHỈNH MỨC SÁNG DỰA TRÊN CẮT MỨC NĂNG LƯỢNG BIÊN SAU LÊN ĐỐI TƯỢNG ĐÈN HUỖNH QUANG VÀ ĐÈN COMPACT

## IMPROVE THE POWER ADJUSTMENT METHOD BASED ON TRAILING EDGE DIMMING FOR FLUORESCENT LAMPS

**Nguyễn Phan Kiên<sup>1\*</sup>, Nguyễn Mạnh Cường<sup>2</sup>, Hoàng Anh Dũng<sup>3</sup>, Vũ Duy Thuận<sup>4</sup>**

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, <sup>2</sup>Học viện Kỹ thuật quân sự, <sup>3</sup>Trường Đại học Mở Hà Nội

<sup>4</sup>Trường Đại học Điện lực

Ngày nhận bài: 04/02/2020, Ngày chấp nhận đăng: 24/04/2020, Phản biện: TS. Trần Văn Thịnh

### Tóm tắt:

Phương pháp điều chỉnh cường độ sáng dựa trên cắt mức năng lượng biên (cạnh) trước đã phổ biến trên thị trường từ lâu nhưng lại gặp một số nhược điểm như gây ra nhiễu điện từ, và giảm tuổi thọ của đèn sợi đốt hoặc đèn compact. Các nhược điểm này có thể khắc phục nhờ phương pháp điều chỉnh mức sáng dựa trên cắt mức năng lượng biên sau và nó hoàn toàn phù hợp với các đối tượng là đèn sợi đốt nhưng không hiệu quả với đèn compact và không sử dụng được với đối tượng là đèn huỳnh quang chấn lưu sắt từ. Nghiên cứu này đã chỉ ra giải pháp triệt tiêu xung ngược trong các giải pháp cắt mức biên sau bằng cách sử dụng mô hình biến đổi RLC từ nối tiếp sang song song, đồng thời đề xuất sử dụng phương pháp điều chế độ rộng xung nhằm mở rộng dải điều chỉnh đối với các mạch điều chỉnh mức sáng, cho phép điều chỉnh năng lượng ánh sáng của đèn huỳnh quang sử dụng chấn lưu sắt từ từ mức 0 trở đi chứ không chỉ từ 30% năng lượng như các phương pháp cũ.

### Từ khóa:

Điều chỉnh mức sáng, cắt biên sau, cắt biên trước, đèn huỳnh quang, đèn compact, TRIAC, IGBT.

### Abstract:

The power adjustment method based on leading edge dimming has been popular in the market for a long time but has some disadvantages such as causing electromagnetic interference, and reducing the life of incandescent or compact lamps. However, these disadvantages can be overcome by power adjustment method based on trailing edge dimming which is completely suitable to incandescent lamps but ineffective for compact lamps and inapplicable to ballast fluorescent lamps. This research shows a new reverse pulse suppression method in trailing edge dimming by using the reform RLC model from serial to parallel, and proposes the use of pulse width modulation method to open a wide range of adjustment for brightness of ballast fluorescent lamps from 0% onwards in comparison with 30% of the energy as the old methods.

### Keywords:

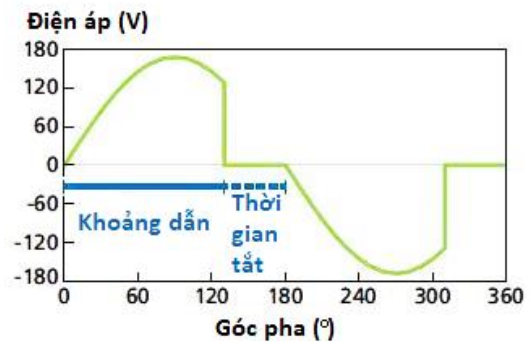
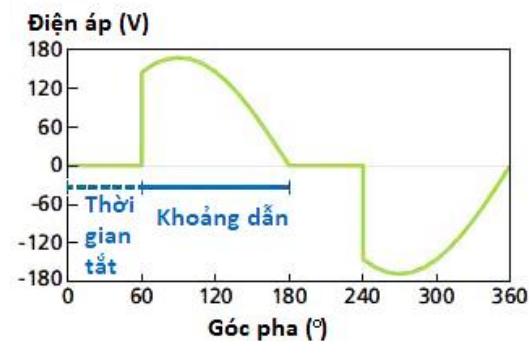
Power dimming, trailing edge, leading edge, fluorescent lamps, compact lamps, TRIAC, IGBT.

## 1. GIỚI THIỆU

Mạch điều chỉnh mức sáng có mục đích cuối cùng là điều khiển công suất cho tải tiêu thụ điện và phương pháp phổ biến điều chỉnh mức sáng của đèn trong chiếu sáng dân dụng hiện nay là dựa trên cắt mức năng lượng biên trước [1]. Phương pháp này sử dụng khóa bán dẫn điều khiển là TRIAC (TRIode for Alternating Current) chỉ cho dòng chạy qua tại một thời điểm nhất định sau điểm 0 của tín hiệu sin và chỉ đóng khi dòng điện đảo

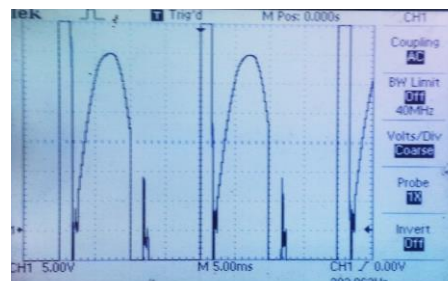
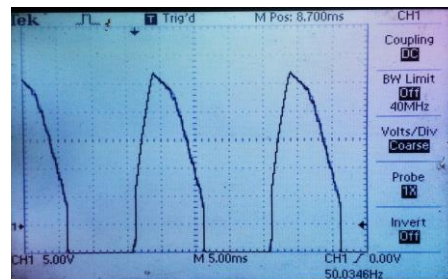
chiều. Trong mỗi nửa chu kỳ, điện áp xoay chiều bắt đầu từ 0 rồi tăng vọt lên một giá trị nhất định trong vòng cỡ 1 $\mu$ s, đồng thời với bóng compact sẽ luôn có một tụ điện được nạp với dòng điện có cường độ tăng rất nhanh trong mỗi nửa chu kỳ. Hai hiện tượng này sẽ làm giảm tuổi thọ của bóng nhanh chóng [2].

Sự tăng vọt của dòng điện trong mỗi lần đóng ngắt của TRIAC cũng gây ra nhiễu điện từ, và nhiễu này tăng lên đáng kể theo chiều dài dây nối từ tải tới mạch này.



Hình 1. Cắt mức năng lượng biên trước và biên sau

Phương pháp điều chỉnh mức sáng dựa trên cắt mức năng lượng biên sau trong nghiên cứu cũ [2] đã khắc phục được một số vấn đề đã nêu trên, ví dụ như phương pháp này đã thay thế khóa điều khiển sử dụng TRIAC bằng IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) từ đó cho phép điện áp trên đèn tăng từ từ theo sườn hình sin.



Hình 2. Cắt mức năng lượng biên sau trên đèn sợi đốt, trên đèn compact và đèn huỳnh quang sử dụng chấn lưu cuộn dây

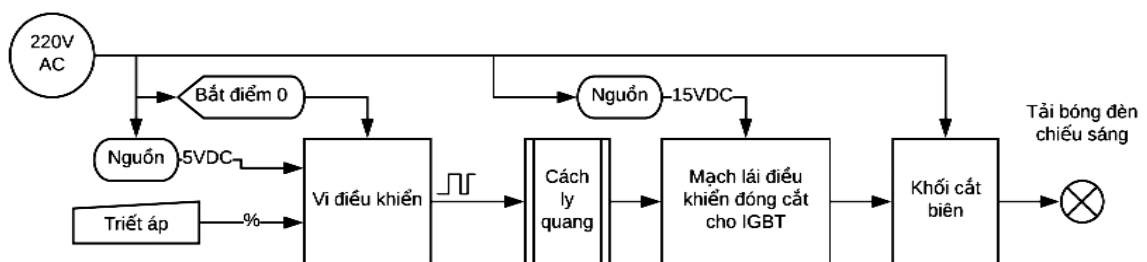
Phương pháp này còn được gọi là khởi động mềm, và có thể điều khiển thời gian đóng mở của IGBT một cách dễ dàng, chính điều này làm giảm tối đa nhiễu điện từ sinh ra do quá trình đóng ngắt trong mỗi nửa chu kỳ. Nhưng phương pháp này vẫn chưa áp dụng được đối với đèn huỳnh quang sử dụng chấn lưu sắt từ [2]. Nghiên cứu này sẽ tập trung vào cải tiến phương pháp điều chỉnh mức sáng dựa trên cắt mức năng lượng biên sau lên đối tượng đèn huỳnh quang sử dụng chấn lưu sắt từ.

## 2. MÔ TẢ THIẾT KẾ MẠCH ĐIỆN

Mạch điều chỉnh mức sáng của đèn theo phương pháp cắt mức năng lượng biên sau [2] được thiết kế dựa trên nguyên lý: điều khiển đóng mở IGBT bằng vi điều

khiển Atmega 16 dựa trên tín hiệu bắt điểm 0 của dòng điện. Thời gian cho dòng chạy qua IGBT trong mỗi nửa chu kỳ được dễ dàng điều chỉnh bằng biến trở, do đó tác dụng điều khiển công suất cũng giống như phương pháp cắt biên trước.

Sơ đồ khối của thiết kế được chỉ ra trong hình 3. Trong đó, nguồn cung cấp 220 V, 50 Hz được lấy mẫu để xác định điểm không thông qua khối bắt điểm không [3]. Tín hiệu bắt điểm không được đưa vào vi điều khiển, đồng thời tín hiệu xác định thời gian ngắt trong mỗi nửa chu kỳ cũng được đọc từ điện áp trên biến trở vào vi điều khiển. Từ 2 tín hiệu này vi điều khiển xuất ra tín hiệu kích cho driver của IGBT, từ đó khối cắt biên sẽ thực hiện cắt mức năng lượng chảy vào tải.



Hình 3. Sơ đồ khối mạch điều chỉnh mức sáng của đèn dựa trên phương pháp cắt mức năng lượng biên sau

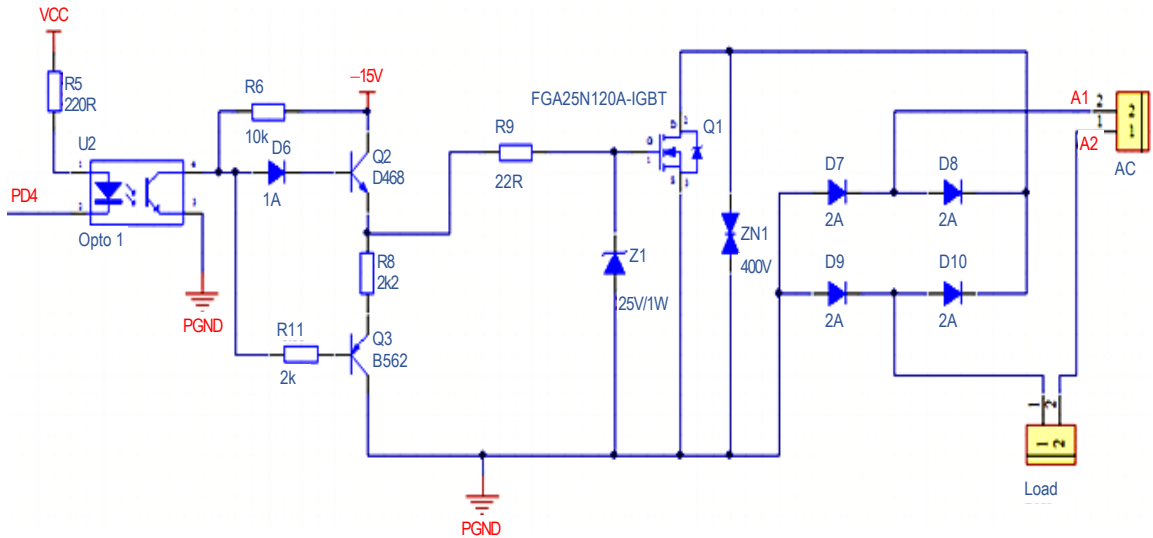
Mạch lái điều khiển đóng cắt cho IGBT được chỉ ra trong hình 4. Trong đó cặp transistor kéo đẩy D468 và B562 (Renesas) có vai trò (điều khiển) đóng cắt cho IGBT (FGA25N120ANTD, Fairchild Semiconductor) [2]. Tín hiệu kích cho cặp transistor này được truyền từ chân PD4 của vi điều khiển thông qua opto (PC817, Sharp). Diode zenner (1N4744, General Semiconductor) và

TVS diode (P6KE400CA, Fairchild Semiconductor) giúp bảo vệ IGBT khỏi xung quá áp.

Mỗi khi có tín hiệu ngắt ngoài đưa vào vi điều khiển (Atmega16, Atmel) từ mạch bắt điểm không, chân PD4 xuất tín hiệu mức cao kích cho mạch lái đóng IGBT, sau một khoảng thời gian nhất định (nhỏ hơn 10 ms), chân PD4 xuất tín hiệu mức

thấp kích cho ngắt IGBT. Khi nào có tín hiệu ngắt ngoài thì quá trình trên lại được lặp lại. Như vậy thời gian dòng điện chảy qua tải trong mỗi nửa chu kì phụ thuộc vào thời gian đóng IGBT, và thời gian này được điều chỉnh bằng một biến trở

thông qua chân ADC của vi điều khiển. Khối cắt biên được chỉ ra trong hình 4. Do IGBT chỉ đóng ngắt được với dòng một chiều nên để IGBT hoạt động được ở cả bán kì âm và dương ta cần sử dụng thêm một bộ diode chỉnh lưu cầu.



Hình 4. Khối driver cho IGBT và khối cắt pha (gồm IGBT và cầu diôt)

Khi đóng IGBT để dẫn điện tại thời điểm bắt đầu nửa chu kỳ mới bao giờ cũng có độ trễ, để kiểm soát tốc độ đóng của IGBT ta có nhiều cách bao gồm điều chỉnh  $dV/dt$  (bằng điện trở cực G hoặc mắc song song một tụ điện giữa cực G và E) hoặc điều chỉnh  $di/dt$  (bằng cuộn cảm nhỏ ở cực E) [4, 5, 6]. Cách thức sử dụng trong bài viết này là dùng điện trở cực G (hình 5). Điện trở này càng lớn thì độ trễ thời gian đóng của IGBT càng tăng. Tuy nhiên điện trở này cũng không được phép quá lớn vì tốc độ đóng ngắt chậm đồng nghĩa với mất mát nhiệt trên IGBT càng lớn làm nóng IGBT. Ta có thể ước lượng tốc độ đóng mở của IGBT theo công thức:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th}}{R_g * C_{iss}}$$

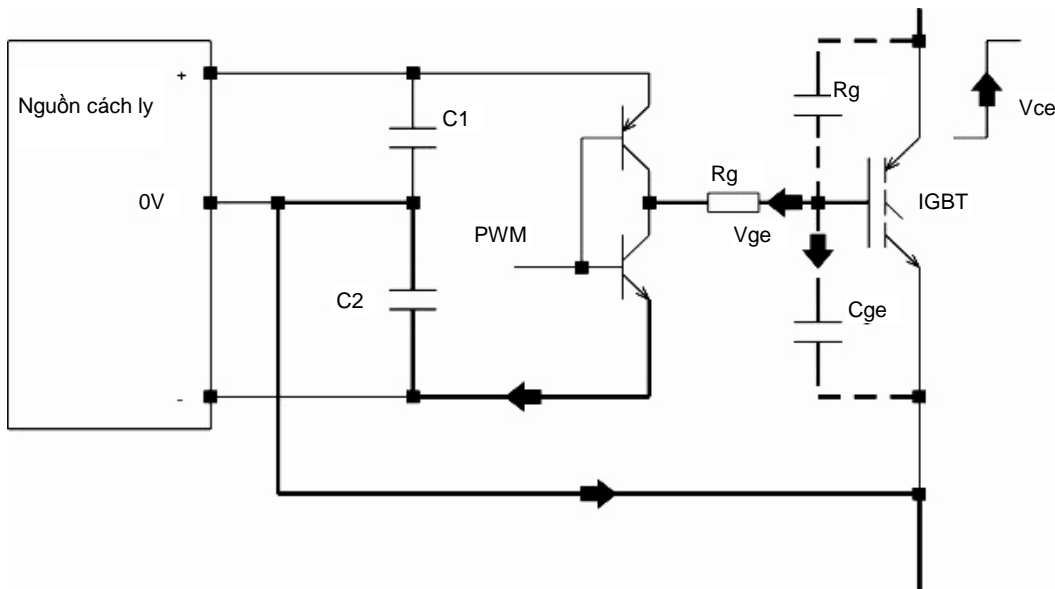
Trong đó:

$V$ : điện áp Vce;  $V_{th}$ : điện áp Vge;

$R_g$ : điện trở cực G;

$C_{iss}$ : dung kháng giữa cực G và E.

Trong mạch này với mục đích làm cho thời gian đóng không quá nhanh, và thời gian mở không cần chậm (do điện áp tăng từ từ sau điểm 0 của mỗi nửa chu kỳ) nên ta chọn điện trở R9 (22 Ω) nhỏ, và điện trở R8 (2,2 kΩ) lớn. Trong mạch điện ở hình 5 có thể hiện tụ điện Cge, và tốc độ đóng mở IGBT bị ảnh hưởng trực tiếp bởi thời gian nạp xả của tụ này.

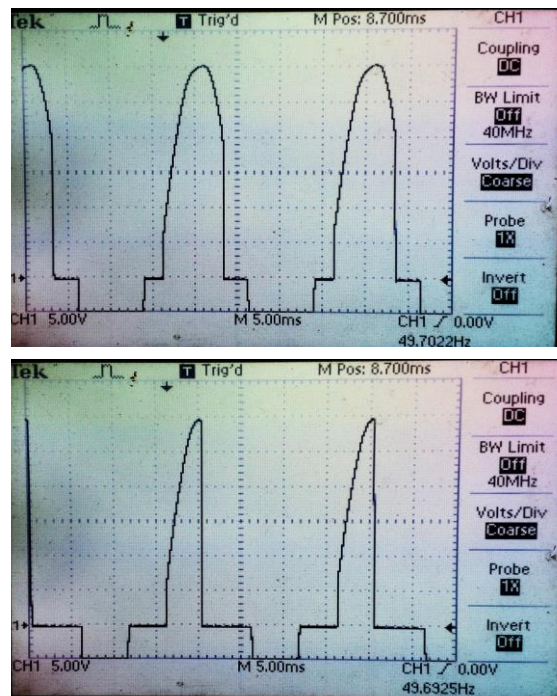


Hình 5. Nguyên lý điều khiển IGBT sử dụng điện trở cực G

Khi driver nhận tín hiệu mở, transistor D468 thông trong khi transistor B562 đóng, lúc này tụ  $C_{ge}$  được nguồn nạp tới 15V thông qua điện trở  $R_9$ . Do có trị số nhỏ, nên thời gian mở của IGBT ngắn. Khi driver nhận tín hiệu đóng, transistor B562 thông trong khi transistor D468 đóng, lúc này tụ  $C_{ge}$  được xả qua điện trở  $R_8$  và  $R_9$  nối tiếp. Do tổng trở  $R_8$  và  $R_9$  lớn, nên quá trình đóng của IGBT diễn ra chậm lại cỡ vài chục micro giây.

### 3. THỰC NGHIỆM VÀ KẾT QUẢ ĐO ĐẶC TRÊN PHƯƠNG PHÁP CŨ

Thực nghiệm đo đặc tại đầu ra với các đối tượng đèn khác nhau khi điều chỉnh biến trở giảm dần từ mức cực đại về cực tiểu, cụ thể là bóng sợi đốt (25 W/220 V, Rạng Đông), bóng huỳnh quang (18 W/0,6 m, Philips) chấn lưu sắt từ. Kết quả điều khiển công suất với bóng sợi đốt và bóng huỳnh quang chấn lưu sắt từ được chỉ ra trong hình 6, 7 tương ứng.

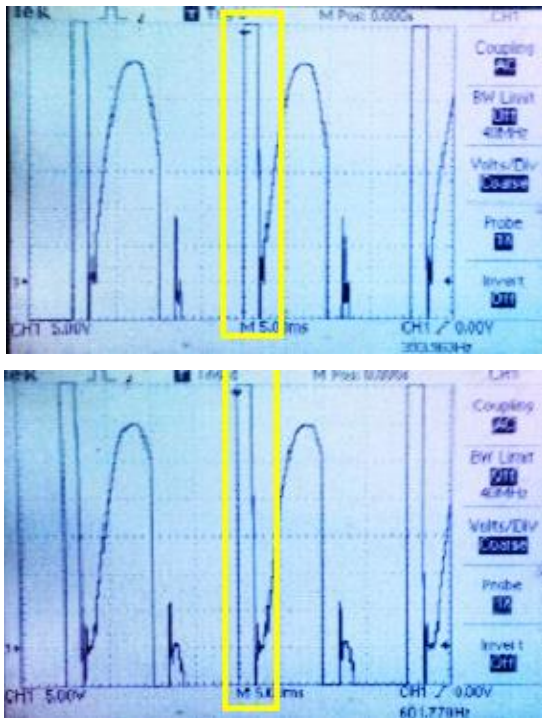


Hình 6. Điện áp trên đèn sợi đốt

Với bóng sợi đốt, khi điều chỉnh biến trở giảm từ mức cực đại về cực tiểu thì khoảng dẫn dòng chạy qua đèn trong mỗi nửa chu kỳ hình sin cũng giảm theo (từ 10 ms về 0 ms) đồng thời độ sáng của

bóng giảm từ tối đa về 0. Đèn tắt hẳn khi biến trở về 0.

Với bóng huỳnh quang chấn lưu sắt từ, khi điều chỉnh biến trở giảm từ cực đại về cực tiểu, cường độ ánh sáng của đèn cũng giảm dần. Đèn bắt đầu tắt hẳn khi khoảng dẫn trong mỗi nửa chu kỳ hình sin nhỏ hơn 4 ms. Ngay sau mỗi thời điểm đóng IGBT ở mỗi nửa chu kỳ luôn xuất hiện một xung ngược rất lớn, IGBT nóng rất nhanh và hỏng ngay sau lần đầu sử dụng. Đồng thời nhiễu điện từ sinh ra rất lớn thậm chí phát ra cả tiếng ồn (hình 7).



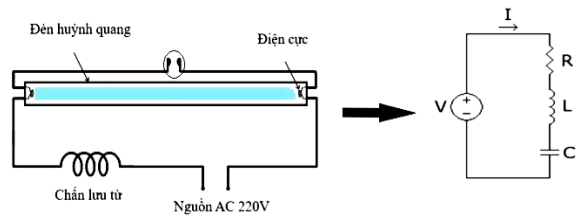
**Hình 7. Điện áp trên đèn huỳnh quang chấn lưu sắt từ khi điều chỉnh biến trở giảm dần**

Từ đó nghiên cứu đề xuất phương pháp triệt tiêu xung ngược và cải thiện dải điều chỉnh khoảng dẫn, từ đó mở rộng hơn dải điều chỉnh cường độ sáng của đèn huỳnh quang so với nghiên cứu cũ.

#### 4. PHƯƠNG ÁN GIẢI QUYẾT VẤN ĐỀ

Qua kết quả thu được ở phương pháp cũ ta thấy có sự xuất hiện của xung điện áp ngược với biên độ rất lớn, tạo nên hiện tượng “đánh thủng thác lũ” làm hỏng IGBT [7].

Trong hình 7 ta thu được dạng tín hiệu sau khi IGBT đóng lại là một dao động tắt dần có tần số hài bậc cao và biên độ tắt dần. Dao động này sinh ra là do bản chất của thiết bị chiếu sáng của đèn huỳnh quang là một mạch RLC nối tiếp như hình 8, trong đó thành phần L là chấn lưu sắt từ cuộn dây, R là điện trở bóng đèn sau khi đèn đã sáng và C là thành phần dung dung kháng trong bóng đèn. Mạch tạo thành một dao động điều hòa cho dòng điện và cộng hưởng giống như mạch LC và điện trở R tải sẽ làm tắt dần dao động khi tắt IGBT.



**Hình 8. Mạch điện đèn huỳnh quang sử dụng chấn lưu sắt từ**

Trong mạch này các thành phần điện trở, cuộn cảm và tụ điện được mắc nối tiếp với nhau và nối vào nguồn điện áp xoay chiều.

Đối với mạch RLC mắc nối tiếp, thì 2 đại lượng quan trọng là:

$$\alpha = \frac{R}{2L} \text{ và } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Trong đó  $\alpha$  gọi là tần số neper là đại lượng đặc trưng cho tốc độ tắt của dao động trong mạch nếu nguồn cấp không còn. Gọi là tần số neper vì nó có đơn vị là neper/giây (Np/s), neper là đơn vị của suy giảm.  $\omega_0$  là tần số góc cộng hưởng.

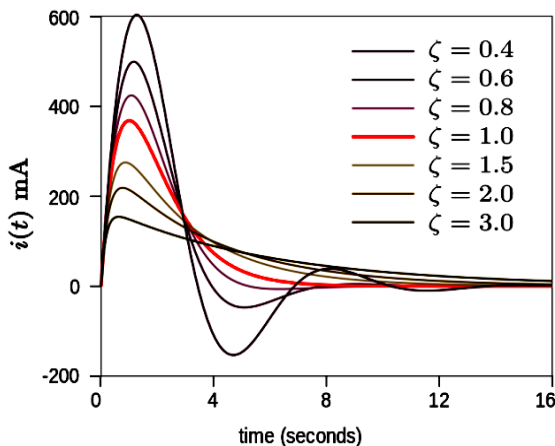
Một thông số hữu ích nữa là hệ số suy giảm,  $\zeta$  được định nghĩa là tỷ số của 2 đại lượng này:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0}$$

Đối với mạch RLC mắc nối tiếp, thì hệ số suy giảm như sau:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

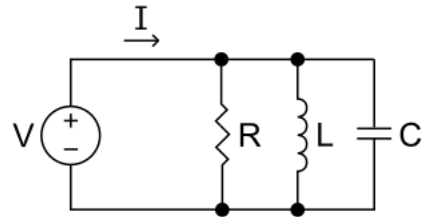
Giá trị của hệ số suy giảm xác định kiểu tắt dao động của mạch.



Hình 9. Đáp ứng tắt dần của mạch điện RLC nối tiếp

Hình 9 là giản đồ xung biểu diễn đáp ứng dưới tắt dần và xung tắt dần của một mạch RLC nối tiếp. Đáp ứng tắt dần tới hạn là đường cong đồ đậm. Với  $L = 1$ ,  $C = 1$  và  $\omega_0 = 1$ .

Để triệt tiêu dao động tắt dần này nghiên cứu đã sử dụng một tụ điện gồm mắc song song với tải đèn. Qua đó, chuyển đổi mạch điện của tải đèn từ mạch RLC nối tiếp thành một mạch RLC song song.

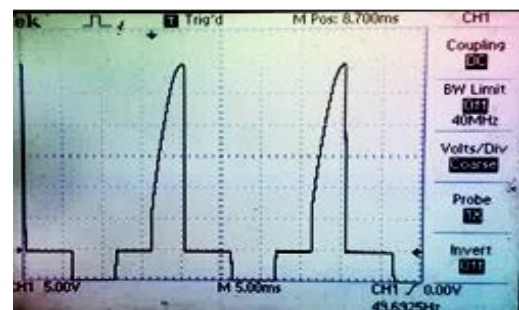
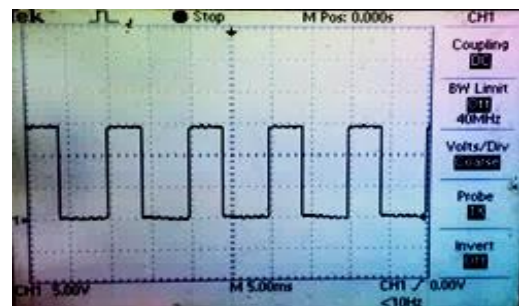


Hình 10. Mạch điện RLC song song

Tổng dẫn phức của mạch RLC song song là tổng độ dẫn nạp của các thành phần:

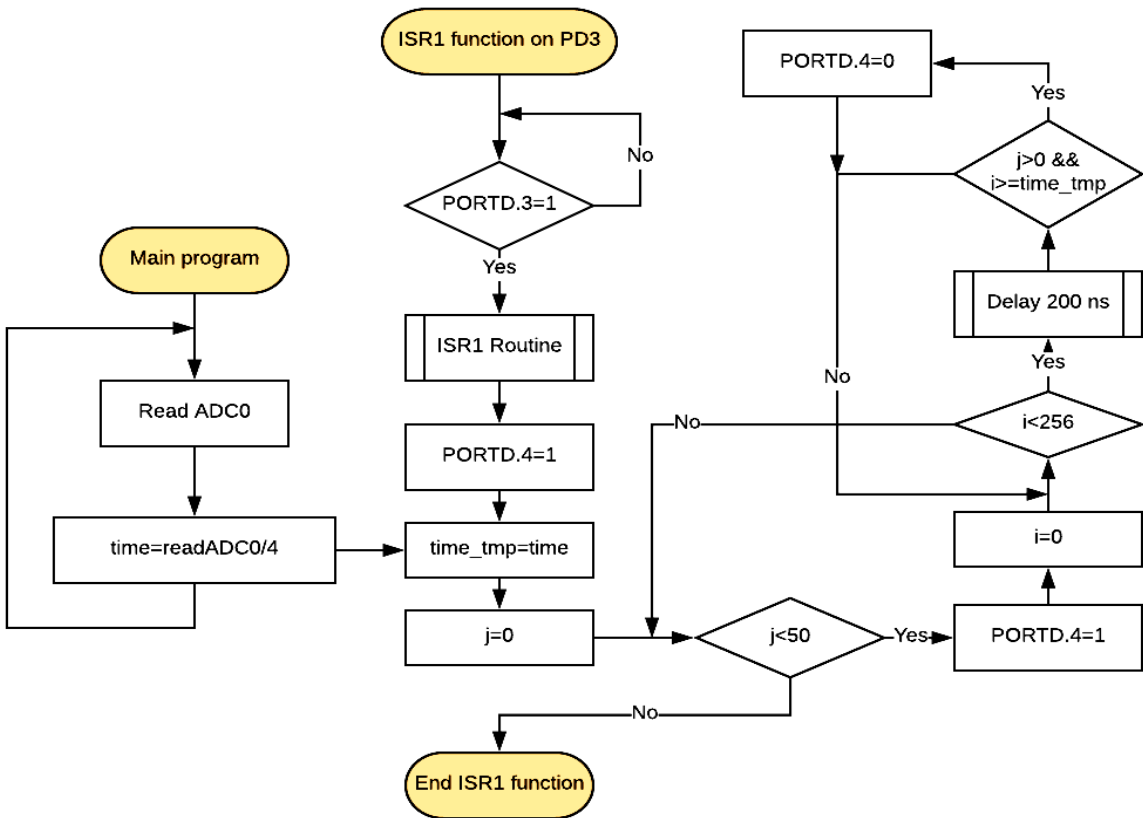
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_R} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R}$$

Sự thay đổi từ mạch nối tiếp sang mạch song song dẫn đến trong mạch xuất hiện một trở kháng cực đại lúc cộng hưởng chứ không phải là cực tiểu, do đó mạch chống lại sự cộng hưởng.

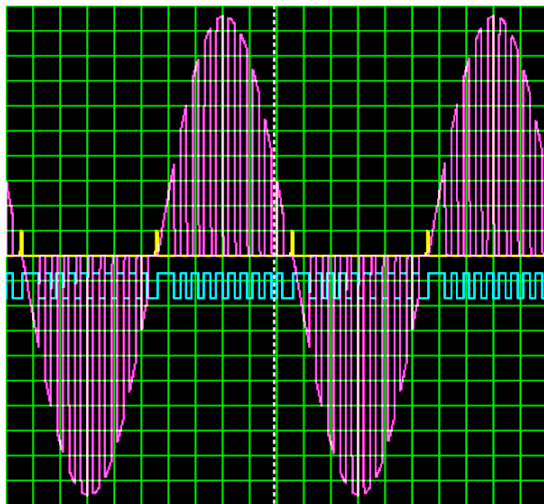


Hình 11. Vị trí cắt biên sau làm đèn tắt

Vấn đề thứ hai cần giải quyết là khi điều chỉnh biến trở để khoảng dẫn về 4 ms thì đèn tắt, làm cho dải điều chỉnh công suất của đèn bị giới hạn (hình 11).



Hình 12. Lưu đồ thuật toán mới thực hiện đóng cắt 50 lần trên một nửa chu kỳ



Hình 13. Kết quả dạng tín hiệu điều khiển và điện áp ra mô phỏng với tụ 100 nF mắc song song với tải

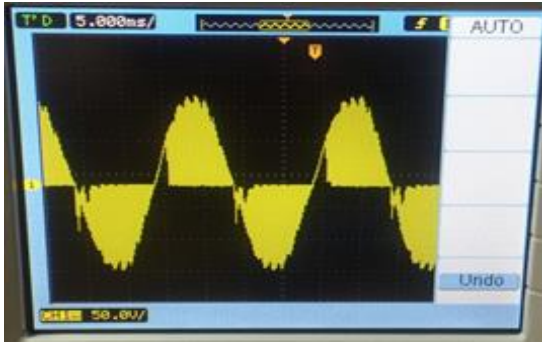
Nguyên nhân là do biên độ điện áp quá thấp. Để tăng dải điều chỉnh công suất cho phương pháp cắt biên sau nghiên cứu đề xuất cải tiến thuật toán cắt pha từ một lần chuyển sang nhiều lần và mức công suất điều chỉnh sẽ dựa trên phương pháp điều chế độ rộng xung PWM (hình 12).

Nghiên cứu thực hiện mô phỏng đóng cắt 10 lần với mức điều chỉnh công suất 50% trên phần mềm mô phỏng cho kết quả ở hình 13.

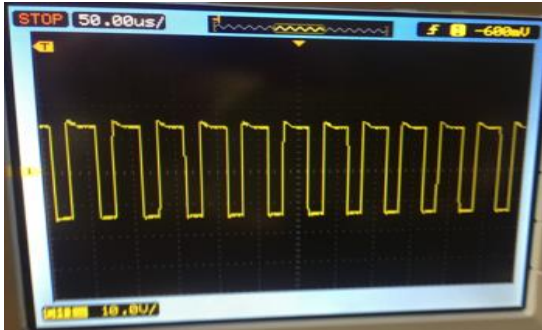
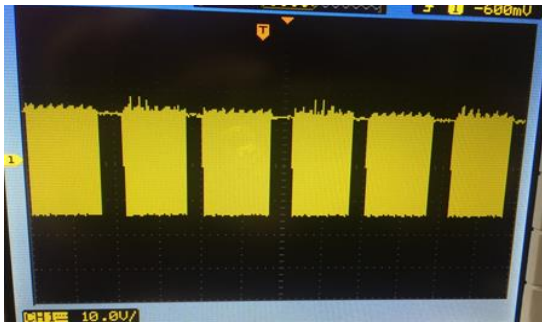
Kết quả đo đạc thực tế trên phần cứng đã cải tiến với tụ 1uF mắc song song ở đầu ra



và mức công suất điều chỉnh 30% thể hiện trong hình 14.



Hình 14. Kết quả dạng tín hiệu điện áp ra trên tải đèn huỳnh quang



Hình 15. Dạng tín hiệu điều khiển đo trên cực G của IGBT khi sử dụng oscilloscope 100 MHz

## 5. KẾT LUẬN

Như vậy phương pháp điều chỉnh mức sáng cải tiến dựa trên cắt mức năng lượng biên sau đã sử dụng được cho bóng đèn huỳnh quang chấn lưu sắt từ. Phương pháp này đã loại bỏ được xung điện áp ngược với biên độ rất lớn là nguyên nhân làm nóng IGBT rất nhanh và hỏng sau một thời gian ngắn sử dụng.

Nghiên cứu cũng đã mở rộng được dải điều chỉnh cường độ ánh sáng hay công suất tiêu thụ đối với bóng đèn huỳnh quang chấn lưu sắt từ bằng giải thuật điều khiển mới cho phép điều chỉnh công suất tiêu thụ của bóng đèn huỳnh quang từ mức năng lượng bằng 0 trở đi chứ không còn mức 30% so với các phương pháp cũ. Kết quả giải thuật đã thực hiện đúng yêu cầu của nghiên cứu đề ra khi áp dụng trên chương trình của vi điều khiển ATMEG16. Mạch điện thực tế chạy tốt cho kết quả đo đạc giống như đã mô phỏng trên phần mềm.

Hướng nghiên cứu tiếp theo sẽ tích hợp giải pháp vào hệ thống tiết kiệm năng lượng trong chiếu sáng bằng đèn huỳnh quang. Giá trị điều khiển sẽ được tính toán dựa trên một số phương pháp điều khiển vòng kín như PID và fuzzy logic.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Y.C. Wu; G.-H. Chen. "TRIAC dimming electronic ballast for compact fluorescent lamps". 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. DOI: 10.1109/ICEICE.2011.5777142.
- [2] Nguyễn Phan Kiên, Nguyễn Mạnh Cường, Hoàng Anh Dũng, Trần Đức Hưng, Đỗ Chí Hiếu. "Nghiên cứu tác động của phương pháp điều chỉnh mức sáng dựa trên cắt mức năng lượng biên sau lên đối tượng đèn sợi đốt, đèn huỳnh quang và đèn compact" - REV- ECIT 2015.
- [3] Ankita Gupta, R.T. An Efficient Approach to Zero Crossing Detection Based On. Journal of Engineering Research and Applications , 3 (5), 834-838. (2013).
- [4] Chen, Runruo & Peng, Fang. (2014). A high-performance resonant gate-drive circuit for MOSFETs and IGBTs. Power Electronics, IEEE Transactions on. 29. 4366-4373. 10.1109/TPEL.2013.2284836.
- [5] Baharom, R & Khairul Safuan, Muhammad & Seroji, M.N. & Mohd Salleh, Mohd Khairul. (2015). Development of a gate drive with overcurrent protection circuit using IR2110 for fast switching halfbridge converter. 10. 17463-17467.
- [6] Chen, J & Ng, W. (2017). Design trends in smart gate driver ICs for power MOSFETs and IGBTs. 112-115. 10.1109/ASICON.2017.8252424.
- [7] Ivanovich Smirnov, Vitaliy & Sergeev, Vjacheslav & Anatolievich Gavrikov, Andrey & Mihailovich Shorin, Anton. (2017). Thermal Impedance Meter for Power mosfet and IGBT Transistors. IEEE Transactions on Power Electronics. PP. 1-1. 10.1109/TPEL.2017.2740961

### Giới thiệu tác giả:



Tác giả Nguyễn Phan Kiên tốt nghiệp đại học tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội năm 1999; nhận bằng Thạc sĩ chuyên ngành điện tử viễn thông năm 2002, bằng Tiến sĩ năm 2005 tại Viện Công nghệ Shibaura, Tokyo, Nhật Bản. Hiện nay tác giả là giảng viên Bộ môn Công nghệ điện tử và Kỹ thuật y sinh, Viện Điện tử viễn thông, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.

Lĩnh vực nghiên cứu: cơ sinh, điện sinh học cấp độ mô, điện tử ứng dụng và thiết bị y tế.



Tác giả Hoàng Anh Dũng tốt nghiệp đại học năm 2004 tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội; nhận bằng Thạc sĩ chuyên ngành kỹ thuật điện tử năm 2007. Hiện nay tác giả là giảng viên Khoa Công nghệ điện tử - thông tin, Trường Đại học Mở Hà Nội.

Lĩnh vực nghiên cứu: kỹ thuật điện tử, điện tử viễn thông.



Tác giả Nguyễn Mạnh Cường tốt nghiệp đại học ngành điện tử viễn thông năm 2000 tại Học viện Kỹ thuật quân sự; nhận bằng Tiến sĩ năm 2010 tại Đại học Tổng hợp miền nam Nga. Hiện nay tác giả là giảng viên, chủ nhiệm Bộ môn Điện tử Y sinh, Học viện Kỹ thuật quân sự.

Lĩnh vực nghiên cứu: tự động hóa các quá trình công nghệ, xử lý tín hiệu y sinh.



Tác giả Vũ Duy Thuận tốt nghiệp đại học ngành đo lường và tin học công nghiệp, nhận bằng Thạc sĩ ngành tự động hóa tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội năm 2004 và 2008, nhận bằng Tiến sĩ ngành điều khiển và tự động hóa tại Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam năm 2018. Hiện nay tác giả là giảng viên Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: điều khiển và tự động hóa, lập trình điều khiển.

