دانشگاه صنعتی سهند

نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۵- شماره ۱

بهار و تابستان ۹۷

صفحه ۶۲ الی ۸۲

ISSN: 2322-3146

http://jnsee.sut.ac.ir

طراحی یک LED درایور با جریان خروجی ضربانی بدون خازن الکترولیتی با قابلیت اصلاح ضریب توان ورودی

علی قائمی[۱]، محمدرضا بنائی[۲]، امین صفری[۳]

[۱] دانشجوی دکتری، مهندسی برق- قدرت، دانشکده فنی‌مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان

ali.ghaemy@gmail.com

[۲] **نویسنده مسئول**، استاد، مهندسی برق- قدرت، دانشکده فنی‌مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان

m.banaei@azaruniv.ac.ir

[۳] استادیار مهندسی برق- قدرت، دانشکده فنی‌مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان

asafari1650@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۷ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۳/۲۰)

چکیده

LED درایورهای آفلاین متداول (۵۰ یا ۶۰ هرتز) برای کاهش مولفه‌ی فرکانس پایین نوسان در خروجی و نیز کاهش نامتعادلی توان بین ورودی AC و خروجی DC، از یک خازن الکترولیتی بزرگ استفاده می‌کنند. از طرف دیگر خازن الکترولیتی مهم‌ترین عنصر محدود کننده‌ی عمر درایور می‌باشد. یکی از روش‌های حذف این نوع خازن از ساختار درایور، کاربرد جریان ضربانی فرکانس بالا به جای جریان DC ثابت می‌باشد. در این مقاله یک ساختار بدون خازن الکترولیتی با جریان ضربانی فرکانس بالا برای درایو LED ها پیشنهاد شده است. این ساختار توانایی دستیابی به ضریب توان بالا در ورودی را دارا است. خروجی این مدار قابلیت درایو دو دسته LED مجزا را دارد و در هر خروجی از یک کلید به صورت سری با LED ها استفاده گردیده است. در مدار کنترلی و ولتاژ خازن و ولتاژ خروجی اندازه‌گیری شده با توجه به روابط بدست آمده از آن‌ها برای تنظیم جریان استفاده شده است. ساختار پیشنهاد شده برای بخش قدرتی و نحوه کنترل مناسب، باعث کاهش هزینه‌ها و افزایش راندمان درایور شده است. در این مقاله روابط حاکم بر مدار پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی‌ها و نیز نتایج بدست آمده از نمونه آزمایشگاهی ارائه گردیده‌اند.

واژه های کلیدی

LED،

درایور،

خازن الکترولیتی،

جریان ضربانی.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

Sahand University of Technology

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering
Vol.5, No.1,
Spring and Winter 1397
ISSN: 2322 – 3146
http://jnsee.sut.ac.ir

An Electrolytic Capacitor-less High Power Factor LED Driver with Pulsating Output Current

Ali Ghaemi[1], Mohamad Reza Banaei[2] and Amin Safari[3]

[1] Ph.D Student, Azarbaijan Shahid Madani University, Electrical Engineering Department, Tabriz, Iran, ali.ghaemy@gmail.com

[2] **Corresponding Author**, Professor, Azarbaijan Shahid Madani University, Electrical Engineering Department, Tabriz, Iran, m.banaei@azaruniv.ac.ir

[3] Assistant Professor, Azarbaijan Shahid Madani University, Electrical Engineering Department, Tabriz, Iran, asafari1650@yahoo.com

ABSTRACT

Conventional off-line (50-60Hz) light emitting diode (LED) drivers usually need an electrolytic capacitor to reduce power imbalance between ac input and dc output, and to decrease the low-frequency component of the output ripple. However, electrolytic capacitor is the key component which limits the lifespan of LED driver. If a driver uses a pulsating output current, the electrolytic capacitor can be omitted. This paper proposes a high power factor LED driver with high frequency pulsating driving current, in which electrolytic capacitor has been omitted from the topology. The driver has two outputs that allow the number of driving LEDs to be increased. A LED string will be connected to each output and a single switch is used in series with each LED string, thus the number of switches is equal to the number of outputs. Output and Storage capacitor voltages are sensed and used to implement the control method to regulate the output current. Low cost and high efficiency can be obtained due to the power structure and the proposed control method. Simulations, calculations and experimental results are provided for the proposed circuit.

Keywords

LED,
driver,
electrolytic capacitor,
pulsating current

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

۱- مقدمه

حوزه روشنایی بخش قابل توجهی از مصرف انرژی الکتریکی را به خود اختصاص داده است. در سال‌های اخیر استفاده از ادوات روشنایی حالت جامد مانند LED ها برای کاهش میزان مصرف انرژی در این بخش رواج بیشتری یافته است. این ادوات با توجه به راندمان بالا، عمر طولانی و مصرف پایین، می‌توانند جایگزین مناسبی برای لامپ‌های التهابی و نیز سایر لامپ‌های متداول باشند [۱,۲]. در حال حاضر روشنایی‌های مبتنی بر LED در دو حوزه اصلی مورد استفاده قرار می‌گیرند: حوزه اول مربوط به روشنایی‌های سطح پایین مانند نور پس‌زمینه‌ی موبایل‌ها و لپ‌تاپ‌ها، و حوزه دوم مربوط به روشنایی‌هایی سطح بالا مانند روشنایی مکان‌های عمومی یا خانگی می‌باشند [۳,۴]. لامپ‌های LED معمولاً از دو بخش اصلی شامل مدار درایو و مجموعه‌ی عناصر نیمه‌هادی (LED) تشکیل می‌شوند. طبق قواعد ارائه شده در کلاس C از استاندارد IEC 1000-3-2، برای تغذیه‌ی ادوات مربوط به روشنایی عمومی که در آن‌ها از برق AC با فرکانس ۵۰ یا ۶۰ هرتز به عنوان ورودی استفاده می‌شود، باید ملزوماتی از قبیل حصول ضریب توان بالا در ورودی مدنظر قرار گیرد [۵]. همچنین طبق استاندارد DOE ضریب توان ادوات روشنایی مبتنی بر LED برای کاربردهای تجاری باید بالاتر از ۰/۹ باشد [۶]. جهت حفظ حدود و رعایت قواعد مذکور در این حوزه، باید از تصحیح ضریب توان در بخش ورودی استفاده شود.

LED ها برخلاف سایر تجهیزات روشنایی به دلیل مقاومت داخلی کم، مستعد نوسان بالا می‌باشند. نوسانات نوری بیش از حد در خروجی می‌توانند سبب بروز مشکلاتی در بینایی و دید انسان شوند [۷, ۸]. ساختارهای دو مرحله‌ای می‌توانند نوسان نور خروجی را تا حد قابل ملاحظه‌ای کاهش دهند، اما باید توجه داشت که در این نوع درایورها دو مرحله پردازش توان وجود دارد که باعث کاهش راندمان آن‌ها خواهد شد. از طرف دیگر، LED درایورهای تک مرحله‌ای راندمان نسبتاً بالایی دارند، اما نوسانات فرکانس پایین در جریان خروجی آن‌ها باعث ایجاد نوسان نوری بیش از حد خواهد شد. فرکانس نوسانات جریان و نیز نوسانات نوری خروجی در درایورهای تک مرحله‌ای معمولاً دو برابر فرکانس خط می‌باشد. با توجه به هزینه کم و چگالی توان بالای خازن‌های الکترولیتی برای کاهش نوسانات خروجی، در ساختارهای متداول از این نوع خازن‌ها استفاده می‌شود. یکی از مهم‌ترین معایب خازن‌های الکترولیتی کوتاه بودن عمر آن‌ها نسبت به LED هاست [۱۱-۹]. در واقع خازن الکترولیتی عنصر اصلی در محدودسازی عمر درایور می‌باشد [۱۲]. اخیراً تحقیقات زیادی به منظور جایگزینی و حذف خازن‌های الکترولیتی از ساختار درایورها انجام شده است که هر یک از این تحقیقات، روش‌های مختلفی را برای رسیدن به این هدف پیشنهاد کرده‌اند [۲۰-۱۳].

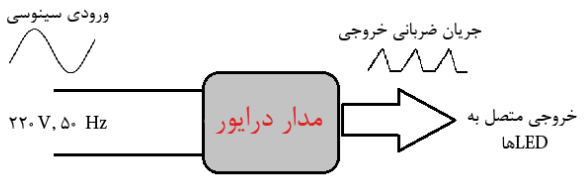
مرجع [۱۳] از تزریق هارمونیک‌های سوم و پنجم به جریان ورودی برای متعادل‌تر کردن توان و جریان LED ها استفاده کرده است. توان ناشی از این جریان‌ها با توان ورودی جمع شده و برآیند آن‌ها باعث کاهش نوسانات توان در ورودی خواهد شد، به این ترتیب با کاهش نوسانات اندازه‌ی خازن مورد نیاز نیز کاهش خواهد یافت. در این روش کاهش بیشتر ظرفیت خازنی با کاهش ضریب توان ورودی همراه خواهد بود. در مرجع [۱۴] از یک مبدل مبتنی بر سلف تزویج برای اصلاح ضریب توان و درایو LED ها استفاده شده است. جریان بالای عبوری از کلید و نیز تلفات ناشی از آن از معایب این ساختار می‌باشد. در مراجع [۱۷-۱۵] برای کاهش نوسانات جریان، از روش جبران‌سازی موازی به وسیله یک مدار کمکی موازی با خروجی استفاده شده است. این مدار کمکی با تزریق قرینه‌ی نوسانات ولتاژ به خروجی، نوسانات ولتاژ و جریان ناشی از کاهش اندازه خازن را کمتر می‌کند. در

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

این روش جبران‌سازی، مدار کمکی به صورت سری با خروجی قرار می‌گیرد که مزیت آن نسبت به حالت موازی کاهش تنش‌های ولتاژی بر روی المان‌ها و عناصر آن خواهد بود. روش جبران‌سازی سری تک‌قطبی در مراجع [۱۸,۱۹] پیشنهاد شده، همچنین در مراجع [۲۰,۲۱] روش جبران‌سازی سری دوقطبی به کار گرفته شده است. هرچند که ساختار مداری در روش جبران‌سازی دوقطبی نسبت به حالت تک قطبی دارای پیچیدگی بیشتری است، اما جبران‌سازی دوقطبی امکان کاهش هرچه بیشتر ظرفیت خازنی مورد نیاز را فراهم می‌کند. اخیراً درایو LED ها با جریان ضربانی برای کاهش ظرفیت و حذف خازن الکترولیتی نیز مورد توجه قرار گرفته است [۲۴-۲۲]. در این روش به جای استفاده از جریان DC خالص از جریان‌های ضربانی و پالسی برای درایو LED ها استفاده می‌گردد. درایو LED ها با جریان DC خالص و با اندازه بالا می‌تواند منجر به اشباع نوری و همچنین افزایش حرارت و تلفات توان شود [۲۵]. طبق مباحث ارائه شده در مرجع [۲۳] توان نوری خروجی LED ها برای دوره‌های کاری بالاتر از ۵۰٪ به تدریج شروع به اشباع خواهد کرد. بنابراین می‌توان به کمک روش درایو LED ها با جریان ضربانی (با دوره‌های کاری متوسط) بر این مشکلات غلبه کرد. بیشتر ساختارهای پیشنهادی بر مبنای این روش دارای کنترل کننده‌های پیچیده می‌باشند.

در این مقاله یک ساختار دو خروجی بدون خازن الکترولیتی با ضریب توان ورودی بالا و جریان خروجی ضربانی پیشنهاد شده است. این مدار با دو پورت خروجی توانایی درایو تعداد بالایی از LED ها یا LED ها با ولتاژ بالا را دارا می‌باشد. در هر خروجی فقط یک کلید به کار گرفته شده و برای کلیدزنی از یک مدار کنترلی واحد استفاده شده است؛ در نتیجه برای کنترل درایور، استفاده از یک IC کافی خواهد بود. روش کنترلی پیشنهادی در این مقاله نسبت به روش‌های سایر مراجع ساده‌تر می‌باشد. در استخراج روابط و روش کنترلی، فرض بر این است که از برق شهری به عنوان ورودی درایور استفاده شده باشد. در مورد تنش ولتاژی موجود بر روی کلیدهای مبدل پیشنهادی نسبت به چند ساختار دیگر نیز در بخش طراحی بحث شده است که نتایج کاهش تنش ولتاژی روی کلیدها در این ساختار را نشان می‌دهند. نمودار کلی مدار در شکل (۱) نشان داده شده است.

این مقاله در ۴ بخش گردآوردی شده است که پس از مقدمه به عنوان بخش ۱، مباحث کلی مطرح شده در سایر بخش ها به شرح زیر می‌باشند: در بخش ۲ پیکربندی مدار، مراحل عملکردی، معادلات و روابط حاکم بر هر مرحله، روش کنترل جریان و تحلیل ضریب توان ورودی ارائه شده است. طراحی نمونه‌ی اولیه، نتایج و نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی و مقادیر بدست آمده برای اجزای مدار در بخش ۳ آورده شده است و سرانجام در بخش ۴ نتیجه کار ارائه گردیده است.



شکل (۱)- نمودار کلی درایور با جریان خروجی ضربانی

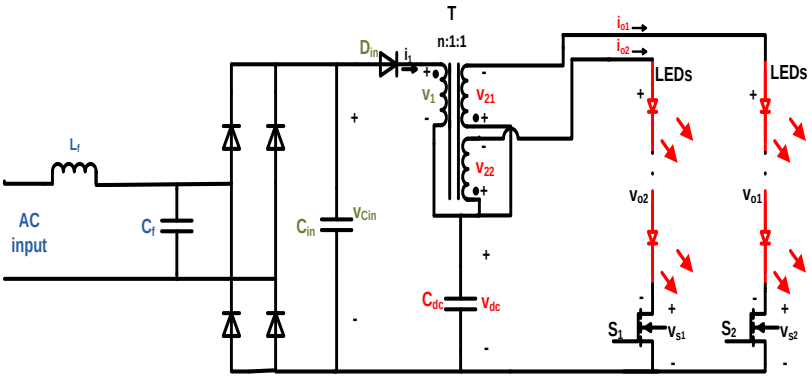
[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

۲- قواعد کاری

۲-۱ مدار پیشنهادی

ساختار مداری درایور پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است. مدار شامل یک فیلتر خازنی فرکانس بالا در ورودی، یک دیود با قابلیت بازیابی سریع، یک ترانسفورماتور، یک خازن ذخیره‌ساز و دو کلید است. ثانویه‌ی ترانسفورماتور از نوع دو سیم‌پیچه است که دو پورت خروجی درایور را تشکیل می‌دهند. عامل ایجاد جریان ضربانی در این مدار اتصال سری ترانسفورماتور (اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی آن) و کلیدها می‌باشد.

نکته‌ی مهم در درایو LED ها با این روش، لزوم جلوگیری از تجاوز پیک جریان از حداکثر مقدار قابل تحمل LED ها می‌باشد. بنابراین در این مدار باید پیک جریان‌های i_{o1} و i_{o2} با توجه به محدوده‌ی مجاز LED ها انتخاب شود که این محدوده از اطلاعات ارائه شده توسط تولید کننده‌ی LED قابل دسترسی است. برای کاهش نوسان فرکانس بالای ولتاژ در هر خروجی می‌توان از یک فیلتر خازنی کوچک به صورت موازی با LED ها استفاده کرد.

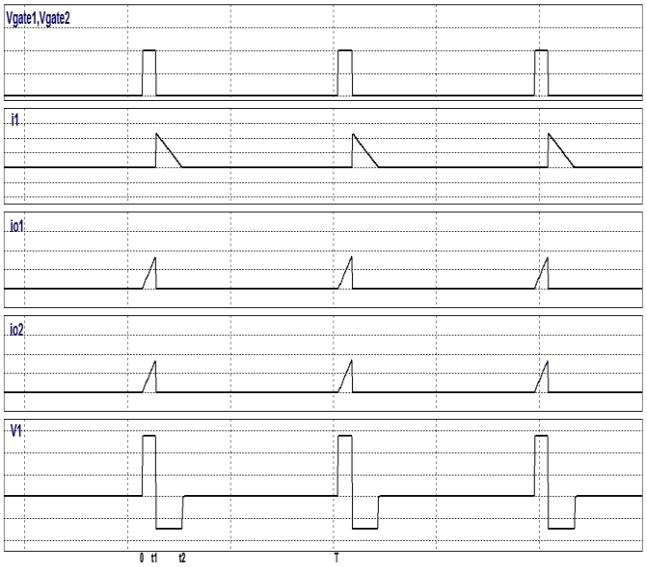


شکل (۲). مدار پیشنهادی

۲-۲ مراحل عملکردی مدار در یک دوره تناوب از کلیدزنی

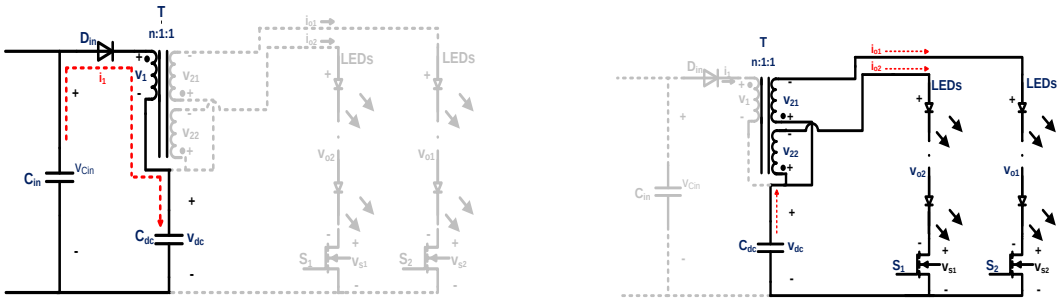
شکل موج‌های کلیدی مدار در شکل (۳) ارائه شده‌اند. این شکل صرفاً به منظور نمایش نحوه تغییرات هریک از شکل موج‌های کلیدی آورده شده و فاقد مقیاس‌بندی دقیق است. تعداد دورها برای هر دو سیم‌پیچ ثانویه برابر فرض شده و به این ترتیب نسبت دورهای اولیه به ثانویه برای هر دوی آن‌ها یکسان و برابر n در نظر گرفته شده است.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

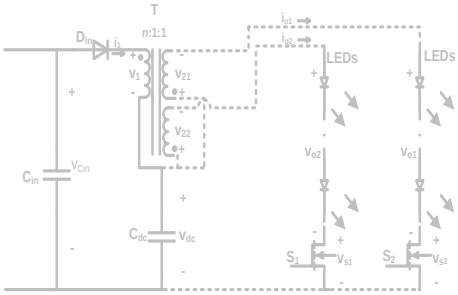


شکل (۳). شکل موج‌های کلیدی مدار

درایور پیشنهادی دارای سه مرحله‌ی عملکردی مجزا می‌باشد که نحوه‌ی هدایت قسمت‌های مختلف مدار برای هر یک از این حالات در شکل ۴ به نمایش درآمده است. قسمت‌های دارای جریان در هر مرحله به صورت پررنگ و قسمت‌های فاقد جریان با خط‌چین‌های کم‌رنگ نشان داده شده‌اند. نوک پیکان‌های رسم شده نیز نشان دهنده‌ی جهت عبور جریان می‌باشند.



(ب) (الف)



(ج)

شکل (۴). مدار در حالات عملکردی مختلف: (الف) مرحله اول $0 < t < t_1$ (ب) مرحله دوم $t_1 < t < t_2$ (ج) مرحله سوم $t_2 < t < T$ 3

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

مرحله اول ($0 < t < t_1$):

در ابتدای این مرحله، هر دو کلید موجود در مدار فعال شده و LED ها شروع به هدایت می‌کنند. طی این بازه یک ولتاژ مثبت که برابر اختلاف بین v_{dc} و ولتاژ خروجی است، برروی اولیه ترانسفورماتور، باعث شارژ اندوکتانس مغناطیس‌کننده‌ی آن خواهد شد. همچنین در این بازه‌ی زمانی دیود ورودی (D_{in}) خاموش بوده و جریان i_1 برابر صفر می‌باشد. همانطور که گفته شد، هر دو سیم‌پیچ ثانویه مشابه هم‌اند، بنابراین می‌توان نوشت:

$$i_{o1} = i_{o2} \tag{۱}$$

تا زمانی که کلیدها روشن باشند افزایش جریان‌های خروجی ادامه خواهد داشت، به این ترتیب حداکثر مقدار این جریان‌ها در انتهای بازه زمانی اول بدست خواهد آمد. برای محاسبه جریان شارژ اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی برحسب پارامترهای مدار می‌توان نوشت:

$$n(v_{dc} - v_o) = L_m \frac{di_{lm}}{dt} \tag{۲}$$

که در این رابطه n نسبت دورهای ترانسفورماتور (اولیه به ثانویه)، v_{dc} ولتاژ متوسط روی خازن ذخیره‌ساز (C_{dc}) و v_o ولتاژ موجود برروی هر یک از خروجی‌هاست (که برابر v_{o1} و v_{o2} می‌باشد)، i_{lm} نیز جریان اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی است که نحوه تغییرات کلی آن در شکل (۳) نشان داده شده است. رابطه بین جریان‌های خروجی و جریان i_{lm} به فرم زیر قابل توصیف است:

$$i_{lm} = \frac{i_{o1} + i_{o2}}{n} \tag{۳}$$

با جاگذاری رابطه (۱) در (۳) خواهیم داشت:

$$i_{lm} = \frac{2i_{o1}}{n} \tag{۴}$$

و با ترکیب دو رابطه (۲) و (۴) عبارت زیر حاصل می‌شود:

$$\frac{1}{2} n^2 (v_{dc} - v_o) = L_m \frac{di_{o1}}{dt} \tag{۵}$$

طول بازه زمانی اول برابر مدت زمان فعال بودن کلیدهاست، بنابراین می‌توان این بازه را با DT مشخص کرد که D نشان دهنده‌ی دوره‌ی کاری کلید و T دوره تناوب کلیدزنی می‌باشد. رابطه مربوط به پیک جریان i_{lm} به صورت زیر قابل بیان است:

$$i_{lm,peak} = \frac{nD(v_{dc} - v_o)}{f_s L_m} \tag{۶}$$

برای بدست آوردن پیک جریان‌های خروجی، با ترکیب دو رابطه (۴) و (۶) خواهیم داشت:

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

$$i_{o1,peak} = i_{o2,peak} = \frac{n^2 D(v_{dc} - v_o)}{2 f_s L_m} \tag{۷}$$

مرحله دوم ($t_1 < t < t_2$):

با شروع این مرحله کلیدها خاموش شده و جریان‌های خروجی برابر صفر می‌شوند، در بخش ورودی نیز دیود D_{in} شروع به هدایت می‌کند. ولتاژ روی اندوکتانس مغناطیس‌کننده در این بازه، مقداری منفی است که از اختلاف بین ولتاژ یکسوشده (v_{rec}) و ولتاژ روی خازن ذخیره‌ساز (v_{dc}) بدست می‌آید. این ولتاژ منفی تا انتهای این بازه‌ی زمانی برروی اولیه ترانسفورماتور برقرار بوده و باعث کاهش جریان i_{lm} تا صفر خواهد شد، لذا حالت عملکردی این جریان در درایور تحت بررسی از نوع ناپیوسته می‌باشد. نحوه توصیف i_{lm} در این بازه در رابطه (۸) آورده شده است. در این مرحله بازه زمانی لازم برای دشارژ اندوکتانس مغناطیس کنندگی ($t_1 < t < t_2$) برابر D_1T تعریف می‌شود.

$$i_{lm} = \frac{1}{L_m}\int_{t_1}^{t} -(v_{Cin} - v_{dc})dt + i_{lm}(t_1) \tag{۸}$$

با توجه به توضیحات ارائه شده در مرحله قبل، می توان گفت: $t_1 = DT$؛ به این ترتیب برای i_{lm} خواهیم داشت:

$$i_{lm} = -\frac{(v_{Cin} - v_{dc})}{L_m}(t - DT) + \frac{nD(v_{dc} - v_o)}{f_s L_m} \tag{۹}$$

ولتاژ روی کلیدها طبق روابط (۱۰) قابل حصول می‌باشند:

$$\begin{aligned} v_{sw1} &= v_{dc} - v_{21} - v_{o1} \\ v_{sw2} &= v_{dc} - v_{22} - v_{o2} \end{aligned} \tag{۱۰}$$

مرحله سوم ($t_2 < t < T$): در این حالت هر دو کلید و نیز دیود ورودی خاموش بوده و در نتیجه جریان‌های خروجی و ورودی برابر صفر خواهند بود. این بازه تا انتهای دوره‌ی تناوب کلیدزنی ادامه خواهد داشت.

۳-۲ محاسبه v_{dc}

برای بدست آوردن رابطه بین v_{dc} و ولتاژ موجود برروی خازن ورودی (v_{Cin}) می‌توان از معادله زیر که برای ولتاژ اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی بیان شده استفاده کرد:

$$n(v_{dc} - v_o)DT = (v_{dc} - v_{Cin})D_1T \tag{۱۱}$$

با استفاده از روابط (۶) و (۷) و با فرض آنکه متوسط جریان خروجی به صورت $i_{o1,avg} = D(i_{o1,peak}/2)$ قابل تعریف باشد می‌توان رابطه‌ی (۱۱) را به فرم (۱۲) بیان کرد:

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{2L_m i_{o1,peak}}{n(v_{dc} - v_{Cin})T} \\ &= \frac{4L_m i_{o1,avg}}{nD(v_{dc} - v_{Cin})T} \end{aligned} \tag{۱۲}$$

به این ترتیب با ترکیب دو رابطه (۱۱) و (۱۲) معادله درجه دوم زیر حاصل می‌شود:

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

$$n^2D^2Tv_{dc}{}^2-(n^2D^2v_{Cin}T+4L_mi_{o1,avg}+n^2D^2v_oT)v_{dc}+(n^2D^2v_oT+4L_mi_{o1,avg})v_{Cin}=0 \quad (۱۳)$$

با حل این معادله، متوسط ولتاژ v_{dc} بدست می‌آید.

$$v_{dc}=\frac{-b+\sqrt{\Delta}}{2a} \quad (۱۴)$$

که در اینجا a و b و Δ به فرم زیر قابل توصیف می‌باشند:

$$a=n^2D^2T \quad (۱۵)$$

$$b=-n^2D^2T(v_{Cin}+v_o)-4L_mi_{o1,avg} \quad (۱۶)$$

$$\Delta=(n^2D^2T(v_{Cin}+v_o)+4L_mi_{o1,avg})^2-4n^2D^2T(n^2D^2v_oT+4L_mi_{o1,avg})v_{Cin} \quad (۱۷)$$

۲-٤ ظرفیت مورد نیاز برای C_{dc}

مقدار پیک تا پیک نوسان ولتاژ روی C_{dc} (یعنی v_{dc_pp}) از رابطه زیر قابل حصول می‌باشد:

$$v_{dc_pp}=\frac{P_{in,avg}}{C_{dc}v_{dc}\omega}=\frac{P_{in,avg}}{C_{dc}\times v_{dc}\times 4\pi f_{line}} \quad (۱۸)$$

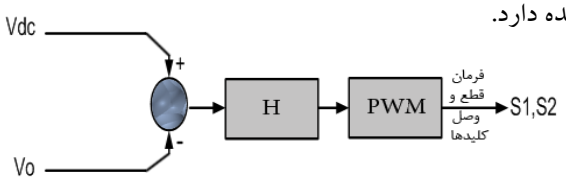
که در این رابطه $P_{in,avg}$ توان متوسط ورودی و f_{line} نشان دهنده‌ی فرکانس خط است. با تعیین یک مقدار مجاز برای نوسان ولتاژ روی خازن مقدار خازن ذخیره‌ساز با استفاده از رابطه اخیر به فرم (۱۹) بدست می‌آید:

$$C_{dc}=\frac{P_{in,avg}}{v_{dc_pp}\times v_{dc}\times 4\pi f_{line}} \quad (۱۹)$$

برای تعیین مقدار خازن باید مصالحه‌ای بین نوسان مجاز و حداکثر ظرفیت مورد نیاز انجام شود تا بتوان با کاهش ظرفیت خازنی، از خازن‌های غیرالکترولیتی که دارای محدوده‌های ظرفیتی پایین هستند، استفاده کرد.

۲-۵ کنترل جریان خروجی

همانطور که قبلاً اشاره شد، در روش درایو LED ها با جریان ضربانی، حداکثر جریان خروجی باید زیر محدوده‌ی مجاز تعریف شده برای LED ها نگه داشته شود. در این ساختار برای کنترل هر دو کلید خروجی S_1 و S_2 از یک سیستم کنترلی واحد استفاده شده است. کنترل جریان در این مدار بر پایه رابطه (۷) و با اندازه‌گیری v_{dc} و ولتاژ خروجی انجام می‌شود. در واقع برای حداکثر جریان مجاز LED های مورد نظر و اختلاف ولتاژ بدست آمده‌ی مذکور، مقدار D جهت محدودسازی جریان از رابطه (۷) تعیین شده و کلیدها بر این اساس روشن و خاموش می‌شوند. شکل (۵) نشان دهنده‌ی نمودار کلی مدار کنترلی است که در آن بلوک H وظیفه محاسبه‌ی D را به عهده دارد.



شکل (۵)- نمودار مدار کنترلی

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

۲-۶ تحلیل ضریب توان ورودی

برای بررسی ضریب توان ورودی ابتدا رابطه‌ی کلی زیر را در نظر می‌گیریم:

$$PF = \frac{P_{in,avg}}{v_{i,Rms} i_{i,Rms}} \tag{۲۰}$$

در این رابطه $v_{i,Rms}$ و $i_{i,Rms}$ به ترتیب مقادیر موثر ولتاژ و جریان ورودی را نشان می‌دهند که برای تعیین ضریب توان باید مورد محاسبه قرار گیرند. ولتاژ ورودی درایور یک ولتاژ سینوسی است که مقدار موثر آن به سادگی از رابطه (۲۱) بدست می‌آید:

$$v_i = v_m \sin(\omega t) \quad , \quad v_{i,Rms} = \frac{v_m}{\sqrt{2}} \tag{۲۱}$$

مقدار متوسط جریان ورودی برابر مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_{in} بوده و آن هم برابر $i_{lm,avg}$ در مرحله دوم از حالات عملکردی مدار می‌باشد($i_{i,avg} = i_{1,avg} = i_{lm,avg}$). برای متوسط جریان مغناطیس‌کنندگی می‌توان نوشت:

$$i_{lm,avg} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} i_{lm}(t)dt = \frac{i_{lm,peak}}{2} D_1 \tag{۲۲}$$

با استفاده از روابط (۱۱) و (۲۲) و جاگذاری آن‌ها در رابطه‌ی زیر مقدار موثر جریان ورودی قابل محاسبه خواهد بود:

$$i_{i,Rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} {i_{i,avg}}^2(\theta)d\theta} \tag{۲۳}$$

۲-۷ تنش ولتاژ روی کلیدها

بیشترین تنش ولتاژ برروی کلیدها زمانی رخ می‌دهد که دیود موجود در ورودی (D_{in}) روشن بوده و کلیدها خاموش باشند، یعنی در بازه زمانی دوم از عملکرد مدار ($t_۱ < t < t_۲$). ولتاژ روی کلیدها در این بازه به صورت زیر قابل بیان است:

$$v_{21} = v_{22} = \frac{1}{n}(v_{Cin} - v_{dc}) \tag{۲۴}$$

با جایگذاری رابطه (۲۴) در (۱۰) خواهیم داشت:

$$v_{sw1} = v_{sw2} = v_{dc} + \frac{v_{dc}}{n} - v_{Cin} - v_o \tag{۲۵}$$

از آنجا که حداقل مقدار ولتاژ یکسو شده برابر صفر می باشد، حداکثر تنش ولتاژ بر روی کلیدها با توجه به رابطه (۲۵) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$v_{sw1,\max} = v_{sw2,\max} = v_{dc} + \frac{v_{dc}}{n} - v_o \tag{۲۶}$$

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

۳- طراحی نمونه

شبیه‌سازی مدار طراحی شده در این مقاله با استفاده از نرم افزار PSIM انجام شده است. برای تعیین حداکثر مقدار مجاز جریان قواعدی وجود دارد. طبق مطالب بیان شده در مرجع [۲۶] در صورتی که دوره‌ی کاری کلیدزنی زیر ۵۰ درصد باشد می‌توان پیک جریان LED ها را تا دو برابر حداکثر جریان DC خالص، که مقدار آن در برگه‌ی اطلاعات LED ذکر می‌شود بالا برد. حداکثر جریان DC مجاز برای LED های انتخاب شده در این مقاله برابر ۱۷۵ میلی‌آمپر می‌باشد [۲۷] که با دوره‌ی کاری زیر ۵۰ درصد در این حالت، می‌توان پیک جریان را تا ۳۵۰ میلی‌آمپر بالا برد. طبق رابطه $i_{o1,avg} = D(i_{o1,peak}/2)$، متوسط جریان خروجی در این طراحی حدود ۳۵ میلی آمپر می‌باشد که توان خروجی کل ۱۵/۴ وات را نتیجه می دهد. مشخصات و مقادیر عناصر نمونه اولیه در جدول (۱) آورده شده‌اند. با فرض راندمان حداقل ۸۵٪ برای درایور، توان ورودی آن برابر ۱۸/۱۱ وات بدست می‌آید. در این مدار مقدار ولتاژ v_{dc} بر ضریب توان ورودی تاثیرگذار می‌باشد. با توجه به رابطه (۱۱) مقدار D_1 با تغییر v_{dc} تغییر می‌کند همچنین طبق روابط (۲۲) و (۲۳)، مقدار موثر جریان به D_1 وابسته است. بنابراین تغییر در v_{dc} باعث ایجاد تغییر در $i_{i,Rms}$ شده و آن هم به نوبه خود طبق رابطه‌ی (۲۰) ضریب توان را تحت تاثیر قرار می‌دهد.

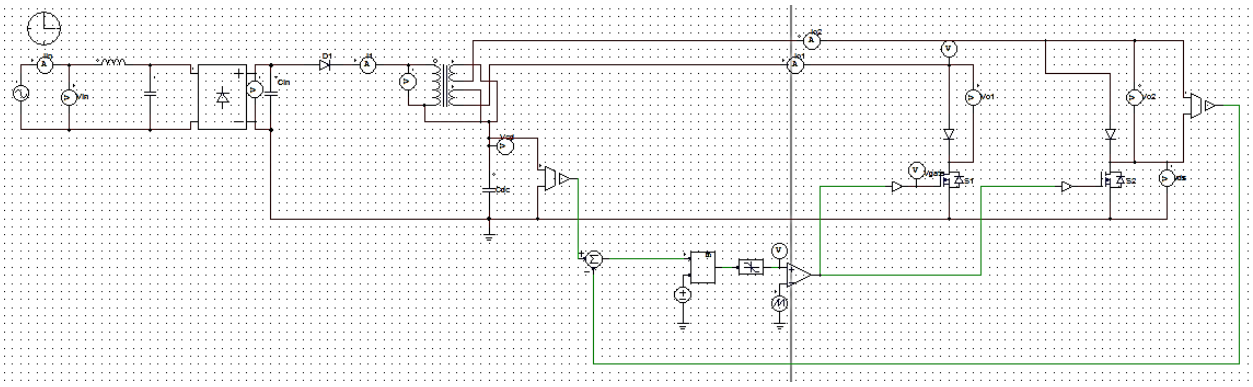
جدول (۱): اطلاعات و داده‌های مربوط به مدار طراحی شده به عنوان نمونه اولیه

اندوکتانس مغناطیس کننده ترانسفورماتور	0.8 mH
نسبت دورهای ترانسفورماتور	3:2:2 (N_1:N_{21}:N_{22})
فرکانس خط	50 Hz
ولتاژ ورودی درایور(AC)	220 V
ولتاژ در هر یک از خروجی‌های درایور(DC)	220 V
نوع LED	MX6SWT-A1-0000-000F51
ولتاژ هدایت مستقیم برای هر LED	20 V
تعداد LED های سری شده در هر خروجی	۱۱
ماسفت‌های S_1 و $S_۲$	STF13N80K5
دیود ورودی (D_{in})	STTH1R06
یکسوساز	HD06,600V,0.8A
خازن فیلتر ورودی (C_f)	30 nf
سلف فیلتر ورودی (L_f)	2 mH
فرکانس کلیدزنی (f_s)	100 kHz
ظرفیت خازن ذخیره‌ساز (C_{dc})	5 uf

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

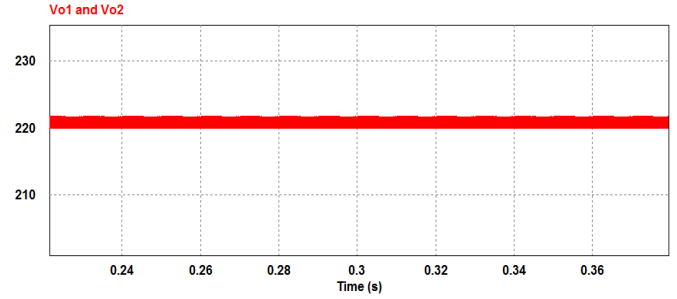
مقدار v_{dc} در مدار نمونه برابر ۳۸۰ ولت می‌باشد. محاسبه‌ی نظری ضریب توان با استفاده از رابطه (۲۰) مقدار ۰/۹۸ را برای این ولتاژ بدست می‌دهد. نکته‌ی دیگری که در اینجا باید مورد توجه قرار گیرد کوچک بودن اندازه‌ی خازن ورودی مدار پس از یکسوساز (C_{in}) می‌باشد (در حدود چند ده نانو فارد)، در صورت بزرگ بودن اندازه‌ی این خازن ولتاژ یکسو شده‌ی ورودی که همان ولتاژ روی این خازن است دارای یک مقدار dc بزرگ خواهد بود. این مقدار dc باعث تخریب شدید ضریب توان و خروج شکل موج ورودی از حالت سینوسی خالص خواهد شد. حداقل ظرفیت خازنی مورد نیاز برای C_{dc} از رابطه (۱۹) قابل حصول است. اگر نوسان مجاز پیک تا پیک ولتاژ برای این خازن ۲۵ ولت در نظر گرفته شود، حداقل ظرفیت خازن ذخیره‌ساز طبق رابطه (۱۹) برابر ۲/۴۱ میکروفاراد بدست می‌آید. در این مقاله C_{dc} برابر ۵ میکروفاراد انتخاب شده است. برای کاهش نوسان فرکانس بالا بر روی ولتاژ خروجی می‌توان از فیلترهای خازنی کوچک (در حد ۱۰۰ نانوفاراد) به صورت موازی با LED ها استفاده کرد. با توجه به مطالب بیان شده مراحل طراحی مدار به صورت خلاصه عبارت است از: تعیین پیک جریان مجاز LED ها با توجه به برگه اطلاعات، تعیین توان ورودی برای یک راندمان حداقلی، بررسی و محاسبه‌ی ضریب توان باتوجه به ولتاژ روی خازن dc، تعیین مقدار خازن ذخیره برای حداکثر نوسان ولتاژ در نظر گرفته شده که روابط مورد استفاده و نحوه بدست آورن آن‌ها در مباحث فوق و بخش‌های قبلی به تفصیل شرح داده شدند.

در ادامه نتایج و نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی و شکل موج‌های آزمایشگاهی بدست آمده، آورده شده‌اند. مدار پیاده شده در نرم‌افزار PSIM در شکل (۶) ارائه شده است. ولتاژهای خروجی (v_{o1}, v_{o2}) که در محدوده ۲۲۰ ولت مستقیم هستند در شکل (۷) نشان داده شده‌اند. شکل (۸) جریان‌های خروجی (i_{o1}, i_{o2}) در یک بازه‌ی زمانی و نیز نحوه تغییرات شکل موج ضربانی فرکانس بالای آن‌ها را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می شود، پیک جریان LED ها بر روی ۳۵۰ میلی‌آمپر محدود شده است. نکته دیگر وجود نوسان فرکانس پایین اندک بر روی شکل موج جریان‌های خروجی است که کم بودن این نوسان باعث افزایش کیفیت نور خروجی خواهد شد. مقدار این نوسان در شکل موج شبیه‌سازی شده حدود ۴۰ میلی‌آمپر (در محدوده‌ی ۳۱۰ تا ۳۵۰ میلی‌آمپر) است که به صورت نسبی برابر ۱۱/۴ درصد بدست می‌آید.

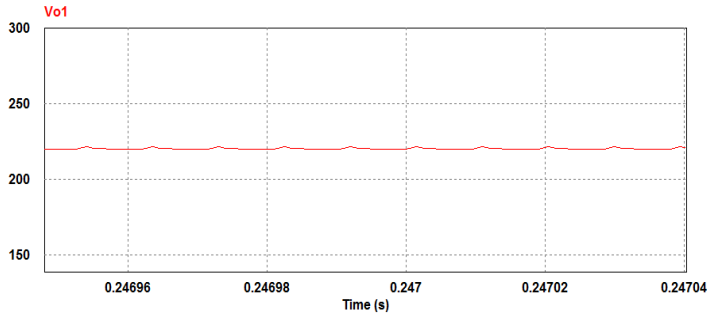


شکل (۶)- مدار پیاده شده در نرم افزار PSIM

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]



(الف)

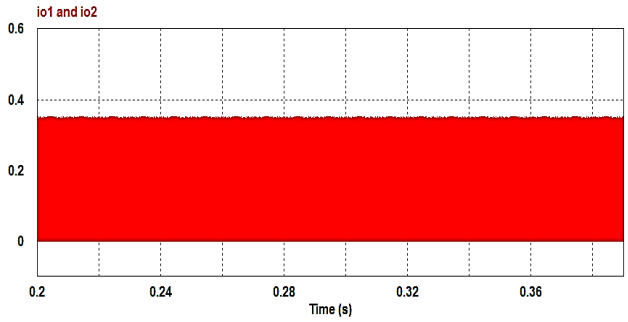


(ب)

شکل (۷). (الف) شکل موج ولتاژهای خروجی (ب) نمایش جزئی‌تر

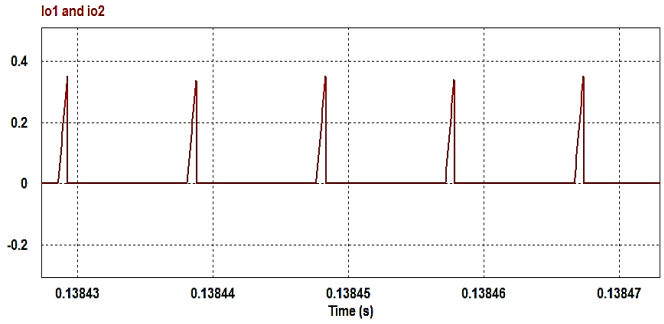
نحوه‌ی تغییر جریان ورودی در شکل (۹) نشان داده شده است. مقدار ضریب توان ورودی در شبیه‌سازی نرم‌افزاری با توجه به این شکل برابر ۰/۹۷۵ بدست آمده است. متوسط توان ورودی نیز با توجه به نتایج شبیه‌سازی برابر ۱۶/۲ وات بدست آمده است که راندمانی حدود ۹۵٪ را نتیجه می‌دهد. همانطورکه مشاهده می‌شود این راندمان از حداقل راندمان در نظر گرفته شده در قسمت قبل بیشتر است.

جریان اولیه ترانسفورماتور در شکل (۱۰) نشان داده شده است، این جریان همان جریان عبوری از دیود D_{in} نیز می‌باشد. ولتاژ روی C_{in} که همان ولتاژ یکسو شده است، به همراه تنش ولتاژ روی کلیدها در شکل (۱۱) به نمایش در آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود حداکثر تنش ولتاژ روی کلیدها در هنگام صفر شدن ولتاژ یکسو شده‌ی ورودی اتفاق افتاده است.



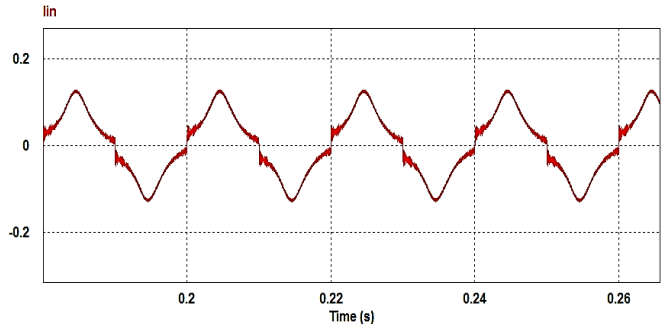
(الف)

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

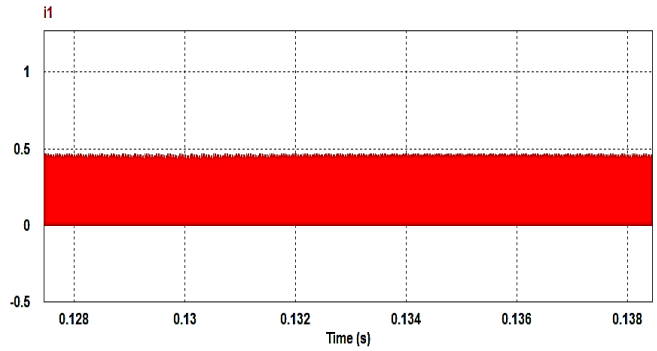


(ب)

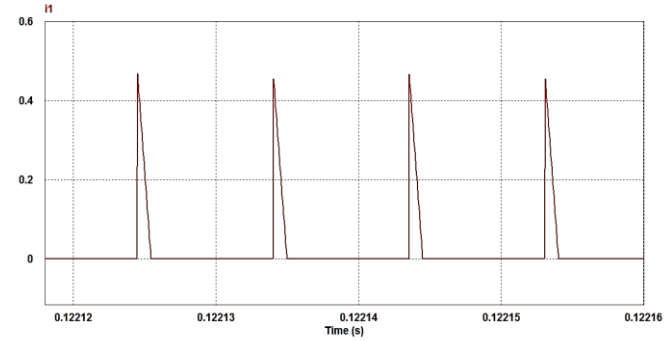
شکل (۸). (الف) شکل موج جریان‌های خروجی (ب) نمایش نحوه تغییرات جریان ضربانی در خروجی



شکل (۹). شکل موج جریان ورودی



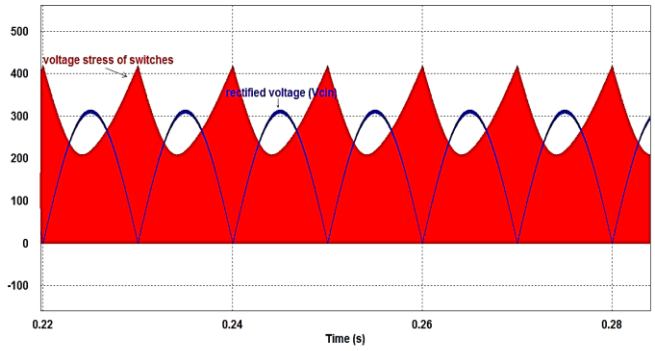
(الف)



(ب)

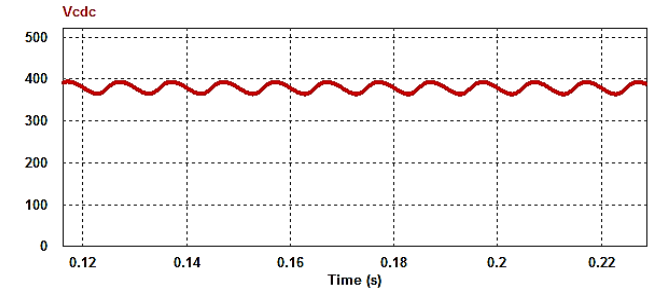
شکل (۱۰). (الف) شکل موج جریان i ، (ب) نمایش جزئی‌تر آن

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

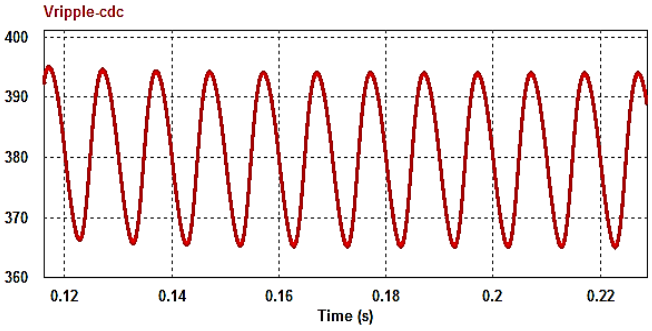


شکل (۱۱). شکل موج جریان یکسو شده و تنش ولتاژ روی کلیدها

ولتاژ موجود برروی خازن ذخیره ساز در شکل (۱۲). الف) و نوسان ولتاژ روی آن در شکل (۱۲). ب) نشان داده شده است. متوسط ولتاژ روی C_{dc} با توجه به این شکل موج برابر ۳۸۰ ولت و نوسان ولتاژی آن برابر ۳۰ ولت است که به صورت نسبی در حدود ۸ درصد می‌باشد.



(الف)



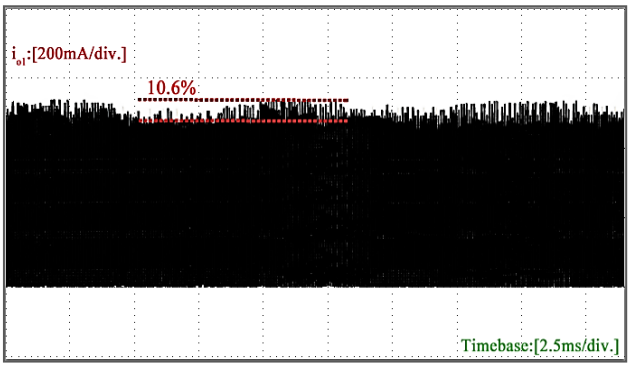
(ب)

شکل (۱۲). (الف) ولتاژ موجود برروی خازن ذخیره‌ساز (ب) نوسان ولتاژ روی C_{dc}

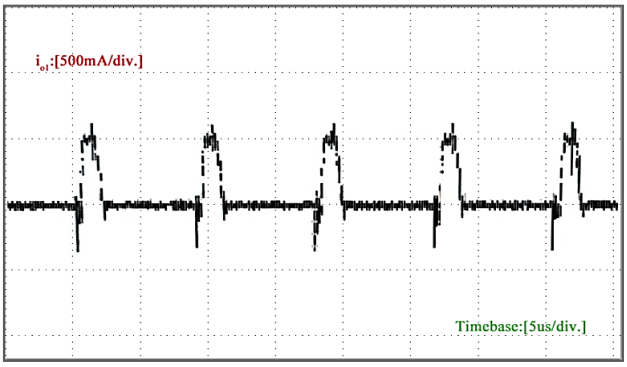
با توجه به شبیه‌سازی‌ها و محاسبات انجام شده، یک نمونه اولیه‌ی آزمایشگاهی برای بررسی عملکرد درایور ساخته شده و شکل موج‌های آن در ادامه آورده شده‌اند. شکل (۱۳) نشان دهنده جریان خروجی درایور (i_{o1}) است. در بخش (الف) از این شکل نوسان فرکانس پایین موجود بر روی موج جریان نشان داده شده که مقدار نسبی آن برابر ۱۰/۶٪ بدست آمده است (یعنی در حدود ۳۷ میلی‌آمپر). در قسمت (ب) از این شکل نحوه‌ی تغییرات جزئی جریان در هر دوره تناوب به نمایش در آمده است. برای نمایش این جریان‌ها از مقاومت ۱/۵ اهمی استفاده شده است، لذا پیک واقعی جریان با تقسیم مقدار نشان داده شده در شکل بر ۱/۵ بدست می‌آید، که برابر ۳۵۰ میلی‌آمپر خواهد بود. به دلیل تشابه دو خروجی، شکل موج جریان i_{o2} نیز مشابه شکل موج جریان خروجی اول است. شکل (۱۴) نشان دهنده ولتاژهای خروجی درایور می‌باشد. از تقسیم مقدار نوسان پیک تا پیک ولتاژ خروجی بر متوسط

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

آن می‌توان نوسان ولتاژ خروجی را بدست آورد. همانطور که در قسمت (الف) از شکل (۱۴) مشاهده می‌شود، ولتاژ هر خروجی (v_{o1} مشابه v_{o2} می‌باشد) طبق انتظار در نزدیکی ۲۲۰ ولت قرار گرفته است. با توجه به قسمت (ب) از این شکل، نوسان ولتاژ پیک تا پیک برروی خروجی حدود ۱۶ ولت می‌باشد. این مقدار به صورت نسبی برابر ۷٪ خواهد بود. نوسانات ولتاژ روی خازن C_{dc} در شکل ۱۵ نشان داده شده است. شکل موج‌های جریان و ولتاژ ورودی به صورت همزمان در شکل ۱۶ به نمایش در آمده‌اند. ولتاژ ورودی همان ولتاژ ۲۲۰ ولت متناوب شهری بوده و مقدار موثر جریان ورودی برابر ۷۸ میلی‌آمپر بدست آمده است. ضریب توان اندازه‌گیری شده از این شکل موج برابر ۰/۹۵ است. توان ورودی اندازه‌گیری شده برای این مدار ۱۶/۳۵ وات بوده و راندمان آن ۹۴٪ محاسبه شده است که نزدیک به مقادیر حاصل از شبیه‌سازی می‌باشند.

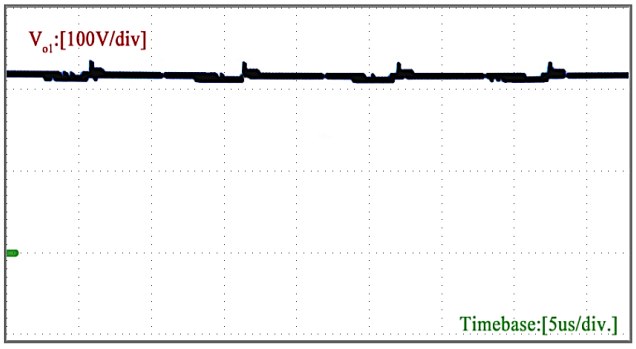


(الف)



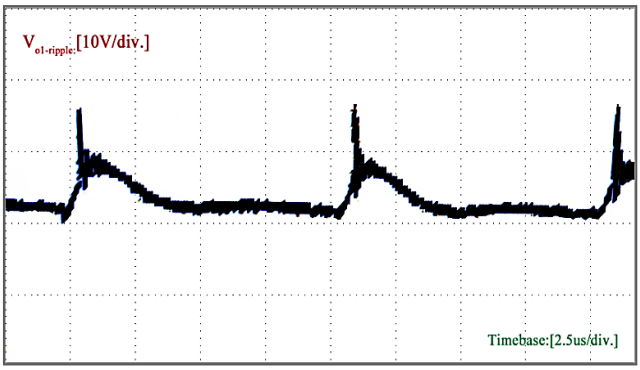
(ب)

شکل (۱۳). (الف) نوسان فرکانس پایین در جریان خروجی (ب) شکل موج جریان خروجی در چند دوره تناوب



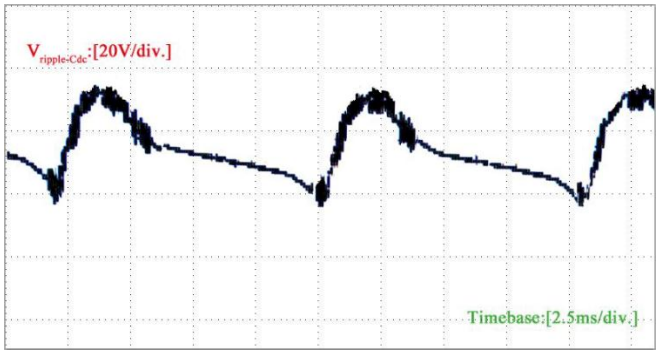
(الف)

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

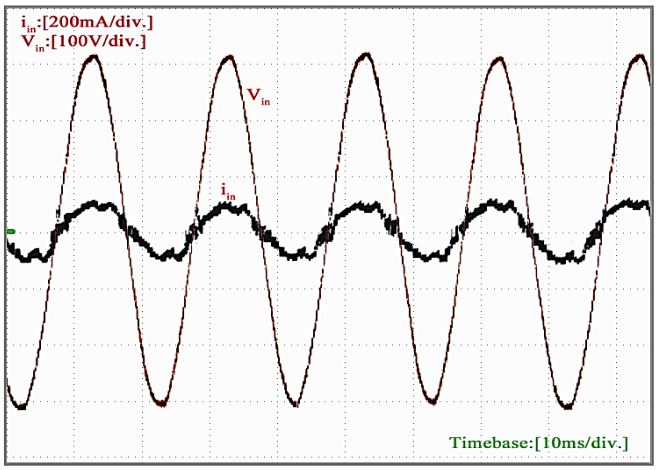


(ب)

شکل (۱۴). (الف) شکل موج ولتاژ خروجی (ب) نوسان موجود بر روی ولتاژ خروجی



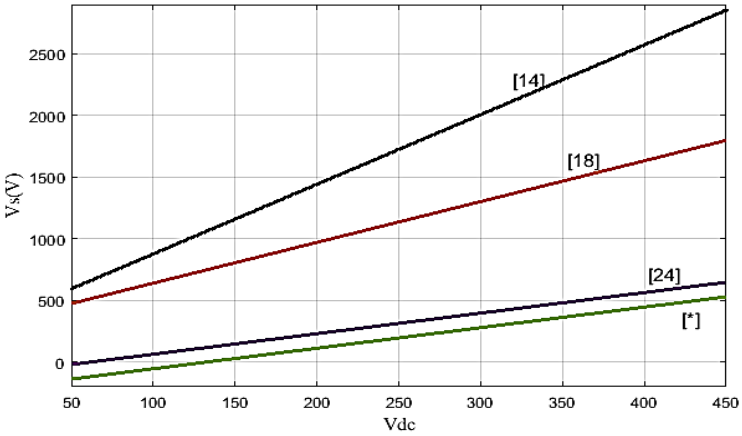
شکل (۱۵). نوسانات ولتاژ روی خازن C_{dc}



شکل (۱۶). شکل موج‌های مربوط به جریان و ولتاژ ورودی

در شکل (۱۷) نموداری برای مقایسه‌ی تنش ولتاژی موجود برروی کلیدها در ساختار پیشنهادی و چند ساختار دیگر آورده شده است. در این نمودار تنش ولتاژ روی کلیدها برحسب ولتاژ روی خازن dc درایورها ترسیم شده است. همانطور که مشاهده می‌شود تنش ولتاژی برای درایور پیشنهادی از بقیه کمتر است. مقادیر مهم کمیت‌ها و پارامترهای مدار به صورت خلاصه در جدول (۲) ارائه شده‌اند. درنهایت مدار ساخته شده به عنوان نمونه اولیه در شکل (۱۸) نشان داده شده است.

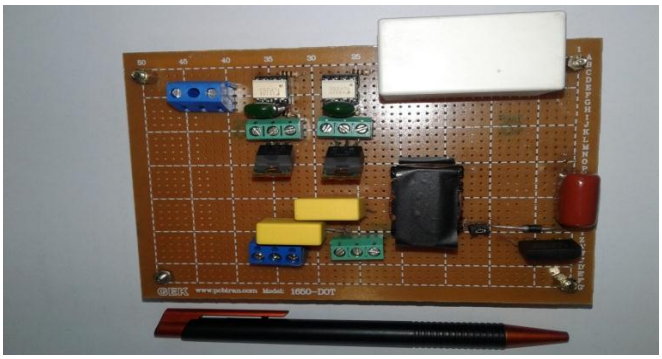
[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]



شکل (۱۷). مقایسه تنش ولتاژی روی کلیدها در درایور پیشنهادی و چند ساختار دیگر (نماد * نشان دهنده‌ی نمودار مربوط به درایور پیشنهادی در این مقاله است)

جدول (۲). مقادیر مهم بدست آمده از شبیه‌سازی و مدار عملی

پیک جریان خروجی LED ها	۳۵۰ mA
نوسان نسبی موج جریان خروجی در شبیه‌سازی	۱۱.۴ ٪
نوسان نسبی موج جریان خروجی در نمونه عملی	۱۰.۶ ٪
ضریب توان بدست آمده از شبیه‌سازی	۰.۹۷۵
ضریب توان بدست آمده از نمونه عملی	۰.۹۵
راندمان بدست آمده از شبیه‌سازی	۹۵ ٪
راندمان بدست آمده از نمونه عملی	۹۴ ٪
حداقل راندمان فرض شده در محاسبات	۸۵ ٪



شکل ۱۸- نمونه اولیه ساخته شده

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

٤- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک LED درایور با دو خروجی و ضریب توان ورودی بالا پیشنهاد شد و مورد بررسی قرار گرفت. پیکربندی، روش کنترلی و نوع جریان به کار گرفته شده برای درایو LED ها در این مدار باعث حذف خازن الکترولیتی از ساختار آن شده است. حذف خازن‌های الکترولیتی از ساختار درایور به عنوان مهم‌ترین هدف طراحی باعث افزایش عمر مدار و کاهش نرخ خرابی آن خواهد شد. جریان مورد استفاده در خروجی این درایور از نوع ضربانی با فرکانس بالا می‌باشد و در هر خروجی از این مدار فقط یک کلید وجود دارد. برای کنترل درایور از یک مدار کنترلی واحد استفاده شده است. در این مقاله ضمن بررسی حالات عملکردی، روابط دقیق مربوط به هر حالت و نیز روابط لازم برای محاسبه پارامترهای مهم مدار ارائه شده‌اند. طراحی مدار نمونه برای ورودی ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز شهری انجام شده و نتایج شبیه‌سازی در نرم افزار PSIM آورده شده‌اند. با توجه به نتایج حاصل، در ورودی مدار ضریب توان بالا و در خروجی آن نوسان نسبی پایین برروی شکل موج جریان بدست آمده است. همچنین در انتها نتایج مربوط به نمونه عملی ارائه شده و با نتایج متناظر در شبیه‌سازی‌ها و محاسبات مورد مقایسه قرار گرفته است. بررسی‌های انجام شده نشان دهنده‌ی تطابق مناسب بین نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها و نمونه‌ی عملی می‌باشد.

مراجع

[1]Y. C. Li and C. L. Chen, “A novel single-stage high-power-factor AC-to-DC LED driving circuit with leakage inductance energy recycling,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 793–802, 2012.

[2]Z. Ye, F. Greenfeld, and Z. Liang, “A topology study of single-phase offline ac/dc converters for high brightness white LED lighting with power factor pre-regulation and brightness dimmable,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.*, pp. 1961–1967, 2008.

[3]Haijin Liao, Yonghai Yu, and Xiaojian Liu, “The research of humanized design of the LED landscape lighting lamp,” in *2009 IEEE 10th International Conference on Computer-Aided Industrial Design & Conceptual Design*, 2009, pp. 499–502.

[4]D.-H. Yoo and G.-Y. Jeong, “LCD panel sector-dimming controlled high efficiency LED backlight drive system,” in *2009 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2009, pp. 1–6.

[5]“International standard IEC 1000-3-2 Class C. LED,” Mar-1995.

[6]E. Energy Star, “ENERGY STAR ® Program Requirements for Solid State Lighting Luminaires.”

[7]A. Wilkins, J. Veitch, and B. Lehman, “LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 171–178.

[8]B. Lehman, A. Wilkins, S. Berman, M. Poplawski, and N. Johnson Miller, “Proposing measures of flicker in the low frequencies for lighting applications,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 2865–2872.

[9]“Lifetime of White LEDs, Energy Efficiency and Renewable Energy,” *U.S.Dept. Energy*,

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

Washington DC, 2009.

[10] Evox Rifa electrolytic capacitors, "Electrolytic Capacitors Application Guide," Espoo, Finland, 2001.

[11] K. Zhao, P. Ciufo, and S. Perera, "Lifetime analysis of aluminum electrolytic capacitor subject to voltage fluctuations," in *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010*, 2010, pp. 1–5.

[12] L. Han and N. Narendran, "An Accelerated Test Method for Predicting the Useful Life of an LED Driver," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2249–2257, Aug. 2011.

[13] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, and K. Yao, "Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1399–1408, May 2009.

[14] P. S. Almeida, G. M. Soares, and H. A. C. Braga, "Off-line flyback LED driver with PWM dimming and power factor correction employing a single switch," *2012 10th IEEE/IAS Int. Conf. Ind. Appl. INDUSCON 2012*, 2012.

[15] K.-W. Lee, Y.-H. Hsieh, and T.-J. Liang, "A current ripple cancellation circuit for electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1058–1061.

[16] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, and Z. Ye, "A flicker-free electrolytic capacitor-less ac-dc LED driver," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 2318–2325.

[17] S. Wang, X. Ruan, K. Yao, S.-C. Tan, Y. Yang, and Z. Ye, "A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC–DC LED Driver," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4540–4548, Nov. 2012.

[18] P. Fang and Y. F. Liu, "Single stage primary side controlled offline flyback LED driver with ripple cancellation," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 3323–3328.

[19] P. Fang, B. White, C. Fiorentino, and Y.-F. Liu, "Zero ripple single stage AC-DC LED driver with unity power factor," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 3452–3458.

[20] Y. Qiu, H. Wang, Z. Hu, L. Wang, Y.-F. Liu, and P. C. Sen, "Electrolytic-capacitor-less high-power LED driver," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 3612–3619.

[21] Y. Qiu, L. Wang, Y.-F. Liu, and P. C. Sen, "A novel bipolar series Ripple compensation method for single-stage high-power LED driver," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 861–868.

[22] M.-S. Lin and C.-L. Chen, "An LED Driver With Pulse Current Driving Technique," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4594–4601, Nov. 2012.

[23] S. Buso, G. Spiazzi, M. Meneghini, and G. Meneghesso, "Performance Degradation of

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]

High-Brightness Light Emitting Diodes Under DC and Pulsed Bias," *IEEE Trans. Device Mater. Reliab.*, vol. 8, no. 2, pp. 312–322, Jun. 2008.

[24] J. C. W. Lam and P. K. Jain, "A high power factor, electrolytic capacitor-less AC-input LED driver topology with high frequency pulsating output current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 943–955, 2015.

[25] K. H. Loo, Wai-Keung Lun, Siew-Chong Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "On Driving Techniques for LEDs: Toward a Generalized Methodology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 12, pp. 2967–2976, Dec. 2009.

[26] Cree inc, "Pulsed Over-Current Driving of XLamp LEDs," *Application note*, 2011.

[27] Cree inc, "Cree ® XLamp ® MX-6S LEDs," pp. 1–12, 2017.

[Downloaded from journals.sut.ac.ir on 2025-07-20]