

Designing and Analyzing a Single-stage Soft-switching Power Factor Correction Converter for Dual-string LED Driver with Auto Current Sharing and Low DC-Bus Voltage

Hosein Khalilian¹, Hossein Farzanehfard², Ehsan Adib³

¹ PhD Candidate of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

² Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

³ Associate Professor, Faculty of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

Abstract:

In this paper, a single-stage soft-switching power-factor-correction (PFC) converter is proposed for driving two strings of LEDs. In the proposed driver, a transformer is added to an asymmetric series resonant half bridge converter to shape the input current. Also, zero-current-switching condition (ZCS) and zero-voltage-zero-current-switching (ZVZCS) condition are provided for switches at turn-on and turn-off, respectively, and near-unity power-factor is achieved for the converter. Moreover, the output currents are equal and independent of the output voltages which eliminates the need for current feedback or active current sharing method. Besides, the proposed driver provides minimum voltage for DC-bus capacitor and also switches voltage stress, while attaining low THD. Therefore, low voltage rating semiconductors with low on resistance and lower voltage capacitors with lower volume can be used. To validate the proposed driver features, operating principle of the proposed LED driver is presented, design considerations are discussed and experimental results of a laboratory prototype for supplying two 50 W/70 V strings of LED modules from 220 Vrms/50 Hz ac main is reported in this paper.

Keywords: Soft Switching, Power Factor Optimization, LED Light Driver, Harmonic Interference.

تحلیل و طراحی مبدل تک‌طبقه کلیدزنی نرم بهینه‌کننده ضریب توان برای راه‌اندازی دو رشته چراغ LED با قابلیت تقسیم جریان مساوی بین رشته‌ها و ولتاژ بهینه‌شده برای خازن لینک حسین خلیلیان^۱، حسین فرزانه‌فرد^۲، احسان ادیب^۳

۱- دانشجو، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران

h.khalilian@ec.iut.ac.ir

۲- استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران

hosein@cc.iut.ac.ir

۳- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان - اصفهان - ایران

e.adib@cc.iut.ac.ir

چکیده: در این مقاله، مبدل بهینه‌سازی ضریب توان یک‌طبقه با کلیدزنی نرم برای راه‌اندازی دو رشته از چراغ‌های LED ارائه شده است. در مبدل پیشنهادی، یک ترانسفورمر به یک ساختار نیم‌پل رزونانس سری نامتقارن اضافه شده است تا بتوان به جریان ورودی شکل داد. همچنین، شرایط کلیدزنی نرم در جریان صفر (ZCS) و ولتاژ صفر (ZVS) برای کلیدها فراهم شده است. جریان‌های خروجی نیز با یکدیگر برابر و مستقل از ولتاژ خروجی اند که باعث می‌شود به فیدبک جریان یا روش‌های تقسیم جریان فعال نیاز نباشد. در مبدل پیشنهادی، ولتاژ خازن لینک DC و همچنین، استرس ولتاژ کلیدها پایین است که باعث می‌شود از المان‌های نیمه‌هادی با ولتاژ و مقاومت هدایتی پایین و خازن‌های ولتاژ پایین با اندازه کوچک بتوان استفاده کرد. در این مبدل، اعوجاج هارمونیک (THD) جریان ورودی، پایین و ضریب توان مبدل بهینه است. برای تصدیق ویژگی‌های این مبدل، ابتدا وضعیت‌های عملکردی آن، بررسی و سپس نحوه طراحی آن گزارش می‌شود. در انتها نیز نتایج حاصل از ساخت نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی جهت تغذیه دو رشته LED با توان ۵۰ وات و ولتاژ خروجی ۷۰ ولت با ورودی برق شهر (۲۲۰ ولت ۵۰ هرتز) ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی: کلیدزنی نرم، بهینه‌سازی ضریب توان، راه‌اندازی چراغ LED، تداخلات هارمونیک

۱- مقدمه

دست آوردن شدت نور مناسب از چراغ LED، تعدادی روش ارائه شده است؛ برای مثال، می‌توان تعداد زیادی از آنها را با یکدیگر سری کرد؛ اما با سری کردن چراغ‌های LED، ولتاژ راه‌اندازی آنها، زیاد و استرس ولتاژ بالایی روی مدار راه‌انداز ایجاد می‌شود. یکی دیگر از روش‌ها، موازی کردن چندین رشته چراغ LED و تغذیه آن با یک لینک DC است [۲]؛ اما وجود مشخصه‌های جریان - ولتاژ (I-V) متفاوت چراغ‌های LED و ضریب دمایی منفی آنها باعث می‌شود جریان به‌طور نامساوی بین رشته‌های موازی، تقسیم و عملکردشان مختل شود. بنابراین، باید از روش‌های بالانس جریان استفاده شود تا جریان بین رشته‌ها به‌طور

امروزه از چراغ‌های LED در کاربردهای فراوانی نظیر روشنایی خیابان‌ها، چراغ‌های راهنمایی و رانندگی و چراغ‌های تزئینی به دلیل طول عمر و راندمان بالا و آسیب‌نرساندن به محیط زیست استفاده می‌شود [۱]. برای به

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۰۳/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۵/۱۶

نام نویسنده مسئول: حسین فرزانه‌فرد

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - دانشگاه صنعتی اصفهان
دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۲۸ تحلیل و طراحی مبدل تک طبقه کلیدزنی نرم بهینه‌کننده ضریب توان برای راه‌اندازی دو رشته چراغ LED با ...

ساختمان تقسیم‌کننده جریان بین چند رشته استفاده شده است تا جریان خروجی را بین رشته‌های LED به‌طور مساوی تقسیم کند. در [۲۸] یک راه‌انداز LED با ساختار دو طبقه پیشنهاد شده که طبقه اول آن یک مبدل بوست است که وظیفه بهینه‌سازی ضریب توان را به عهده دارد و طبقه دوم یک مبدل باک است که باعث می‌شود جریان DC به‌طور مساوی بین رشته‌های چراغ‌های LED تقسیم شود؛ درحالی‌که فقط یک سلف دارد. در [۳۰] یک مبدل تک طبقه معرفی شده که مبدل باک - بوست و باک در هم ادغام شده را شامل می‌شود. در [۳۱] با یک مبدل فلای‌بک به جریان ورودی شکل داده شده است و با یک مدار فعال تنظیم‌کننده جریان، جریان رشته‌های LED کنترل می‌شود.

در [۳۲] روشی برای راه‌اندازی چندین رشته LED با استفاده از مبدل یک طبقه ارائه شده است. در این روش با استفاده از ترانسفورمر جریان (CT)، جریان خروجی اندازه‌گیری می‌شود. در این مبدل، برای اطمینان از ضریب توان بهینه جریان ورودی، یک مبدل بهینه‌سازی ضریب توان با آرایش مبدل باک - بوست مرسوم در ناحیه مرزی CCM و DCM طراحی شده که شرایط کلیدزنی آن نرم است؛ با وجود این، در این مدار راه‌انداز، بالانس جریان بین رشته‌های LED خوب نیست. مدار راه‌انداز شبه رزونانسی برای تغذیه چندین رشته LED در [۳۳] معرفی شده است. در مدار راه‌انداز LED بالانس جریان به‌طور خودکار بدون استفاده از هیچ‌گونه روش فعالی شکل می‌گیرد؛ با وجود این، چون در این مدار، انتقال توان مساوی به هر کدام از رشته‌های LED به تعداد زیادی پارامتر از قبیل خازن‌ها و سلف‌های رزونانس بستگی دارد، این مدار در تقسیم جریان بین رشته‌های LED بسیار ضعیف عمل می‌کند.

در این مقاله، مبدل بهینه‌سازی ضریب توان راه‌انداز LED با ویژگی‌هایی نظیر راندمان بالا، سایز کوچک، یک طبقه و تقسیم مساوی جریان بین دو رشته LED در خروجی ارائه می‌شود. مبدل پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. در مبدل ارائه‌شده، دو سلف تزویج‌شده در ساختار مبدل نیم‌پل رزونانسی سری غیرمتقارن ادغام شده است تا بتوان به جریان ورودی شکل سینوسی داد. همچنین، برای آنکه هرگونه فیدبک جریانی را بتوان حذف کرد، مدل

مساوی تقسیم شود. همچنین، مطابق با استانداردهای بین‌المللی، نظیر IEC 61000-3-2، تجهیزات الکترونیکی که با ولتاژ برق شهر تغذیه می‌شوند، باید میزان هارمونیک تزریقی خود به شبکه برق را کنترل کنند؛ بنابراین، مبدل‌های راه‌انداز LED باید توانایی شکل‌دهی جریان ورودی خود به شکل سینوسی برای برآورده کردن استاندارد را داشته باشند.

روش‌های بالانس جریان در مدار راه‌انداز چراغ‌های LED در بسیاری از مقالات بحث شده‌اند [۱۹-۳]. عموماً این روش‌ها به دو بخش فعال و غیرفعال تقسیم می‌شوند. در روش فعال معمولاً با استفاده از روش خطی یا تثبیت‌کننده جریان، کنترل و تقسیم مساوی جریان بین رشته‌های موازی چراغ‌های LED ایجاد می‌شود. با استفاده از تثبیت‌کننده‌های جریان خطی می‌توان به‌طور دقیق جریان‌ها را تقسیم کرد؛ اما تلفات توان، زیاد و کنترل کلید پیچیده است و همچنین هزینه ساخت آن بالاست [۵-۳]. در روش بالانس جریان غیرفعال از عناصر غیرفعال مانند مقاومت، سلف یا سلف تزویج‌شده، ترانسفورمر و خازن استفاده می‌شود [۱۰-۶].

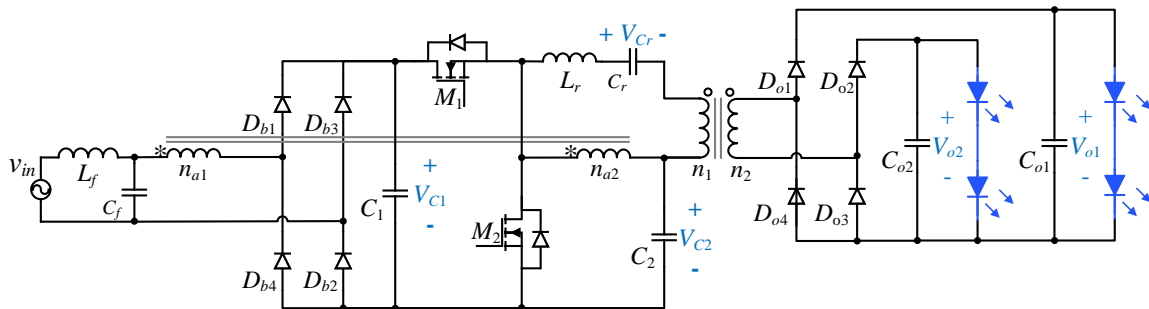
تاکنون پژوهشگران زیادی تحقیقات خود را روی پیاده‌سازی تکنیک‌های بهینه‌سازی ضریب توان در مدارات راه‌انداز چراغ‌های LED معطوف کرده‌اند. در این مبدل‌ها، طبقه اول یک مبدل AC-DC است که به جریان ورودی شکل می‌دهد و در طبقه دوم، یک مبدل DC-DC وجود دارد که ولتاژ خروجی را تثبیت می‌کند [۱۱-۱۳]؛ با وجود این، در این نوع ساختارها، تلفات کلیدزنی و تلفات هدایتی به دلیل پردازش دو مرحله‌ای توان بالاست و به دلیل تعداد زیاد المان‌ها، چگالی توان پایین است؛ به همین دلیل، ساختارهای یک طبقه برای رفع این مشکلات معرفی شدند [۱۴-۲۸]. علاوه بر مسائل مربوط به بهینه‌سازی ضریب توان، تقسیم جریان برابر بین رشته‌های LED از دیگر دغدغه پژوهشگران است [۲۸-۳۳]. در [۲۸] مدار راه‌انداز پیشنهادی، سه طبقه پردازش توان دارد. در این مبدل، طبقه اول یک مبدل AC-DC است که به جریان ورودی شکل می‌دهد و در طبقه دوم، یک مبدل DC-DC وجود دارد که ولتاژ خروجی را تثبیت می‌کند و در طبقه آخر، از یک

همچنین، سلف تزویج شده T_a ، پل دایودی $D_{b1} \sim D_{b4}$ و خازن C_1 وظیفه شکل دهی به جریان ورودی را دارند. سلف تزویج شده T_a با یک سلف مغناطیس کنندگی L_{ma} ، یک سلف نشی L_{lka} و یک ترانسفورمر ایدئال با نسبت دور n_{a1} به n_{a2} مدل می شود. برای دستیابی به ضریب توان بهینه، سلف L_{lka} در وضعیت DCM کار می کند؛ بنابراین، به یک فیلتر LC برای حذف هارمونیک های فرکانس بالا نیاز است. در شکل (۲)، ولتاژ فیلتر شده V_{in} با مقدار V_{ac} نمایش داده شده است. به منظور ساده سازی تحلیل ها، فرض می شود تمام المان ها، ایدئال و خازن های C_1 ، C_2 ، C_{o1} و C_{o2} به اندازه کافی بزرگ اند که بتوان ولتاژ آنها را ثابت در نظر گرفت. همچنین، فرض می شود سلف L_{ma} بسیار بزرگ است و ریپل جریان پایینی دارد. در مبدل پیشنهادی، در نیم سیکل های مثبت برق شهر، موقع روشن شدن کلید M_1 ، یک پالس ولتاژ دو سر n_{a2} قرار می گیرد که به دو سر n_{a1} نیز القا می شود. مجموع این ولتاژ با ولتاژ برق شهر، از ولتاژ C_1 بیشتر شده و از طریق L_{lka} یک پالس جریان که دامنه آن متناسب با ولتاژ ورودی است، از V_{ac} کشیده شده است و خازن C_1 را شارژ می کند. مجموعه این پالس ها پس از گذشتن از فیلتر C_f و L_f (مطابق شکل ۱)، باعث می شود یک جریان سینوسی از شبکه کشیده شود.

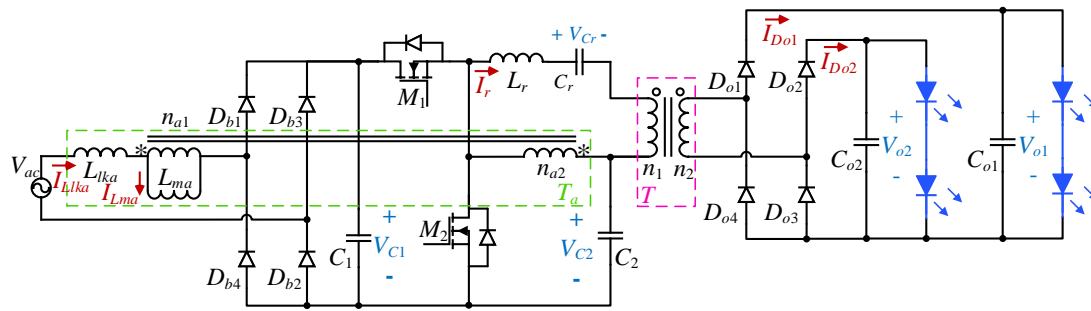
رزونانس سری در وضعیت جریان گسسته (DCM) ($f_{res} > 2.f_{sw}$) کار می کند؛ چون در این وضعیت، جریان خروجی مبدل رزونانسی مستقل از ولتاژ خروجی است. همچنین، به دلیل اینکه باید جریان خروجی را به صورت مساوی بین رشته های LED تقسیم کرد، قسمت مثبت و منفی جریان رزونانس با دیودهای خروجی به خروجی های متفاوت فرستاده می شوند؛ بنابراین، مبدل پیشنهادی، ویژگی های مثبتی نظیر ضریب توان بهینه، THD پایین جریان، ولتاژ پایین خازن لینک DC، شرایط کلیدزنی نرم و تقسیم جریان خودکار بین رشته های LED بدون فیدبک جریان دارد. نکته شایان توجه در این طرح این است که این هوشمندی با جایگذاری بهینه المان های پسیو در ساختار مدار و با بهره گیری از تکنیک های هوشمند بدون کنترل کننده اضافی ممکن شده است.

۲- اصول عملکردی مبدل پیشنهادی

در شکل (۲)، مبدل پیشنهادی به همراه مدل سلف تزویج شده و جهت های ولتاژ و جریان نمایش داده شده است. مبدل رزونانس سری نامتقارن شامل کلیدهای M_1 و M_2 ، سلف رزونانس L_r و خازن رزونانس C_r ، دیودهای یکسوکننده $D_{o1} \sim D_{o4}$ ، ترانسفورمر T ، خازن لینک C_2 و خازن های خروجی C_{o1} و C_{o2} است.



شکل (۱): مبدل پیشنهادی



شکل (۲): مدار معادل مبدل ارائه شده به همراه نمایش ولتاژها و جریان‌های مهم

وضعیت دوم $[t_1 - t_2]$:

در زمان t_1 جهت جریان i_{Lr} تغییر می‌کند و وضعیت دوم آغاز می‌شود. در طول این وضعیت، D_{o2} و D_{o4} روشن و D_{o1} و D_{o3} خاموش‌اند. خاموش شدن کلید M_1 در طول این زمان، به دلیل اینکه دایود بدنه آن هدایت می‌کند، در شرایط ZVZCS است. در این حالت، ولتاژ $V_{C1}-V_{C2}$ روی n_{a2} قرار می‌گیرد و مقدار جریان i_{Lka} به افزایش خود، همانند وضعیت پیشین ادامه می‌دهد. همچنین، رزونانس بین L_r و C_r همانند وضعیت قبلی ادامه یافته و فقط جهت i_{Lr} معکوس شده است.

وضعیت سوم $[t_2 - t_3]$:

زمانی که جریان دایود بدنه کلید M_1 به مقدار صفر می‌رسد، این وضعیت آغاز می‌شود. در طول این وضعیت، دو کلید و دایودهای D_{o1} ، D_{o3} ، D_{b3} ، D_{b4} ، D_{o2} و D_{o4} روشن‌اند. در انتهای این وضعیت، کلید M_2 روشن می‌شود.

وضعیت چهارم $[t_3 - t_4]$:

در زمان t_3 کلید M_2 در شرایط ZCS روشن شده است و جریان آن از مقدار صفر به شکل سینوسی شروع به افزایش می‌کند. در این وضعیت، ولتاژی معادل $-V_{C2}$ روی n_{a2} و مدار رزونانس قرار می‌گیرد؛ بنابراین، ولتاژ $V_{ac} - n_a \cdot V_{C2} - V_{C1}$ بر سلف L_{lka} اعمال شده و باعث کاهش جریان آن می‌شود. همچنین، رزونانس دیگری بین سلف L_r و C_r اتفاق افتاده است و این وضعیت با تغییرکردن جهت جریان i_{Lr} به پایان می‌رسد.

در مبدل پیشنهادی، فرکانس کلیدزنی بسیار بزرگ‌تر از فرکانس برق ورودی است؛ بنابراین، می‌توان ولتاژ ورودی را در یک سیکل کلیدزنی، ثابت در نظر گرفت. مبدل رزونانس سری نامتقارن در وضعیت DCM کار می‌کند؛ بنابراین، فرکانس کلیدزنی نصف فرکانس رزونانس است. در تحلیل‌ها نسبت دور ترانسفورمرها $(n_1/n_2)=n$ در نظر گرفته می‌شود. با $(n_{a1}/n_{a2})=n_a$ فرضیات بالا، مبدل پیشنهادی، هفت وضعیت جداگانه در یک سیکل کلیدزنی دارد. شکل مدار معادل هریک از وضعیت‌ها و شکل موج‌های تئوری در حالت مانا به ترتیب در شکل‌های (۳) و (۴) نمایش داده شده‌اند. قبل از شروع وضعیت اول، فرض می‌شود کلیدهای M_1 و M_2 دایودهای D_{o2} ، D_{o4} و $D_{b1} \sim D_{b4}$ خاموش‌اند. همچنین، جریان i_{Lr} با مقدار $n_a \cdot i_{Lma}$ برابر است و این جریان از طریق ترانسفورمر T ، خازن‌های خروجی را شارژ می‌کند. به دلیل بزرگ‌تر بودن سلف L_{ma} ، جریان آن (i_{Lma}) ثابت و کوچک در نظر گرفته می‌شود.

وضعیت اول $[t_0-t_1]$:

در ابتدای این وضعیت، کلید M_1 به دلیل سری بودن با ترکیب موازی سیم‌پیچ n_{a2} و مدار رزونانس در شرایط جریان صفر (ZCS) روشن می‌شود. زمان روشن شدن این کلید، ولتاژی برابر با مقدار $V_{C1}-V_{C2}$ روی مدار رزونانس و n_{a2} قرار می‌گیرد؛ بنابراین طبق شکل (۳)، جریان کلید M_1 از مقدار صفر شروع به افزایش می‌کند و همچنین، ولتاژی برابر با $V_{ac} + [n_a \cdot (V_{C1}-V_{C2})] - V_{C1}$ روی سلف L_{lka} قرار می‌گیرد که باعث افزایش جریان آن می‌شود. هم‌زمان، یک رزونانس بین L_r و C_r آغاز می‌شود. در پایان این وضعیت، جریان کلید M_1 طبق شکل (۳) صفر می‌شود.

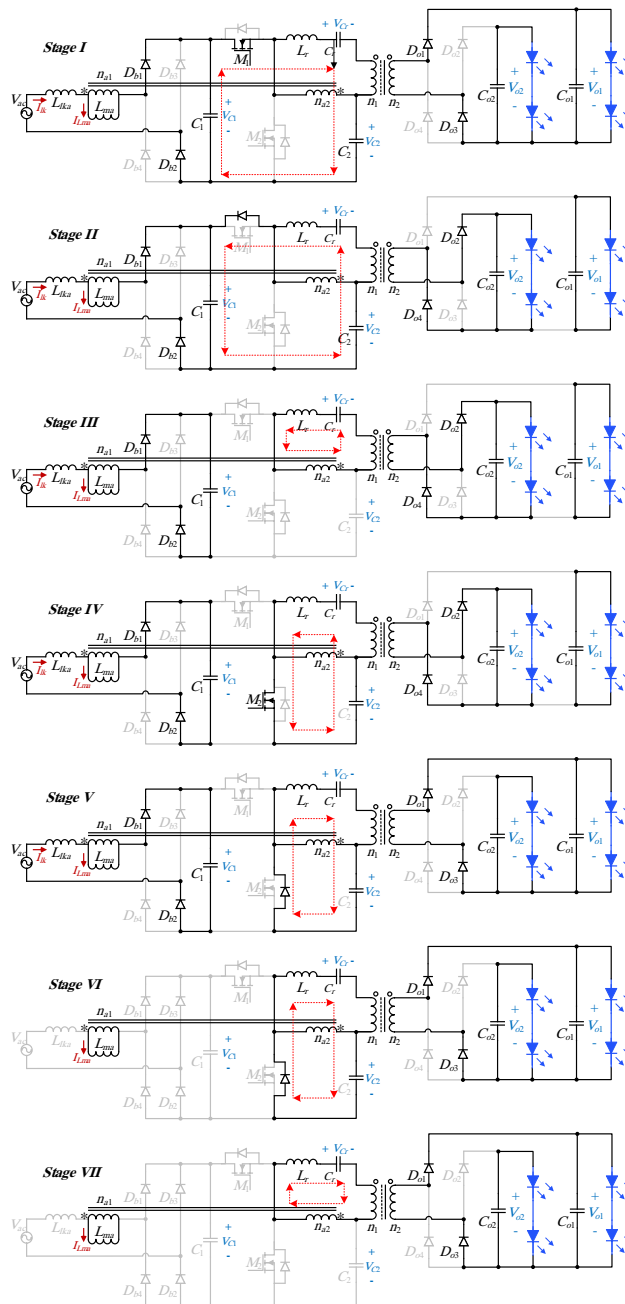
وضعیت پنجم [t4 - t5]:

همچنین، همانند وضعیت قبل، جریان i_{Lka} کاهش یافته است تا در انتهای این وضعیت به مقدار صفر برسد.

در وضعیت پنجم جهت جریان i_{LR} تغییر می کند و دایود M_2 روشن می شود. در طول این وضعیت می توان کلید M_2 را در شرایط ZVZCS خاموش کرد. در این وضعیت، دایودهای D_{b4} و D_{b3} ، D_{o4} ، D_{o2} و دایودهای D_{b2} و D_{b1} ، D_{o3} ، D_{o1} مستقیم اند.

وضعیت ششم [t5 - t6]:

در این وضعیت، جریان دایود بدنه کلید M_2 به طور پیوسته در حال کاهش بوده است و در انتها به مقدار صفر می رسد. دایود یکسوساز D_{o3} و D_{o1} بایاس مستقیم و تمام دایودهای ورودی بایاس معکوس اند.



شکل (۳): مدار معادل مبدل در هریک از وضعیت های مدار

وضعیت هفتم $[t_6 - t_7]$:

۳- تجزیه و تحلیل مبدل

در این بخش برای تجزیه و تحلیل مبدل فرض می‌شود ولتاژ ورودی برابر با مقدار $V_{ac}(t) = V_m \cdot \sin(\omega_l t)$ است که $\omega_l = 2\pi \cdot f_l$ است. همچنین، ولتاژهای خروجی برابر با $V_{o1} = V_{o2} = V_o$ است. در مبدل پیشنهادی، V_{C1} تقریباً با ماکزیمم ولتاژ خط (V_m) برابر است؛ به دلیل اینکه خازن C_1 بعد از پل دایودی و سلف ورودی قرار می‌گیرد و n_{a1} یک ولتاژ مربعی با میانگین صفر دارد زمانی که $V_{ac} + V_{na1}$ بزرگ‌تر از V_{C1} باشد، یک جریان پالسی در هر پریود کلیدزنی به خازن C_1 تزریق می‌شود. این جریان پالسی که همان جریان I_{lka} است، V_{C1} را به‌طور ناچیزی شارژ می‌کند. در نیم‌سیکل ولتاژ برق شهر، جریان متوسط سلف I_{lka} همانند روابط (۱) و (۲) است.

$$I_{in,avg}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2L_{lka}} \cdot \frac{T_r^2}{T_s} \cdot \frac{V_m}{1 - \sin(\omega_l t)} \cdot \sin(\omega_l t) & 0 \leq t < \frac{T_r}{8}, \frac{3}{8}T_r \leq t < \frac{T_r}{2} \\ \frac{V_m T_r}{2L_{lka}} \cdot \sin(\omega_l t) & \frac{T_r}{8} \leq t < \frac{3T_r}{8} \end{cases} \quad (1) \text{ و } (2)$$

در رابطه (۱)، T_r پریود رزونانس بین L_r و C_r است و T_s پریود کلیدزنی است. با توجه به رابطه (۱)، میانگین توان ورودی برابر با رابطه (۳) است:

$$P_{in} = \frac{2}{T_L} \cdot \int_0^{\frac{T_r}{2}} V_{in}(t) \cdot I_{in,avg}(t) \cdot dt \quad (3)$$

با جایگذاری $I_{in,avg}$ از رابطه (۱) و (۲) در رابطه (۳)، میانگین توان ورودی همانند رابطه (۴) و (۵) محاسبه می‌شود.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot [V_m^2 \cdot \frac{1}{L_{lka}} \cdot \frac{T_r^2}{T_s} \int_0^{\frac{\pi}{4}} \sin^2 \theta \cdot \frac{1}{1 - \sin \theta} \cdot d\theta + V_m^2 \cdot \frac{T_r}{2L_{lka}} \cdot \int_{\frac{3\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} \sin^2 \theta \cdot d\theta] \quad (4)$$

$$P_{in} = \frac{V_m^2 T_r}{2\pi \cdot L_{lka}} \cdot [2 \cdot \frac{T_r}{T_s} \cdot k_1 + k_2] \quad (5)$$

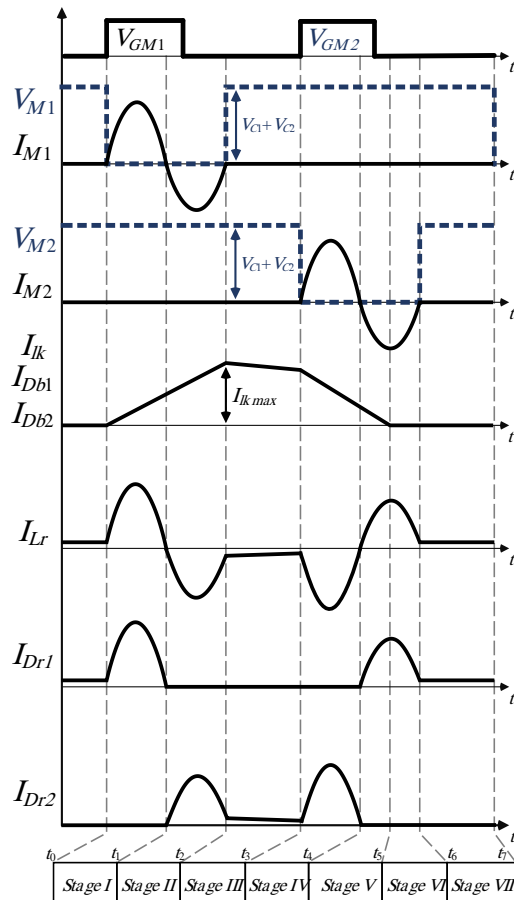
k_1 و k_2 برابر است با:

$$k_1 = \frac{3\sqrt{2}}{2} - \frac{\pi}{4} - 1 \quad (6)$$

$$k_2 = 0.5 + \frac{\pi}{4} \quad (7)$$

در زمان t_6 دایود بدنه کلید M_2 خاموش می‌شود. در این وضعیت، دو کلید خاموش و دایودهای $D_{o2}, D_{b1} \sim D_{b4}$ و D_{o4} خاموش‌اند. در این وضعیت، جریان I_{Lma} از طریق n_{a1} به n_{a2} منتقل می‌شود؛ بنابراین، i_{Lr} برابر با $n_a \cdot i_{Lma}$ است. همچنین، i_{Lr} خازن C_{o1} را از طریق T, D_{o1} و D_{o3} شارژ می‌کند. چون سلف L_{ma} بزرگ است، جریان آن و جریان سلف L_r تقریباً ثابت‌اند. در زمان t_7 پریود کلیدزنی کامل می‌شود.

نیم‌سیکل مثبت جریان M_1 و نیم‌سیکل منفی جریان عبوری از M_2 از رشته LED موازی با C_{o1} و نیم‌سیکل مثبت جریان M_2 و نیم‌سیکل منفی جریان عبوری از M_1 از رشته LED موازی C_{o2} می‌گذرد؛ بنابراین، تقسیم جریان مساوی بین شاخه‌ها به علت تقارن مدار است.



شکل (۴): شکل موج‌های تئوری مهم مبدل

خروجی آزمایش کرد. فرکانس کلیدزنی نامی، برابر با 100kHz و با توجه به این فرکانس، L_{lka} برابر با $750\mu H$ است. همچنین، با توجه به روابط (۱۱) و (۱۲)، C_1 ، C_2 ، C_{o1} و C_{o2} باید برابر با $100\mu F$ انتخاب شوند. پارامترهای دیگر مبدل پیشنهادی در جدول (۱) نمایش داده شده است. شکل‌های (۵) تا (۹)، شکل موج‌های خروجی مبدل ساخته شده در آزمایشگاه را نشان می‌دهند. جریان و ولتاژ ورودی در شکل (۵) نمایش داده شده‌اند. واضح است این شکل‌ها سینوسی و هم‌فازند. شکل موج‌های مدار رزونانسی در شکل (۶) نشان داده شده است. این شکل موج‌ها نشان می‌دهد مبدل در شرایط DCM ($f_{sw}/f_r < 1/2$) کار می‌کند. شکل موج‌های ولتاژ و جریان کلید M_1 (M_2) در شکل (۷-الف) نمایش داده شده است. با توجه به این تصویر، کلیدهای در شرایط ZCS روشن و به دلیل هدایت دایود بدنه کلید، در شرایط ZVZCS خاموش می‌شوند که برای وضوح بیشتر در شکل (۷-ب) با مقیاس زمانی بزرگ‌تر نشان داده شده است. همچنین، استرس ولتاژ کلیدها به مقدار V_{C1} محدود است که تقریباً با بیشینه ولتاژ ورودی برابر است. در شکل (۸)، هارمونیک‌های جریان ورودی اندازه‌گیری و نشان داده شده‌اند. همچنین، واضح است دامنه هارمونیک‌های اندازه‌گیری شده از مقدار استاندارد IEC61000-3-2 class C پایین‌تر بوده است و شرایط این استاندارد را برآورده می‌کند. با توجه به هارمونیک‌های اندازه‌گیری شده، مقدار اعوجاج هارمونیک (THD) جریان ورودی و ضریب توان (PF) مبدل ساخته شده به ترتیب برابر با $9/13\%$ و $0/995\%$ است. برای آنکه بتوان توانایی مبدل در تقسیم جریان به‌طور برابر را آزمایش کرد، مبدل ساخته شده به دو رشته متفاوت متصل شد. یکی از رشته‌ها شامل ۲۱ عدد LED سفید با ولتاژ 3.3V و رشته دیگری شامل ۲۰ عدد LED سفید با ولتاژ 3.3V بودند. شکل (۹) جریان‌های I_{o1} و $-I_{o2}$ را نمایش می‌دهد که واضح است جریان خروجی به‌طور مساوی بین دو رشته تقسیم شده است. راندمان مبدل نیز برابر با $93/6\%$ است. با توجه به اینکه بار LED ثابت بوده، طراحی براساس رنج وسیع توان انجام نشده است و نتایج شبیه‌سازی با نرم‌افزار PSIM نشان می‌دهد با کاهش توان خروجی تا ۳۰ وات برای هر رشته، شرایط کلیدزنی

با در نظر گرفتن میانگین توان ورودی با توان خروجی، مقدار L_{lka} طبق رابطه (۸) محاسبه می‌شود:

$$L_{lka} = \frac{V_m^2 \cdot T_r}{2 \cdot \pi \cdot P_o} \cdot [2 \cdot \frac{T_r}{T_s} \cdot k_1 + k_2] \quad (8)$$

همچنین، میانگین جریان خروجی برابر با رابطه (۹) است:

$$I_{Do1avg} = I_{Do2avg} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n}{\pi} \cdot \frac{T_r}{T_s} \cdot \frac{V_m}{Z_o} \quad (9)$$

که

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (10)$$

همچنین، C_1 برابر است با:

$$C_1 = \frac{2 \cdot P_o}{\omega_l \cdot V_m \cdot \Delta V_{C1}} \quad (11)$$

مقدار خازن C_2 همانند خازن C_1 محاسبه می‌شود. چون در این بخش فرض $I_{o1} = I_{o2} = I_o$ شده است، مقدار خازن‌های خروجی C_{o1} و C_{o2} ، همانند خازن خروجی مبدل نیم‌پل رزونانس سری نامتقارن محاسبه می‌شود. نحوه محاسبه در رابطه (۱۲) آمده است:

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_o \cdot (\frac{T_s}{2} - T_r)}{\Delta V_{C_o}} \quad (12)$$

در رابطه (۱۲)، مقدار ΔV_{C_o} با مقدار دلخواه ریپل ولتاژ خازن‌های C_{o1} و C_{o2} برابر است. روابط قسمت اصلاح ضریب توان با ساختار قبلی ارائه شده در مرجع [۳۴] یکسان است؛ بنابراین، در این مقاله به‌صورت مختصر آمده است.

۴- نتایج عملی

به‌منظور تأیید تجزیه و تحلیل‌ها، یک نمونه از مبدل راه‌انداز برای تغذیه دو رشته چراغ LED با توان و ولتاژ خروجی ۵۰ وات و ۷۰ ولت در ولتاژ ورودی $220V_{rms}/50Hz$ طراحی و ساخته شد. هرکدام از ماژول‌های LED شامل چندین چراغ LED سفیدند تا بتوان توانایی مبدل در تقسیم جریان و ایجاد ضریب توان بهینه نزدیک به یک را در بدترین شرایط و نبود تعادل ولتاژهای

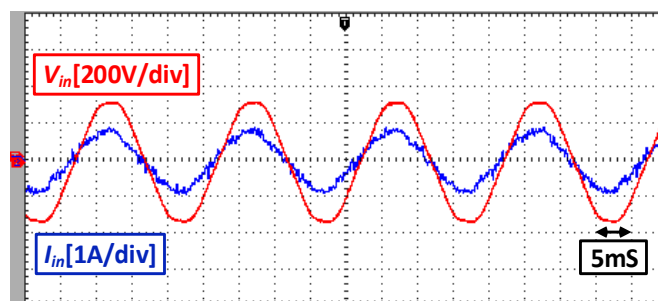
۳۴ تحلیل و طراحی مبدل تک‌طبقه کلیدزنی نرم بهینه‌کننده ضریب توان برای راه‌اندازی دو رشته چراغ LED با ...

افزایش راندمان را سبب می‌شود. همچنین، ولتاژ لینک DC و استرس ولتاژ کلیدها تقریباً با بیشینه ولتاژ خط (ولتاژ ورودی) برابر است که باعث می‌شود بتوان از المان‌های نیمه‌هادی با کیفیت بهتر استفاده کرد و راندمان مبدل را افزایش داد. همچنین، جریان رشته‌های LED، با یکدیگر برابر و از ولتاژ خروجی مستقل‌اند؛ بنابراین، به استفاده از فیدبک جریان نیاز ندارد. با توجه به ویژگی‌های ذکرشده برای مبدل پیشنهادی، می‌توان اذعان کرد مبدل مذکور، برای تغذیه دو رشته از چراغ‌های LED مؤثر است که ساختار ساده و راندمان بالا دارد.

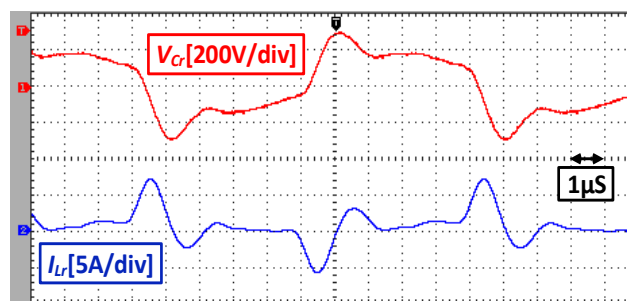
نرم برقرار می‌ماند. مطابق نتایج شبیه‌سازی در توان ۳۰ وات، مقدار اعوجاج هارمونیک جریان ورودی و ضریب توان مبدل به ترتیب برابر با ۱۳٪ و ۰/۹۹۲ است. تصویر نمونه مدار ساخته‌شده در شکل (۱۰) نمایش داده شده است.

۵- نتیجه‌گیری

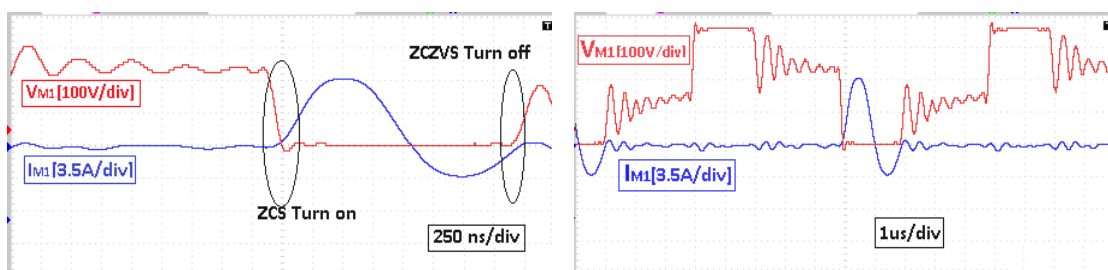
این مقاله یک مبدل تک‌طبقه با بهینه‌سازی ضریب توان و کلیدزنی نرم برای تغذیه دو رشته از چراغ‌های LED را معرفی می‌کند. کلیدها در شرایط ZCS، روشن و در شرایط ZVZCS خاموش می‌شوند که کاهش تلفات کلیدزنی و



شکل (۵): شکل موج‌های جریان و ولتاژ ورودی



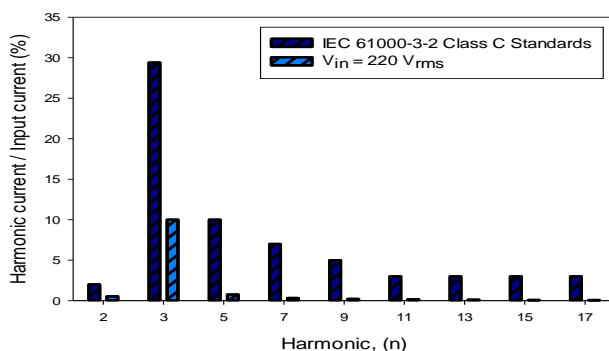
شکل (۶): شکل موج‌های ولتاژ خازن Cr و جریان سلف Lr



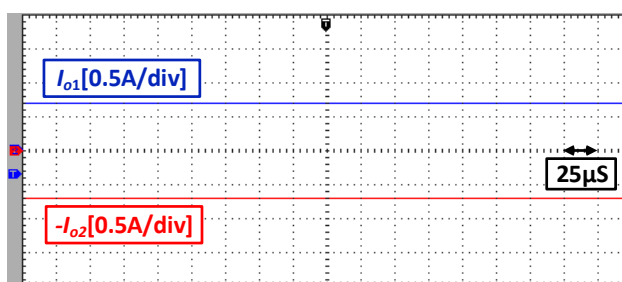
(ب-۷)

(الف-۷)

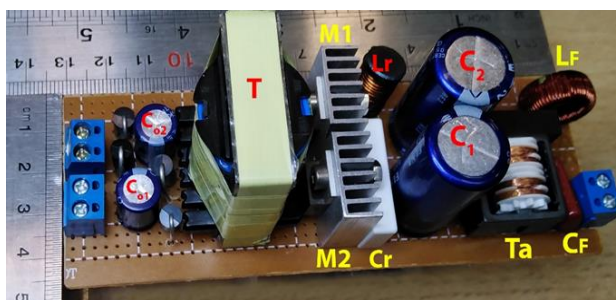
شکل (۷): شکل موج‌های ولتاژ و جریان کلید M1



شکل (۸): هارمونیک‌های جریان ورودی



شکل (۹): شکل موج جریان‌های خروجی I_{o1} و I_{o2}



شکل (۱۰): تصویر مدار ساخته شده با ابعاد و ذکر اجزا

جدول (۱): المان‌های به کاررفته در نمونه ساخته شده

Parameter	Value
Switches (M_1 and M_2)	SKP10N60A
Diodes $D_{o1} \sim D_{o4}$	BYV28-200
Diodes $D_{b1} \sim D_{b4}$	MUR460
n, n_a	0.5, 2
Magnetizing inductance L_{ma}	4 mH
Inductor L_f	1 mH
Inductor L_r	10 μ H
Capacitor C_f	220 nF / 400V
Capacitors C_1 and C_2	100 μ F / 250 V
Capacitor C_r	24 nF / 800V
Capacitors C_{o1} and C_{o2}	100 μ F / 100 V

جدول (۲): مقایسه مشخصات مبدل پیشنهادی با سایر مبدل های معرفی شده در سایر مراجع

مبدل پیشنهادی	[۲۵]														
	[۳۳]	[۲۷]	و	[۲۴]	[۲۳]	[۲۲]	[۲۱]	[۲۰]	[۱۹]	[۱۸]	[۱۷]	[۱۶]	[۱۵]	[۱۴]	
	[۲۶]														
تعداد کلید	۲	۱	۲	۱	۲	۲	۲	۱	۱	۱	۲	۴	۱	۲	۱
تعداد دیود	۴	۳	۵	۳	۶	۴	۳	۳	۳	۲	۴	۶	۳	۲	۵
تعداد هسته مغناطیسی	۲	۳	۳	۳	۳	۲	۲	۲	۲	۲	۲	۳	۲	۲	۳
تعداد خازن	۵	۶	۴	۳	۴	۴	۲	۳	۲	۲	۳	۴	۴	۳	۳
کلیدزنی نرم	✓	✓	×	×	✓	✓	×	×	×	×	✓	✓	✓	✓	×
ایزولاسیون ورودی و خروجی	✓	×	✓	✓	✓	✓	✓	✓	×	×	✓	✓	✓	×	✓
THD ورودی	کم	متوسط	کم	کم	کم	کم	متوسط	کم	کم	متوسط	متوسط	کم	کم	کم	متوسط
تعداد خروجی	۲	۲	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱	۱
استرس ولتاژ کلیدها	$\approx V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$> V_m$	$< V_m$	$> V_m$	$< V_m$	$> V_m$	$> V_m$

driver with capacitive current balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 10, pp. 5783–5791, Oct. 2015.

[8] R. Zhang and H. S.-H. Chung, "Capacitor-isolated multistring LED driver with daisy-chained transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 7, pp. 3860–3875, Jul. 2015.

[9] C. Zhao, X. Xie, and S. Liu, "Multioutput LED drivers with precise passive current balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, pp. 1438–1448, Mar. 2013.

[10] X. Wu, C. Hu, J. Zhang, and Z. Qian, "Analysis and design considerations of LLC resonant multioutput DC/DC LED driver with charge balancing and exchanging of secondary series resonant capacitors," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 780–789, Feb. 2015.

[11] L. Roggia, F. Beltrame, J. E. Baggio, and J. Renes Pinheiro, "Digital current controllers applied to the boost power factor correction converter with load variation," *IET Power Electron.*, Vol. 5, pp. 532–541, May 2012.

[12] M. He, F. Zhang, J. Xu, P. Yang, and T. Yan, "High-efficiency two-switch tri-state buck-boost power factor correction converter with fast dynamic response and low-inductor current ripple," *IET Power Electron.*, Vol. 6, No. 8, pp. 1544–1554, Sep. 2013.

[13] S. Dian, X. Wen, X. Deng, and S. Zhang, "Digital control of isolated Cuk power factor correction

مراجع

[1] A. Zukauskas, M. S. Shur, and R. Gaska, *Introduction to Solid-State Lighting*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2002.

[2] S. Choi and T. Kim, "Symmetric current-balancing circuit for LED backlight with dimming," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 4, pp. 1698–1707, Apr. 2012.

[3] X. Qu, S.-C. Wong, and C. K. Tse, "A current balancing scheme with high luminous efficacy for high-power LED lighting," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 6, pp. 2649–2654, Jun. 2014.

[4] Y. Hu and M. Jovanovic, "LED driver with self-adaptive drive voltage," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, pp. 3116–3125, Nov. 2008.

[5] S. N. Li, W. Zhong, W. Chen, and S. Hui, "Novel self-configurable current-mirror techniques for reducing current imbalance in parallel light emitting diode (LED) strings," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 4, pp. 2153–2162, 2012.

[6] X. Wu, Z. Wang, and J. Zhang, "Design considerations for dual-output quasi-resonant flyback LED driver with current-sharing transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 10, pp. 4820–4830, Oct. 2013.

[7] X. Qu, S.-C. Wong, and C. Tse, "An improved LCLC current-source output multistring LED

- Electronics, vol. 64, no. 7, pp. 5766-5776, July 2017.
- [25] B. Poorali and E. Adib, "Analysis of the Integrated SEPIC-Flyback Converter as a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction LED Driver," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, pp. 3562-3570, June 2016.
- [26] Y. Wang, S. Zhang, J. M. Alonso, X. Liu and D. Xu, "A Single-Stage LED Driver With High-Performance Primary-Side-Regulated Characteristic," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 1, pp. 76-80, Jan. 2018.
- [27] S. W. Lee and H. L. Do, "Boost-Integrated Two-Switch Forward AC-DC LED Driver with High Power Factor and Ripple-Free Output Inductor Current," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No. 7, pp. 5789-5796, July 2017.
- [28] A. Jha and B. Singh, "SEPIC PFC converter fed LED driver," *Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1-6.
- [29] H. C. Kim, C. S. Yoon, H. Ju, D. K. Jeong and J. Kim, "An AC-powered, flicker-free, multi-channel LED driver with current-balancing SIMO buck topology for large area lighting applications," *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 3337-3341.
- [30] K. Modepalli and L. Parsa, "A single stage offline HB-LED driver with power factor correction for multi-color dynamic lighting systems," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, 2015, pp. 3253-3259.
- [31] S. Y. Wang, C. L. Tseng, S. C. Lin, S. C. Wang, C. L. Chen and J. H. Chou, "Design and Implementation of a Single-Stage High-Efficacy LED Driver with Dynamic Voltage Regulation," *International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, 2013, pp. 1438-1443.
- [32] M. Ryu, J. Kim, J. Baek and H. G. Kim, "New multi-channel LEDs driving methods using current transformer in electrolytic capacitor-less AC-DC drivers," *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2361-2367.
- [33] A. Bazarov, A. Abramovitz and D. Shmilovitz, "Multi-string capacitively isolated quasi-resonant LED driver," *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, 2017, pp. 711-716.
- [34] H. Khalilian, H. Farzanehfard, E. Adib and M. Esteki, "Analysis of a New Single-Stage Soft-Switching Power-Factor-Correction LED Driver With Low DC-Bus Voltage," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, No. 5, pp. 3858-3865, May 2018.
- converter under wide range of load variation," *IET Power Electron.*, Vol. 8, No. 1, pp. 142-150, Jul. 2015.
- [14] A. Ramezan Ghanbari, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Single-stage single-switch power factor correction converter based on discontinuous capacitor voltage mode buck and flyback converters," *IET Power Electron.*, Vol. 6, No. 1, pp. 146-152, Jan. 2013.
- [15] H. L. Cheng and C.W. Lin, "Design and implementation of a high-power factor LED driver with zero-voltage switching-on characteristics," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 9, pp. 4949-4958, Sep. 2014.
- [16] A. Abasian, H. Farzanehfard, and S. Madani, "Single stage soft switching ac/dc converter without any extra switch," *IET Power Electron.*, Vol. 7, pp. 745-752, 2014.
- [17] M. Narimani and G. Moschopoulos, "A new single-phase singlestage three-level power-factor-correction ac-dc converter with phase-shift modulation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 9, pp. 3731-3735, Sep. 2013.
- [18] C. A. Cheng, C. H. Chang, T. Y. Chung, and F. L. Yang, "Design and implementation of a single-stage driver for supplying an LED streetlighting module with power factor corrections," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 2, pp. 956-966, Feb. 2015.
- [19] Y. Chen, Z. Zhong, "Design and implementation of a transformer less single-stage single-switch double-buck converter with low dc-link voltage, high step-down, and constant input power factor features," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, pp. 6660-6671, Dec. 2014.
- [20] J. M. Alonso, J. Viña, D. G. Vaquero, G. Martinez, and R. Osorio, "Analysis and design of the integrated double buck-boost converter as a high-power-factor driver for power-LED lamps," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 4, pp. 1689-1697, Apr. 2012.
- [21] 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, Feb. 2012.
- [22] J. Zhang, D. D. C. Lu, and T. Sun, "Flyback-based single-stage power-factor-correction scheme with time-multiplexing control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 1041-1049, Mar. 2010.
- [23] C. A. Cheng, H. L. Cheng and T. Y. Chung, "A Novel Single-Stage High-Power-Factor LED Street-Lighting Driver with Coupled Inductors," *IEEE Trans. Industry App.*, Vol. 50, No. 5, pp. 3037-3045, Sept.-Oct. 2014.
- [24] Y. Wang, N. Qi, Y. Guan, C. Cecati and D. Xu, "A Single-Stage LED Driver Based on SEPIC and LLC Circuits," in *IEEE Transactions on Industrial*