

Integrated ac/dc converter consisting of three stages for LED driver applications

Behnam Vakili¹, Mitra Sarhangzadeh^{2,*}, Arez Nostratpour¹, Jaber Fallah Ardashir²

¹Department of Electrical Engineering, Sanandaj Branch, Islamic Azad University, Sanandaj, Iran.

²Department of Electrical Engineering, Tabriz Branch, Islamic Azad University, Tabriz, Iran.

E-mails: behnam.vakili@iausdj.ac.ir; mitsarhang@iaut.ac.ir; a.nostratpour@iausdj.ac.ir; j.fallah@iaut.ac.ir.

* Corresponding author

Short Abstract

The important features of LED (Light Emitted Diode) drivers are low current ripple on the output side, high power factor on the ac side and to extent possible avoid using electrolytic capacitors. In order to solve this problem, in this paper, an integrated non-isolated LED driver consisting of three stages is proposed, which is composed of three dc-dc converters. The proposed integrated driver has only one active power switch. Therefore, the volume and complexity of the structure is reduced. Additionally, the main characteristics of the proposed driver are high power factor, low current flicker in the output and eliminating need for electrolytic capacitor. Then to show the performance of the driver based on the duty cycle variation, the proposed driver has been analyzed step by step. Semiconductors voltage stress and voltage ripple of capacitors have been calculated, and in order to simultaneously control the output current and the input power factor, a linear controller has been designed and used. The simulation and the experimental results have been presented to validate the feasibility and versatility the proposed LED driver. In the provided results, the ripple of the output current and the harmonic of the input current are within the acceptable range according to the standards, and additionally without using electrolytic capacitor, the desired output current and high input power factor have been obtained.

Keywords

LED, integrated LED driver, light flicker, current ripple reduction, modeling.

1- Short Introduction

An ideal LED driver has high power factor and pure sine wave current on the ac side, smooth LED current, high efficiency, high power density, low cost and long lifespan. Considering the mentioned features, in this paper, a new integrated LED driver consisting of three dc-dc converters (Buck, Buck/Boost and Buck/Boost) is put forth. In order to regulate the output current and input power factor simultaneously a linear controller system is designed. To the end of assessing the versatility of the proposed driver in reducing voltage and current ripple, these parameters are figured out. Finally, the experimental results have been provided and compared with the simulation results.

2- Proposed Work and Methodology

An ideal LED driver has high power factor and pure sine wave ac current, smooth LED current, high efficiency, small size, low cost, and long lifespan. Considering these factors, this article proposes a new integrated LED driver consisting of three dc-dc converters (buck, buck/boost, and boost). In section 6, the proposed topology is modeled and state equations are extracted to determine the behavior of the topology. Section 7 explains the voltage stress of the semiconductors and section 8 explains how to calculate the voltage ripple at each stage. In section 9, a linear controller is used to control the output current and input power factor simultaneously. In section 10, practical results are compared with simulation results and in section 11, the paper concludes with a summary.

3- Conclusion

This paper introduces a novel LED driver composed of three integrated dc-dc converters (a boost converter and two buck/boost converters) that achieve the following features: 1) power factor correction capability, 2) low output current ripple, 3) elimination of the electrolytic capacitor, and 4) utilization of only one power switch for all three dc-dc stages. To obtain the desired output current and high input power factor, a linear controller is utilized for the proposed LED driver. The performance of both the proposed LED driver and the designed controller have been analyzed and validated through simulations and experimental results. These results confirm the effectiveness and efficiency of the proposed LED driver and controller.

4- References

- [1] I. Castro, A. Vazquez, M. Arias, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastian, "A review on flicker-free AC-DC LED drivers for single-phase and three-phase AC power grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 10035-10057, 2019.
- [2] Z. Liao, H. Gu, C. Cao, and Z. Chen, "Research on a single-stage isolated electrolytic capacitor-less LED driver," *Optik*, vol. 225, p. 165688, 2021.
- [3] A. Malschitzky, E. Agostini, and C. B. Nascimento, "Integrated bridgeless-boost nonresonant half-bridge converter employing hybrid modulation strategy for LED driver applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 8049-8060, 2020.

مبدل ac/dc مجتمع متشکل از سه مرحله جهت کاربردهای درایورهای LED

بهنام وکیلی

دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، واحد سنندج، دانشگاه آزاد اسلامی، سنندج، ایران

میترا سرهنگ زاده

استادیار، گروه مهندسی برق، واحد تبریز، دانشگاه آزاد اسلامی، تبریز، ایران

آریز نصرت پور

استادیار، گروه مهندسی برق، واحد سنندج، دانشگاه آزاد اسلامی، سنندج، ایران

جابر فلاح اردشیر

استادیار، گروه مهندسی برق، واحد تبریز، دانشگاه آزاد اسلامی، تبریز، ایران

چکیده

از مشخصه‌های مهم درایورهای LED (Light Emitted Diode)، ریپل پایین جریان در سمت خروجی، ضریب توان بالا در سمت ac و حداقل امکان عدم استفاده از خازنهای الکترولیتی می‌باشند. در این مقاله، یک درایور LED غیر ایزوله مجتمع متشکل از سه مرحله پیشنهاد شده است که از سه مبدل dc-dc ترکیب شده است. درایور مجتمع پیشنهادی دارای فقط یک کلید قدرت است که باعث کاهش حجم و پیچیدگی ساختار گردیده است. همچنین ضریب توان بالا، فلیکر جریان خروجی مورد قبول در خروجی و عدم استفاده از خازن الکترولیتی از مشخصه‌های اصلی آن است. جهت بررسی عملکرد درایور بر اساس تغییرات سیکل کاری، درایور پیشنهادی قدم به قدم تحلیل و مدلسازی شده است. استرس ولتاژ نیمه هادی‌ها و ریپل ولتاژ خازن‌ها محاسبه شده است و جهت کنترل همزمان جریان خروجی و ضریب توان ورودی، کنترل کننده خطی طراحی و بکار گرفته شده است. همچنین نتایج شبیه‌سازی و عملی، جهت اعتبار سنجی و امکان‌سنجی درایور LED پیشنهادی ارائه گردیده است. در نتایج ارائه شده، ریپل جریان خروجی و هارمونیک جریان ورودی طبق استاندارد در محدوده قابل قبولی می‌باشد، و همچنین بدون استفاده از خازن الکترولیتی، جریان خروجی مطلوب و ضریب توان بالا در ورودی بدست آمده است.

کلمات کلیدی

LED، درایور LED مجتمع، فلیکر نور، کاهش ریپل جریان، مدل‌سازی.

نام نویسنده مسئول: میترا سرهنگ زاده

ایمیل نویسنده مسئول: mitsarhang@iaut.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۱۷

تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۲۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۷/۲۶

۱- مقدمه

ویژگی‌های اصلی یک درایور LED ایده‌آل، داشتن ضریب توان بالا و هارمونیک پایین در سمت ac، ریپل جریان و فلیکر نور پایین در سمت LED و داشتن ساختار حداقل امکان بدون خازن الکترولیتی است. درایورهای LED جهت داشتن ضریب توان بالا در سمت ac باید دارای مبدل اصلاح ضریب توان (Power Factor Correction (PFC) [۵، ۶] و جهت رسیدن به جریان مطلوب در خروجی باید دارای مبدل کنترل توان (Power Controller(PC) باشند [۴، ۷]. همانطور که در شکل ۱ نشان داده شده است، ولتاژ ورودی درایور LED، ولتاژ خروجی یکسوکننده (Vi) است. جهت داشتن ضریب توان واحد در سمت ac، نباید در خروجی یکسوکننده خازن بکار رود. عدم وجود خازن در سمت dc یکسوکننده باعث ایجاد ولتاژ با ریپل زیاد (Vi) در خروجی آن می‌شود. بنابراین، Vi دارای قسمت‌های dc و ac است و فرکانس جزء اصلی ac دو برابر فرکانس شبکه‌ی ac است. همانطور که در شکل ۱ نشان داده شده است، ریپل ولتاژ Vi باعث ایجاد ریپل ولتاژ بالا در سمت خروجی درایور LED (VLED) می‌شود. اگر درایور LED، ساختار و کنترل کننده مناسبی نداشته باشد، به دلیل خطی نبودن مشخصه

دیود ساطع‌کننده‌ی نور (Light Emitted Diode(LED) یک منبع نیمه هادی نور می‌باشد که هنگامی که در حالت بایاس مستقیم قرار دارد، الکترون‌ها می‌توانند انرژی را به صورت فوتون آزاد نمایند. LED ها، همانند دیودها جهت روشن شدن به جریان و ولتاژ نیازمند هستند و شدت جریان نور مستقیماً به جریان عبوری از آنها وابسته است، لذا کنترل روشنایی LED به روش تنظیم جریان عبوری دارای اهمیت می‌باشد. در گذشته جهت کنترل جریان LED ها از محدودکننده‌های جریان مبتنی بر مقاومت و تنظیم‌کننده‌های خطی استفاده می‌شد [۱]. با توجه به پرتلفات بودن روشهای مذکور، امروزه از درایور LED که نوعی مبدل الکترونیک قدرت می‌باشد، استفاده می‌گردد که استراتژی آن بر اساس کنترل جریان ثابت خروجی می‌باشد [۱-۴]. در نتیجه، هنگامی که از درایور LED مجهز به کنترل کننده جریان استفاده می‌شود، محدودیتی برای تعداد LED های سری در صورت رعایت ماکزیمم ولتاژ قابل ارائه‌ی درایور، وجود ندارد و می‌توان به راندمان بالا، چگالی توان بالا و دقت کنترل بالا دست یافت.

ورودی بکار می‌رود که در آن با بکارگیری خازن با ظرفیت پایین در خروجی، ریبیل ولتاژ و در نتیجه ریبیل جریان خروجی بالا خواهد بود. بنابراین جهت داشتن جریان خروجی با ریبیل کم، باید از خازن با ظرفیت بزرگی استفاده نمود که به اجبار از نوع الکترولیتی می‌باشد. در نتیجه طول عمر درایور کاهش خواهد یافت [۱۹-۲۲]. جهت غلبه بر مشکلات درایورهای یک‌مرحله‌ای، از درایورهای دو مرحله‌ای و بیشتر استفاده می‌گردد. در درایور دو مرحله‌ای، دو مبدل dc-dc وجود دارد که در آن مبدل اول به عنوان کنترل کننده ضریب توان و مبدل دوم جهت کنترل توان (جریان) خروجی بکار می‌رود. در درایورهای دو و چند مرحله‌ای، در هر مرحله یک خازن وجود دارد که در هر خازن، مقداری از ریبیل ولتاژ کاهش داده می‌شود. در نتیجه می‌توان با استفاده از خازن‌های با ظرفیت پایین و از نوع غیرالکترولیتی در هر مرحله، به ریبیل ولتاژ و جریان قابل قبولی در خروجی رسید [۱۵، ۱۷، ۱۸]. بنابراین عدم استفاده از خازن غیرالکترولیتی باعث افزایش طول عمر درایور می‌گردد. تنها عیب درایورهای چند مرحله‌ای، تعداد عناصر زیاد، حجم بزرگ و در نتیجه هزینه‌ی بالای آنها می‌باشد که جهت رفع این عیب، درایورهای مجتمع پیشنهاد شده‌اند. در اصل، درایورهای مجتمع که شامل دو یا سه مرحله هستند، از برخی عناصر به صورت مشترک برای کاهش اجزای مورد استفاده و پیچیدگی ساختار استفاده می‌کنند [۲۳-۲۶].

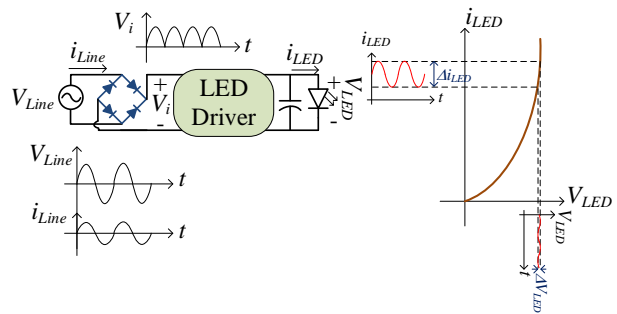
در [۲۷]، درایور مجتمع متشکل از سه مبدل بوست، باک/بوست و فلای‌بک ارائه شده است که در آن مبدل فلای‌بک باعث ایجاد ایزولاسیون بین ورودی و خروجی شده است. با توجه به اینکه مبدل فلای‌بک در توانهای پایین کاربرد داشته ولی قابلیت استفاده در توانهای بالا را ندارد و همچنین به دلیل اندوکتانس نشستی که در مسیر سری با کلید قرار می‌گیرد و باعث دردرسر در مدار کموتاسیون کلیدقدرت می‌شود، این درایور دارای چگالی توان پایین می‌باشد که می‌توان با حذف مبدل فلای‌بک و جایگزینی آن با مبدل باک/بوست، مشکلات فوق را مرتفع ساخت. هرچند بکارگیری مبدل باک/بوست به جای مبدل فلای‌بک بطور کامل مزیت محسوب نمی‌شود [۲۸، ۲۹].

به طور خلاصه، یک درایور LED ایده آل دارای ضریب توان بالا و جریان سینوسی خالص در سمت ac، جریان LED با ریبیل پایین (در حد قابل قبول)، راندمان بالا، اندازه‌ی کوچک، هزینه‌ی کم و طول عمر طولانی می‌باشد. فرکانس کلیدزنی و راندمان هم در انتخاب ساختار مناسب مهم می‌باشند. با فرکانس کلیدزنی بالا می‌توان حتی با ساختار یک‌مرحله‌ای و بدون استفاده از خازن الکترولیتی به جریان خروجی با ریبیل مورد قبول رسید، ولی به دلیل افزایش تلفات کلیدزنی، راندمان درایور کم می‌شود و همچنین نیاز به کلیدهای گران‌قیمت با درایورهای مربوطه می‌باشد. با توجه به موارد فوق، در این مقاله یک درایور LED مجتمع جدید که از سه مبدل dc-dc (باک، باک/بوست و باک/بوست) تشکیل شده، پیشنهاد شده است. مقاله‌ی حاضر در ۱۲ بخش فهرست‌بندی شده است که بخش‌های ۱ الی ۴ مربوط به خلاصه انگلیسی و بخش ۵ مقدمه‌ای بر درایورهای LED می‌باشند. در بخش ۶، ساختار پیشنهادی مدلسازی و معادلات حالت آن استخراج شده است. استرس ولتاژ نیمه هادی‌ها در بخش ۷ و در بخش ۸، نحوه‌ی محاسبه‌ی ریبیل ولتاژ در هر مرحله توضیح داده شده است. جهت کنترل همزمان جریان خروجی و ضریب توان ورودی، کنترل کننده خطی در بخش ۹ طراحی و بکار گرفته شده است. در بخش ۱۰، درایور LED پیشنهادی با درایورهای LED موجود مقایسه شده است. در بخش ۱۱، نتایج عملی استخراج و با نتایج شبیه‌سازی مقایسه شده‌اند و در نهایت در بخش ۱۲، نتیجه‌گیری مقاله بیان شده است.

۲- مدل سازی و تحلیل درایور LED پیشنهادی

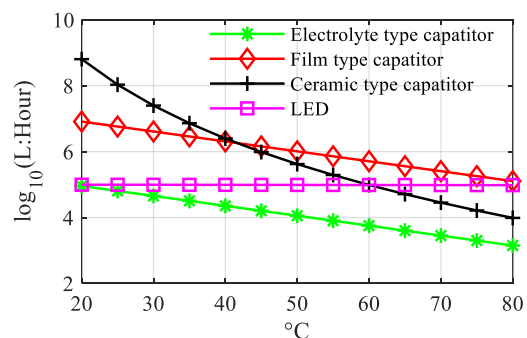
شکل ۳ ساختار درایور LED مجتمع پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، درایور پیشنهادی از یک مبدل بوست (بخش

ولتاژ-جریان LED، یک ریبیل کوچک در ولتاژ LED باعث ایجاد ریبیل زیادی در جریان LED می‌شود که این به نوبه‌ی خود باعث سوسو زدن نور می‌شود [۳، ۸-۱۱].



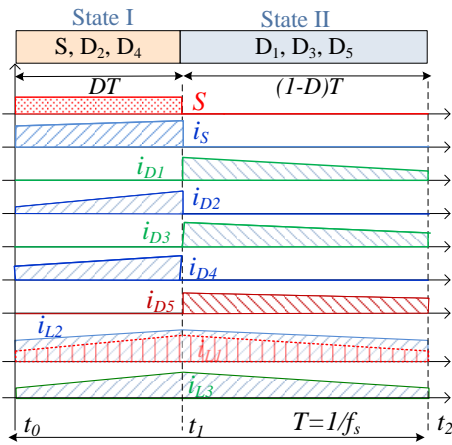
شکل ۱- ساختار کلی درایور LED و مشخصه ولتاژ-جریان LED

جهت کاهش ریبیل ولتاژ و در نتیجه ریبیل جریان خروجی، می‌توان از خازن در خروجی درایور استفاده کرد. از نظر رنج ظرفیت، خازنهای قابل استفاده در درایورهای LED، از نوع الکترولیتی، فیلم و سرامیکی می‌باشند که هر کدام مزایا و معایبی دارند. این خازن‌ها را از جهت ظرفیت و طول عمر می‌توان با یکدیگر مقایسه کرد. خازنهای فیلم و سرامیکی دارای ظرفیت پایین و خازنهای الکترولیتی دارای ظرفیت بالایی می‌باشند. با اینکه خازن الکترولیتی دارای ظرفیت بالایی می‌باشد، نسبت به خازنهای فیلم و سرامیکی دارای طول عمر پایینی است. متوسط طول عمر LED برای داشتن ۸۰٪ شار نوری نامی، حدود ۱۰۰،۰۰۰ ساعت است که با فرض متوسط ۱۰ ساعت روشنایی در شبانه روز، حدود ۲۷ سال عمر خواهد داشت [۱۲، ۱۳]. طول عمر LED به همراه خازنهای قابل استفاده در درایور LED نسبت به تغییرات دمای محیط در شکل ۲ نشان داده شده است. با توجه به این شکل، طول عمر خازن فیلم صد برابر طول عمر خازن الکترولیتی و طول عمر خازن سرامیکی، حداقل ده برابر خازن الکترولیتی می‌باشد. همچنین مشخص است که طول عمر خازن فیلم در تمام دماها بیشتر از LED ها می‌باشد. بنابراین خازنهای سرامیکی و فیلم (مخصوصاً خازن فیلم)، بهترین گزینه جهت کاربردهای درایورهای LED از جهت طول عمر هستند [۱۲-۱۴].



شکل ۲- مقایسه طول عمر LED با انواع خازن‌ها نسبت به تغییرات دمای محیط

بنابراین جهت داشتن طول عمر بالا برای درایور LED، باید ساختار درایور طوری باشد که بتوان با استفاده از خازن با ظرفیت کم (از نوع میکا و یا سرامیکی)، ریبیل جریان کمی را در خروجی داشت [۱۵-۱۸]. از نظر ساختاری، درایورهای LED را می‌توان به یک‌مرحله‌ای، دو مرحله‌ای، چندمرحله‌ای و مجتمع تقسیم کرد. در درایور یک‌مرحله‌ای فقط یک مبدل dc-dc بکار رفته است که به‌طور هم‌زمان به‌عنوان کنترل کننده جریان خروجی و ضریب توان



شکل ۵- شکل موجهای کلیدی درایور پیشنهادی در یک بازه کلیدزنی

در این بخش، مدل ساختار درایور پیشنهادی با استفاده از معادلات حالت استخراج شده است. با در نظر گرفتن مدهای کاری از شکل‌های ۴ و ۵ و جدول ۱، معادلات حالت متوسط بوسیله رابطه (۱) نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} i'_{L_1} \\ i'_{L_2} \\ i'_{L_3} \\ V'_{C_1} \\ V'_{C_2} \\ V'_{C_3} \\ i'_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ i_{L_3} \\ V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ V_{C_3} \\ i_o \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} V_i \\ V_{th} \end{bmatrix} \quad (1)$$

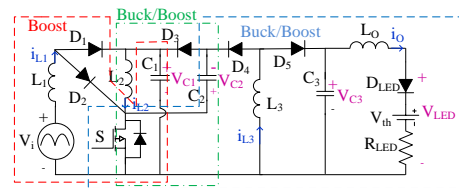
که در آن

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-Dr_1 - r_l}{L_1} & \frac{-Dr_1}{L_1} & \frac{-Dr_1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-Dr_1}{L_2} & \frac{-r_l + (r_1 - r_l)D}{L_2} & \frac{-Dr_1}{L_2} & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{-D(r_l + r_1)}{L_3} & \frac{-Dr_1}{L_3} & \frac{-Dr_1 - (1-D)r_l}{L_3} & 0 & \frac{D}{L_3} & \frac{D-1}{L_3} & 0 \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{-D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_2} & \frac{-D}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-D}{C_3} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{-R_{LED}}{L_o} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_o} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_i \\ V_{th} \end{bmatrix} \quad (3)$$

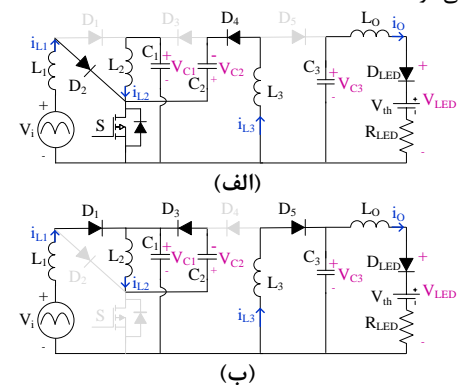
در رابطه (۲)، r_s و r_d به ترتیب مقاومت هدایت دیودها و کلید قدرت می‌باشند. با صرف نظر کردن از آن‌ها و با استفاده از رابطه $i_{dc} = -A^{-1}Bu$ ، جواب dc معادلات حالت در یک نقطه کار مشخص برابر است با:

اصلاح ضریب توان) که با دو مبدل باک/ بوست (بخش کنترل جریان خروجی) جمع شده است، تشکیل می‌شود. عناصر L_1, D_1, C_1 مبدل بوست و L_2, D_2, C_2 مبدل باک/ بوست اول را تشکیل می‌دهند، مبدل باک/ بوست دوم نیز از L_3, D_3, C_3 تشکیل شده است. مزیت مبدل جمع شده پیشنهادی، بکارگیری یک کلید قدرت مشترک (S) بین سه مبدل می‌باشد که باعث کاهش حجم، هزینه و پیچیدگی آن می‌گردد. در شکل ۳، منبع ac ورودی به همراه پل دیودی با یک منبع ولتاژ سینوسی یکسوسوده (V_i) جایگزین شده است و LED با یک دیود ایده آل (D_{LED})، مقاومت (R_{LED}) و یک منبع ولتاژ (V_{th}) به صورت سری مدل شده است. در مدلسازی درایور LED پیشنهادی، فرض شده است که (۱) تمام عناصر نیمه هادی ایده‌آل هستند، (۲) خازن‌های C_1, C_2, C_3 به اندازه‌های بزرگ هستند که ولتاژ آنها در طول فرکانس کلیدزنی ثابت باشد و (۳) فرکانس کلیدزنی f_s به طور قابل توجهی بزرگتر از فرکانس خط ($f=50$ هرتز) است، به طوریکه ولتاژ ورودی در طول یک بازه کلیدزنی (T_s) ثابت است.



شکل ۳- درایور LED پیشنهادی

همانطور که در شکل ۴ نشان داده شده است، درایور LED پیشنهادی در حالت هدایت پیوسته دارای دو مد کاری است. شکل موجهای کلیدی ساختار پیشنهادی در یک دوره کلیدزنی t_0 تا t_2 در شکل ۵ و همچنین بازه هدایت هر کدام از نیمه‌های آن در جدول ۱ نشان داده شده است. D در جدول ۱، چرخه کاری کلید S می‌باشد. در مد اول طبق شکل‌های ۴-الف و ۵ با وصل شدن کلید قدرت، سلف L_1 از طریق منبع، سلف L_2 از طریق C_1 و سلف L_3 از طریق خازن C_2 شارژ می‌گردند و انرژی بار خروجی از طریق C_3 تامین می‌شود. طبق شکل‌های ۴-ب و ۵ در مد دوم که با قطع شدن کلید قدرت شروع می‌گردد، انرژی ذخیره شده در سلف L_1 از طریق D_1 به C_1 ، انرژی L_2 از طریق D_2 به C_2 و انرژی L_3 از طریق D_3 به C_3 منتقل می‌گردد. در این مد انرژی بار خروجی از طریق L_3 و C_3 تامین می‌شود.



شکل ۴- مدهای کاری (الف) مد ۱ و (ب) مد ۲

جدول ۱- مدهای کاری

مد	بازه زمانی	وضعیت نیمه هادیها	طول بازه زمانی
۱	$t_0 - t_1$	S, D ₂ , D ₄ : ON	DT_s
۲	$t_1 - t_2$	D ₁ , D ₃ , D ₅ : ON	$(1-D)T_s$

به منظور محاسبه بخش ac جریان ورودی (i_{L1}) در قسمت بوست، امپدانس ورودی سه قسمت درایور پیشنهادی (نشان داده شده در شکل ۶) به صورت زیر خواهد بود:

$$Z_{bb2} = \frac{1}{\frac{D^2}{j\omega L_3} - \frac{1}{R + j\omega C_3} + \frac{(1-D)^2}{j\omega L_3} \left(\frac{1}{j\omega L_3} + \frac{1}{R + j\omega C_3} \right)} \quad (14)$$

$$Z_{bb1} = \frac{1}{\frac{D^2}{j\omega L_2} - \frac{1}{Z_f + j\omega C_2} + \frac{(1-D)^2}{j\omega L_2} \left(\frac{1}{j\omega L_2} + \frac{1}{Z_{bb2} + j\omega C_2} \right)} \quad (15)$$

$$Z_b = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_1} + \frac{(1-D)^2}{\omega^2 L_1^2} \frac{1}{Z_{bb1} + j\omega C_1} + \frac{(1-D)^2}{j\omega L_1}} \quad (16)$$

جریان ورودی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$i_{L1}(t) = \frac{v_{iac-1}(t)}{Z_b} = \frac{v_{iac-1}(t) - (1-D)v_{C1}(t)}{jL_1\omega} \quad (17)$$

ولتاژ خروجی بخش بوست برابر است با

$$v_{C1}(t) = v_{iac-1}(t) \frac{1-D}{jL_1\omega \left(\frac{1}{Z_{bb1}} + jC_1\omega + \frac{(1-D)^2}{jL_1\omega} \right)} \quad (18)$$

ولتاژ خروجی بخش باک-بوست اول برابر است با

$$v_{C2}(t) = v_{C1}(t) \frac{D(1-D)}{jL_2\omega \left(\frac{1}{Z_{bb2}} + jC_2\omega + \frac{(1-D)^2}{jL_2\omega} \right)} \quad (19)$$

جریان سلف L₂ از بخش باک-بوست اول برابر است با

$$i_{L2}(t) = \frac{Dv_{C1}(t) - (1-D)v_{C2}(t)}{jL_2\omega} \quad (20)$$

ولتاژ خروجی بخش باک-بوست دوم برابر است با

$$v_{C3}(t) = v_{C2}(t) \frac{D(1-D)}{jL_3\omega \left(\left(\frac{1}{R} + jC_3\omega \right) + \frac{(1-D)^2}{jL_3\omega} \right)} \quad (21)$$

جریان سلف L₃ از بخش باک-بوست دوم برابر است با

$$i_{L3}(t) = \frac{Dv_{C2}(t) - (1-D)v_{C3}(t)}{jL_3\omega} \quad (22)$$

و در نهایت مولفه‌ی اصلی جریان ac خروجی (عبوری از LED) از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$i_o(t) = \frac{v_{C3}(t)}{R} \quad (23)$$

همانطور که از رابطه (۲۱) دیده می‌شود، دامنه‌ی v_{C3}(t) به C₃ و C₂ و C₁ وابسته می‌باشد و تعداد بالای خازن‌ها در مراحل مختلف باعث کاهش ریبیل ولتاژ v_{C3} می‌گردد. از روابط (۱۴) الی (۲۳) دیده می‌شود، با بکارگیری سه مرحله در درایور LED پیشنهادی، که هر مرحله دارای خازن با ظرفیت کوچک می‌باشد، جملات ac ولتاژ و جریان خروجی (ریبیل ولتاژ و جریان خروجی) کاهش می‌یابند. از رابطه‌ی (۱۲) دیده می‌شود که V_i(t) از جملات dc و ac تشکیل یافته است که فرکانس مولفه‌ی اصلی ac آن دو برابر فرکانس شبکه می‌باشد. بنابراین از ردیف‌های ۶ و ۷ رابطه‌ی (۴)، مقدار لحظه‌ای سیکل کاری از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$D(t) = D + d_m \sin(2\omega t) \quad (24)$$

$$x_{dc} = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_o \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C3} \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D^4 V_i}{(1-D)^6 R_{LED}} + \frac{D^3 V_{th}}{(D-1)^3 R_{LED}} \\ \frac{D^3 V_i}{(1-D)^5 R_{LED}} - \frac{D V_{th}}{(D-1)^2 R_{LED}} \\ \frac{D^2 V_i}{(1-D)^4 R_{LED}} + \frac{V_{th}}{(D-1) R_{LED}} \\ \frac{V_i}{(1-D)} \\ \frac{D V_i}{(1-D)^2} \\ \frac{D^2 V_i}{(1-D)^3} \\ \frac{D^2 V_i}{(1-D)^3 R_{LED}} - \frac{V_{th}}{R_{LED}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

ردیف آخر رابطه (۴)، رابطه بین جریان خروجی و D را نشان می‌دهد.

۳- استرس ولتاژ نیمه هادی ها

یکی از پارامترهای مهم و قابل توجه در مبدل‌های الکترونیک قدرت، استرس ولتاژ نیمه هادیها است. این پارامتر برای دیودها و کلیدهای استفاده شده در درایور LED پیشنهادی به صورت روابط زیر است:

$$V_{Stress-D1} = \frac{V_i}{(1-D)}, V_{Stress-D2} = \frac{D V_i}{(1-D)^2}, V_{Stress-D3} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \quad (5)$$

$$V_{Stress-D4} = \frac{(1-2D)V_i}{(1-D)^3}, V_{Stress-D5} = \frac{D V_i}{(1-D)^3}, V_{Stress-S} = \frac{V_i}{(1-D)^2}$$

۴- ریبیل ولتاژ خروجی

به دلیل استفاده از یکسوکنده پل در سمت ورودی درایور پیشنهادی LED، ولتاژ آن بخش عبارت است از

$$v_i(t) = V_m |\sin(\omega t)| \quad (11)$$

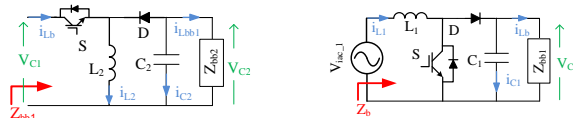
که در آن $\omega = 2\pi f$ و f فرکانس شبکه می‌باشد. بنابراین، بخش dc و ac ولتاژ V_i عبارتند از

$$v_i(t) = V_{dc} + \sum_{n=1}^k V_{iac-n} \sin(2n \omega t) \quad (12)$$

به عبارتی بخش ac ولتاژ V_i برابر است با

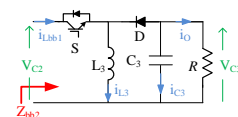
$$v_{iac}(t) = \sum_{n=1}^k V_{iac-n} \sin(2n \omega t) \quad (13)$$

به منظور محاسبه اثر ریبیل ac (با فرکانس دو برابر فرکانس شبکه) بر روی ریبیل جریان خروجی، با فرض مولفه‌ی اصلی ولتاژ ورودی V_i، ریبیل‌های ولتاژ و جریان بخش‌های مختلف محاسبه شده است. برای سادگی، مدل‌های ac بخش‌های مختلف درایور پیشنهادی در شکل ۶ نشان داده شده‌اند.



(ب)

(الف)



(ج)

شکل ۶- مدل ac بخش‌های مختلف درایور پیشنهادی و امپدانس‌های ورودی آنها - الف) بوست، ب) باک-بوست اول و ج) باک-بوست دوم

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{V_{C1}}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{V_{C2}+V_{C3}}{L_3} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{L1}+i_{L2}}{C_1} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{L3}+i_{L2}}{C_2} \\ 0 & 0 & -\frac{i_{L3}}{C_3} \\ 0 & -\frac{1}{L_o} & 0 \end{bmatrix}, \tilde{U} = \begin{bmatrix} \tilde{V}_i \\ \tilde{V}_{th} \\ \tilde{D} \end{bmatrix} \quad (28)$$

با جایگذاری روابط (۲۷) و (۲۸) در رابطه (۲۹)، تغییرات جریان خروجی و جریان i_{L1} به صورت روابط (۳۰) و (۳۱) بدست می‌آیند.

$$X(S) = (SI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \tilde{U}(S) \quad (29)$$

$$\tilde{i}_O = G_{iO} \tilde{D} + G_{iO} V_i \tilde{V}_i + G_{iO} V_{th} \tilde{V}_{th} \quad (30)$$

$$\tilde{i}_{L1} = G_{iL1} \tilde{D} + G_{iL1} V_i \tilde{V}_i + G_{iL1} V_{th} \tilde{V}_{th} \quad (31)$$

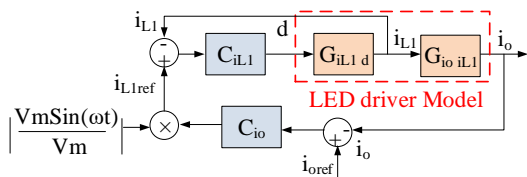
توابع تبدیل مورد استفاده از روابط (۳۰) و (۳۱) عبارتند از:

$$G_{iO} V_i = \left. \frac{\tilde{i}_O}{\tilde{V}_i} \right|_{\tilde{D}=0, \tilde{V}_{th}=0}, G_{iL1} V_i = \left. \frac{\tilde{i}_{L1}}{\tilde{V}_i} \right|_{\tilde{D}=0, \tilde{V}_{th}=0}, G_{iL1} D = \left. \frac{\tilde{i}_{L1}}{\tilde{D}} \right|_{\tilde{V}_i=0, \tilde{V}_{th}=0} \quad (32)$$

از تقسیم $G_{iO} V_i$ به رابطه $G_{iL1} V_i$ ، رابطه زیر بدست می‌آید:

$$G_{iO} i_{L1} = \left. \frac{\tilde{i}_O}{\tilde{i}_{L1}} \right|_{\tilde{D}=0, \tilde{V}_{th}=0} \quad (33)$$

$G_{iO} i_{L1}$ و $G_{iL1} D$ جهت مدل‌سازی درایور و طراحی کنترل کننده استفاده می‌شوند. شکل ۷ بلوک دیاگرام کنترل کننده خطی را نشان می‌دهد که در آن C_{iO} جهت کنترل جریان خروجی و C_{iL1} جهت کنترل ضریب توان در سمت شبکه بکار رفته است. هر دو کنترل کننده در این مقاله از نوع PI می‌باشند.



شکل ۷- بلوک دیاگرام کنترل کننده خطی درایور LED پیشنهادی

با مقادیر DC بدست آمده از رابطه (۴) و مقادیر عناصر طبق جدول (۳)، تابع تبدیل $G_{iO} i_{L1}$ و $G_{iL1} D$ بصورت روابط (۳۴) و (۳۵) بدست می‌آیند که دارای قطب‌های سمت چپ می‌باشند و پایدار هستند.

که در آن D و d_m به ترتیب بخش dc و دامنه‌ی جمله اول بخش ac می‌باشند.

۵- طراحی کنترل کننده خطی

در این بخش، مدل دینامیکی درایور LED پیشنهادی استخراج شده و از آن جهت طراحی کنترل کننده خطی استفاده شده است. کنترل کننده باید بتواند جریان خروجی و ضریب توان ورودی را به‌طور همزمان بوسیله‌ی D کنترل کند. کنترل کننده‌ی طراحی شده از حلقه‌های داخلی و خارجی تشکیل شده است. حلقه داخلی جهت کنترل جریان سلف i_{L1} (ضریب توان ورودی) و حلقه بیرونی جهت کنترل جریان خروجی i_o می‌باشد. این دو حلقه به‌طور کامل در ادامه توضیح داده شده است. جهت داشتن ضریب توان بالا در سمت شبکه و جریان خروجی مطلوب، توابع تبدیل استخراج و کنترل کننده طراحی می‌گردد. تغییرات در بار، منبع ورودی و D باعث ایجاد تغییر در متغیرهای حالت می‌شود. بنابراین با تعریف مقادیر dc و ac (تغییرات) برای هر کدام از آنها طبق رابطه (۲۵) و جایگذاری آن‌ها در روابط (۱) الی (۳) و انتخاب جملات ac درجه اول، روابط (۲۶) الی (۲۸) بدست می‌آیند. در روابط فوق $r_s=0$ و $r_d=0$ فرض شده‌اند و همه جملات غیر خطی ac با درجه ۲ و بالا حذف شده‌اند.

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_{C3} \\ \tilde{i}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} + I_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} + I_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} + I_{L3} \\ \tilde{V}_{C1} + V_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} + V_{C2} \\ \tilde{V}_{C3} + V_{C3} \\ \tilde{i}_{LO} + I_{LO} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} V_i \\ V_{th} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D + \tilde{D} \\ V_m + \tilde{V}_m \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \\ \tilde{V}_{C3} \\ \tilde{i}_{LO} \end{bmatrix} = \tilde{A} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{L3} \\ \tilde{V}_{C1} \\ \tilde{V}_{C2} \\ \tilde{V}_{C3} \\ \tilde{i}_{LO} \end{bmatrix} + \tilde{B} \tilde{U} \quad (26)$$

که در آن:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L_3} & \frac{D-1}{L_3} & 0 \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-D}{C_3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & -\frac{R_{LED}}{L_o} \end{bmatrix} \quad (27)$$

یکی از اجزای آسیب‌پذیر در مبدل‌های الکترونیک قدرت، به ویژه درایورهای LED، خازن‌های الکتrolیتی هستند. از آنجایی که این قطعه دارای نرخ خرابی بالایی است، می‌تواند قابلیت اطمینان و طول عمر مبدل‌های الکترونیک قدرت از جمله درایورهای LED را به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش دهد. از این رو حذف خازن الکتrolیتی و جایگزینی آن با خازن‌های سرامیکی/فیلم (با ظرفیت کم) می‌تواند مشکل فوق را برطرف کند.

با مراجعه به جدول ۲، مشاهده می‌شود که به دلیل استفاده از سه مرحله مبدل dc-dc در درایور LED پیشنهادی و همچنین دو مرحله در مرجع [۳۲]، نیازی به خازن الکتrolیتی در آنها وجود ندارد که می‌تواند به عنوان یکی از مزیت‌های اصلی درایور LED پیشنهادی در مقایسه با سایر درایورهای LED محسوب شود. شایان ذکر است که درایور ارائه شده در مرجع [۳۲] با ادغام دو مرحله مبدل dc-dc و افزایش فرکانس کلیدزنی، موفق به حذف خازن الکتrolیتی شده که به نوبه خود باعث افزایش تلفات و در نتیجه کاهش راندمان آن در مقایسه با راندمان ساختار پیشنهادی شده است.

مزیت دیگر درایورهای LED پیشنهادی و [۲۳، ۲۵، ۳۲، ۳۴، ۳۵] استفاده از تنها یک کلید قدرت است که می‌تواند پیچیدگی و هزینه را کاهش دهد. علاوه بر این، برای جلوگیری از سوسو زدن نور، درایورهای LED باید ریپل جریان خروجی را تا حد امکان کاهش دهند، در این راستا، درایور LED پیشنهادی می‌تواند جریان خروجی با ریپل کمتر از ۶/۴٪ ارائه دهد که استانداردهای مربوطه را برآورده می‌کند [۳۶]. این پارامتر برای بقیه مراجع به جز [۲۳، ۳۱، ۳۲]، دارای مقادیری بیشتر از ۶/۴ می‌باشد که در درایورهای مطرح شده در مراجع [۲۳، ۳۱]، ریپل جریان خروجی با بکارگیری خازن الکتrolیتی کاهش یافته است و در مرجع [۳۲]، با فرکانس کلید زنی بالا، ریپل جریان خروجی کاهش یافته که این موضوع باعث کم شدن راندمان درایور شده است.

درایورهای LED به شبکه ac متصل می‌شوند، بنابراین باید دارای ضریب توان بالایی باشند. همانطور که در جدول ۲ مشاهده می‌شود، درایور LED پیشنهادی می‌تواند ضریب توان را به طور رضایت بخشی تصحیح کند. علاوه بر این، اعوجاج هارمونیک کل (Total Harmonic Distortion (THD)) درایور LED می‌باشد که در مراجع فوق به دلیل فرکانس کلیدزنی بالا، راندمان پایین می‌باشد. همچنین درایورهای جدول ۲ از جهت فرکانس کلیدزنی و راندمان نیز قابل مقایسه می‌باشند. فرکانس کلیدزنی بالا، علاوه بر اینکه باعث افزایش تلفات و در نتیجه کاهش راندمان می‌گردد، باعث افزایش هزینه به جهت بکارگیری کلیدهای با فرکانس بالا نیز خواهد شد. فرکانس کلیدزنی درایور پیشنهادی از فرکانس کلیدزنی تمام درایورهای جدول ۲ کم می‌باشد و با اینکه راندمان درایورهای مطرح شده در مراجع [۲۳، ۲۵] از راندمان درایور پیشنهادی بیشتر می‌باشد، ولی در مراجع فوق از خازن الکتrolیتی استفاده شده است که طول عمر درایور را کاهش می‌دهد. همه درایورهای جدول ۲ بجز درایور مطرح شده در [۳۳] و درایور پیشنهادی دارای ترانسفورماتور می‌باشند که باعث ایزوله شدن LED از شبکه می‌گردد، ولی این موضوع نمی‌تواند عیب محسوب شود. زیرا چراغ‌های LED در رنج توان پایین می‌باشند و بکارگیری ترانس می‌تواند حجم آن را بزرگ کند.

$$G_{iLd} = \frac{806500(s+1045216.1)(s+523 \pm j12761)}{(s+1045216)(s+1.12 \pm j20651)} \quad (34)$$

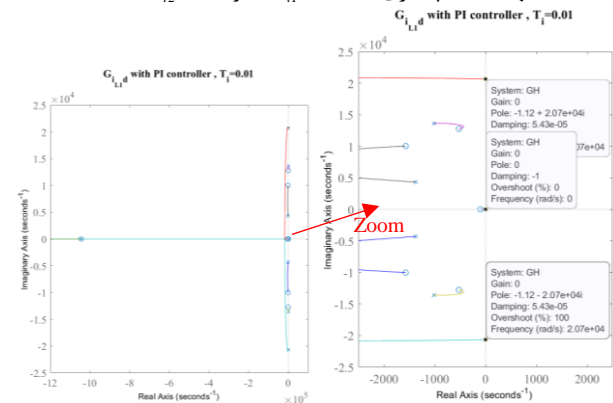
$$\times \frac{(s-1571 \pm j10033)(s+4007)}{(s+1015 \pm j13605)(s+1374 \pm j4295)}$$

$$G_{iOLd} = \frac{4.869e28}{(s+1045216)(s+967 \pm j13732)(s+670 \pm j5645)(s+907)} \quad (35)$$

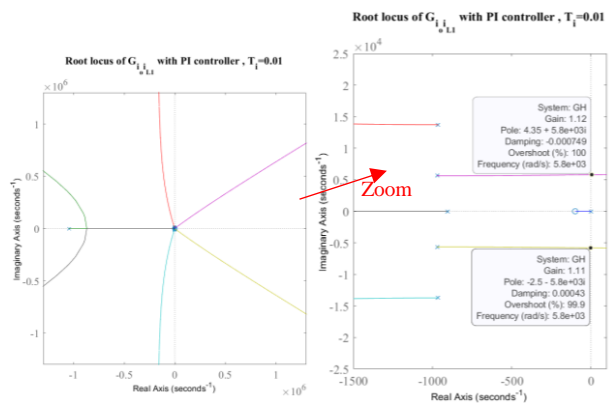
جهت رسیدن ضریب توان و جریان خروجی به مقدار مطلوب، از کنترل کننده PI در هر دو حلقه داخلی و خارجی استفاده شده است که دارای توابع تبدیل زیر می‌باشند و در آنها $T_i=0.01$ فرض شده است.

$$C_{iO} = k_{i2} \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = k_{i2} \left(\frac{s+100}{s}\right), C_{iL} = k_{i1} \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = k_{i1} \left(\frac{s+100}{s}\right) \quad (36)$$

با رسم مکان ریشه برای $G_{iOLd}C_{iO}$ و $G_{iLd}C_{iL}$ که در شکل‌های ۸ و ۹ نشان داده شده است، جهت حفظ پایداری باید $0 < k_{i2} < 1.1$ و $0 < k_{i1} < \infty$ باشند.



شکل ۸- مکان ریشه G_{iLd} با کنترل کننده PI

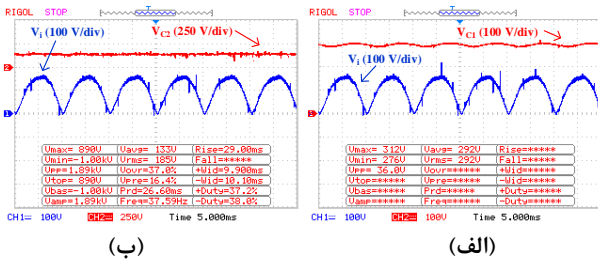


شکل ۹- مکان ریشه G_{iOLd} با کنترل کننده PI

۶- مقایسه درایور LED پیشنهادی با درایورهای LED موجود

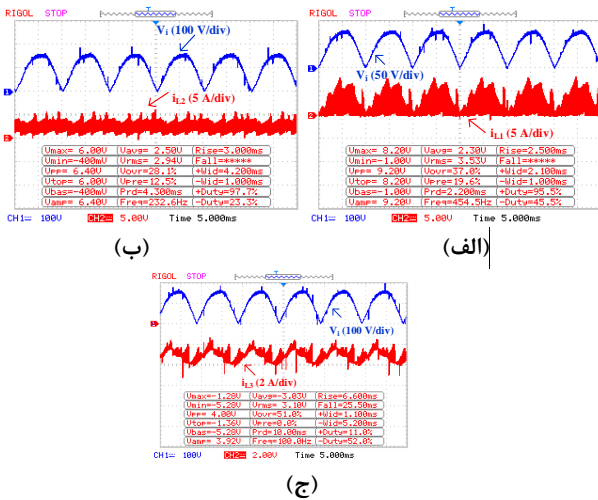
در این بخش، درایور LED پیشنهادی با درایورهای ارائه شده در مراجع [۲۳، ۳۰، ۳۵] مقایسه شده است. پارامترهای مختلف الکترونیک و اجزای مورد نیاز درایورهای LED در نظر گرفته شده به همراه ساختار پیشنهادی در جدول ۲ لیست شده‌اند.

علاوه بر این، ریپل جریان خروجی ناچیز و در حد قابل قبول می‌باشد. این بدان معنی است که فلیکر نور LED مورد قبول است. با در نظر گرفتن مقدار ماکزیمم و مینیمم جریان خروجی در شکل‌های ۱۴-الف و ۱۴-ج که به ترتیب دارای مقادیر ۲/۴ و ۲/۲۵ آمپر می‌باشند، ریپل جریان خروجی ۶/۴٪ می‌باشد. ولتاژ خروجی یکسوکندنه (V_i) و ولتاژ خازنها در شکل ۱۵ نشان داده شده است که در آن ریپل ولتاژ خازن C_2 کمتر از ریپل ولتاژ خازن C_1 است. این بدان معنی است که هر چه تعداد مراحل دیابور زیاد شود، ریپل ولتاژ خازن مرحله آخر کمتر خواهد شد. در نتیجه ریپل ولتاژ خروجی، باعث کاهش ریپل جریان خروجی می‌شود.



شکل ۱۵- نتایج عملی ولتاژ خروجی یکسوکندنه (V_i) و ولتاژ خازنهای، (الف) C_1 و (ب) C_2 .

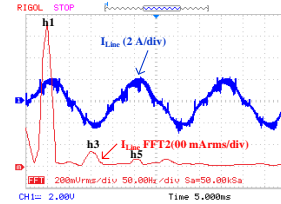
ولتاژ خروجی یکسوکندنه (V_i) و جریان سلفها در شکل ۱۶ نشان داده شده است. با مراجعه به شکل، مشخص است که زمانیکه ولتاژ V_i به صفر می‌رسد، جریان سلف L_1 نیز صفر می‌گردد. این موضوع، بار دیگر قابلیت اصلاح ضریب توان دیابور پیشنهادی را ثابت می‌کند.



شکل ۱۶- نتایج عملی ولتاژ خروجی یکسوکندنه (V_i) و جریان سلفهای (الف) L_1 ، (ب) L_2 و (ج) L_3 .

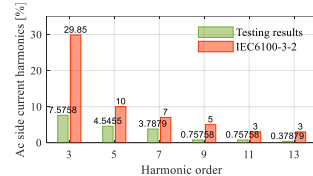
یکی از مهم‌ترین پارامترها در هر مبدل الکترونیک قدرت، تنش جریان نیمه هادیهای مورد استفاده است. به منظور بررسی دقیق پارامتر مذکور در دیابور LED پیشنهادی، تنش‌های جریان تمام نیمه‌های بکار گرفته شده به همراه سیگنال گیت اعمال شده به کلید قدرت (S) در شکل‌های ۱۷ نشان داده شده‌اند. طبق این شکل‌ها، D_1 و D_4 به ترتیب بیشترین و کمترین تنش جریان را تحمل می‌کنند، همچنین تنش جریان تنها کلید مورد استفاده (S)، ۸ آمپر می‌باشد.

به منظور بررسی کیفیت جریان سمت ac، نتایج عملی تبدیل فوریه سریع جریان در شکل ۱۲ نشان داده شده است. با توجه به اینکه فرکانس شبکه ۵۰ هرتز است، هارمونیک‌های مرتبه ۵، ۳، ۷، ۹، ۱۱ و ۱۳ جریان به ترتیب ۰/۱، ۰/۰۶، ۰/۰۵، ۰/۰۱، ۰/۰۰۵ و ۰/۰۰۵ آمپر هستند. با در نظر گرفتن مقادیر ذکر شده THD جریان ورودی ۹/۶ درصد است.



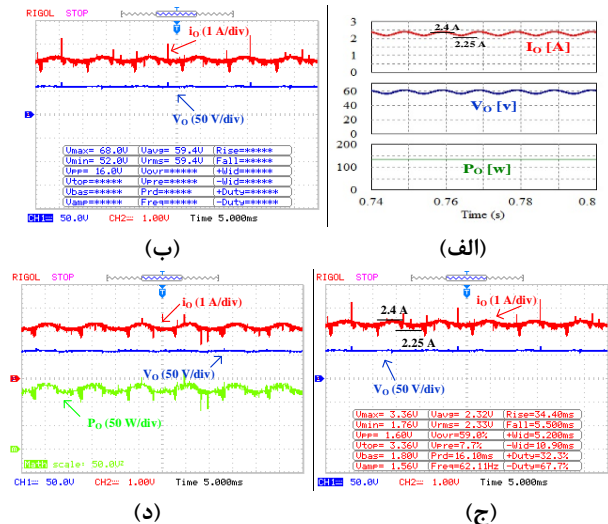
شکل ۱۲- نتایج عملی جریان در سمت ac و تبدیل فوریه آن

دیابورهای LED ملزم به رعایت استاندارد IEC 61000-3-2 کلاس C [۳۷] هستند، به منظور ارزیابی THD دیابور LED پیشنهادی، درصد هارمونیک‌های جریان اندازه‌گیری شده با مقادیر استاندارد در شکل ۱۳ مقایسه شده‌اند. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، مقادیر هارمونیک جریان اندازه‌گیری شده دیابور پیشنهادی به طور رضایت بخشی کمتر از مقادیر استاندارد است.



شکل ۱۳- مقایسه نتایج عملی هارمونیک‌های جریان در سمت ac با استاندارد IEC 61000-3-2 کلاس C.

نتایج عملی و شبیه سازی جریان، ولتاژ و توان خروجی دیابور LED پیشنهادی در شکل ۱۴ نشان داده شده است. همانطور که در شکل فوق و شکل ۱۱ دیده می‌شود، توانهای ورودی و خروجی به ترتیب ۱۴۶ و ۱۳۷/۸ وات هستند. در نتیجه راندمان دیابور پیشنهادی ۹۴/۳٪ می‌باشد.



شکل ۱۴- نتایج شبیه سازی و عملی پارامترهای مختلف در سمت خروجی، (الف) نتایج شبیه سازی ولتاژ، جریان و توان، (ب) نتایج عملی ولتاژ و جریان با نمایش نتایج اندازه گیری ولتاژ، (ج) نتایج عملی ولتاژ و جریان با نمایش نتایج اندازه گیری جریان و (د) نتایج عملی ولتاژ، جریان و توان.

[۶] محمدرضا بنائی، حسین اژدر فائق بناب، "ارائه یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بهبود یافته"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۱، صفحات ۵۹ تا ۷۱، پاییز ۱۳۹۶.

[7] I. P. E. Society, "IEEE recommended practices for modulating current in high-brightness LEDs for mitigating health risks to viewers," 2015: The Institute of Electrical and Electronics Engineers.

[8] J. Zeng, F. Liu, J. Liu, and K. E. Cheng, "A flexible mode electrolytic capacitor-free LED driver with high efficiency over a wide range of input voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 8490-8500, 2019.

[9] I. E. Commission, "Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3-2: Limits—Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A per Phase)," *International Electrotechnical Commission (IEC): Geneva, Switzerland*, 2018.

[10] A. Bagheran and M. R. Yazdani, "An Isolated PFC Zeta-forward Single-stage Single-switch for LED Driver Without Electrolytic Capacitor," *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, no. 6-7, pp. 682-696, 2020.

[11] G. Z. Abdelmessih, J. M. Alonso, N. d. S. Spode, and M. A. Dalla Costa, "Electrolytic-Capacitor-less Off-Line LED Driver based on Integrated Parallel Buck-Boost and Boost Converter," in *2020 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2020: IEEE, pp. 1-7.

[12] A. Albertsen, "Electrolytic capacitor lifetime estimation," *JIANGHAI Eur. GmbH*, pp. 1-13, 2010.

[13] Y. Qin, H. S. Chung, D. Lin, and S. Hui, "Current source ballast for high power lighting emitting diodes without electrolytic capacitor," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008: IEEE, pp. 1968-1973.

[14] J.-W. Yoo, K.-H. Jung, I.-U. Jeon, and C.-Y. Park, "Third harmonic injection circuit to eliminate electrolytic capacitors in light-emitting diode drivers," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 358-365, 2012.

[15] Y. Wang, Y. Guan, D. Xu, and W. Wang, "A CLCL resonant DC/DC converter for two-stage LED driver system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 2883-2891, 2015.

[16] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4540-4548, 2011.

[17] M. Khatua et al., "High-Performance Megahertz-Frequency Resonant DC-DC Converter for Automotive LED Driver Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020.

[18] D. Camponogara, D. R. Vargas, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, J. Garcia, and T. Marchesan, "Capacitance reduction with an optimized converter connection applied to LED drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 184-192, 2014.

[19] H. Wu, S.-C. Wong, K. T. Chi, and Q. Chen, "A PFC single-coupled-inductor multiple-output LED driver without electrolytic capacitor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1709-1725, 2018.

[20] H. Wu, S.-C. Wong, and K. T. Chi, "A More Efficient PFC Single-Coupled-Inductor Multiple-Output Electrolytic Capacitor-less LED Driver With Energy-Flow-Path Optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 9052-9066, 2018.

[21] F. Pouladi, H. Farzanehfard, E. Adib, and H. Le Sage, "Single-switch soft-switching LED driver suitable for battery-operated systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2726-2734, 2018.

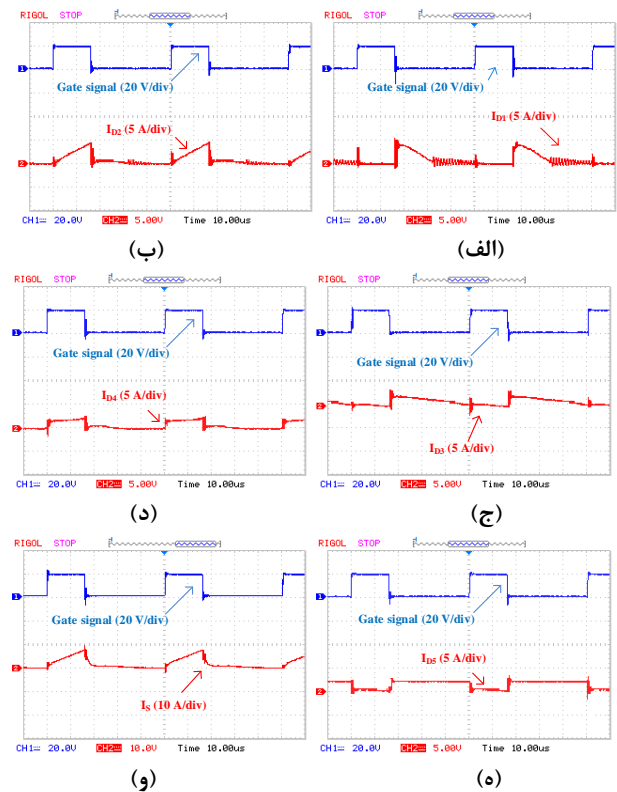
[22] X. Liu, X. Li, Q. Zhou, and J. Xu, "Flicker-free single switch multi-string LED driver with high power factor and current balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6747-6759, 2018.

[23] S. Zhang, X. Liu, Y. Guan, Y. Yao, and J. M. Alonso, "Modified zero-voltage-switching single-stage LED driver based on Class E converter with constant frequency control method," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 12, pp. 2010-2018, 2018.

[24] F. Wang, L. Li, Y. Zhong, and X. Shu, "Flyback-based three-port topologies for electrolytic capacitor-less LED drivers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5818-5827, 2017.

[25] G. G. Pereira, M. A. Dalla Costa, J. M. Alonso, M. F. De Melo, and C. H. Barriuello, "LED driver based on input current shaper without electrolytic capacitor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4520-4529, 2017.

[26] C. Gobatto, S. V. Kohler, I. H. de Souza, G. W. Denardin, and J. de Pelegrini Lopes, "Integrated topology of DC-DC converter for LED



شکل ۱۷- نتایج عملی استرس جریان، الف) سیگنال گیت کلید S و جریان D_1 ، ب) سیگنال گیت کلید S و جریان D_2 ، ج) سیگنال گیت کلید S و جریان D_3 ، د) سیگنال گیت کلید S و جریان D_4 ، ه) سیگنال گیت کلید S و جریان D_5 ، و) سیگنال گیت کلید S و جریان S.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک درایور LED جدید ارائه شده است که از سه مبدل dc-dc یکپارچه (بوست و دو مبدل باک/بوست) برای رسیدن به ویژگی‌های زیر ترکیب شده است: ۱) تصحیح ضریب توان، ۲) ریپل پایین جریان خروجی، ۳) حذف خازن الکتrolیتی و ۴) بکارگیری فقط یک کلید قدرت برای سه مبدل dc-dc. به منظور دستیابی به جریان خروجی مطلوب و ضریب توان بالا در ورودی، کنترل کننده خطی برای درایور LED پیشنهادی بکار گرفته شده است. عملکرد درایور LED پیشنهادی و عملکرد کنترل کننده طراحی شده از طریق شبیه سازی و نتایج عملی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. نتایج ارائه شده، کارایی درایور LED پیشنهادی و کنترل کننده طراحی شده را تایید می کنند.

مراجع

[1] Y. Wang, J. M. Alonso, and X. Ruan, "A review of LED drivers and related technologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5754-5765, 2017.

[2] M. Arias, A. Vázquez, and J. Sebastián, "An overview of the AC-DC and DC-DC converters for LED lighting applications," *automatika*, vol. 53, no. 2, pp. 156-172, 2012.

[3] I. Castro, A. Vazquez, M. Arias, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastian, "A review on flicker-free AC-DC LED drivers for single-phase and three-phase AC power grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 10035-10057, 2019.

[4] S. Salehahari, E. Babaei, and M. Sarhangzadeh, "A new structure of multilevel inverters based on coupled inductors to increase the output current," in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, 2015: IEEE, pp. 19-24.

[۵] سیده بهرآور، کریم عباس زاده، جواد علمایی، "مبدل dc-dc افزایشده تکروردی-چندخروجی توسعه یافته"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۵۰، شماره ۳، صفحات ۱۰۷۳ تا ۱۰۸۳، بهار ۱۳۹۹.

- adapters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 8, pp. 9455-9467, 2022.
- [32] Z. Liao, H. Gu, C. Cao, and Z. Chen, "Research on a single-stage isolated electrolytic capacitor-less LED driver," *Optik*, vol. 225, p. 165688, 2021.
- [33] A. Malschitzky, E. Agostini, and C. B. Nascimento, "Integrated bridgeless-boost nonresonant half-bridge converter employing hybrid modulation strategy for LED driver applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 8049-8060, 2020.
- [34] Y. Wang, J. Huang, W. Wang, and D. Xu, "A single-stage single-switch LED driver based on class-E converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2618-2626, 2016.
- [35] Y. Wang, F. Li, Y. Qiu, S. Gao, Y. Guan, and D. Xu, "A single-stage LED driver based on flyback and modified class-E resonant converters with low-voltage stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8463-8473, 2019.
- [36] I. S. Association, "IEEE recommended practices for modulating current in high-brightness LEDs for mitigating health risks to viewers," *IEEE Std*, vol. 2015, no. 2015, pp. 1-80, 1789.
- [37] M. N. Z. Abidin, "IEC 61000-3-2 harmonics standards overview," *Schaffner EMC Inc., Edison, NJ, USA*, 2006.
- street lighting system based on modular drivers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3881-3889, 2018.
- [27] B. Vakili, M. Sarhangzadeh, A. Nostratpour, and J. F. Ardashir, "Integrated Isolated AC/DC Converter Using IOFL for LED Driver Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023.
- [28] M. Sarhangzadeh, S. H. Hosseini, M. B. B. Sharifian, and G. B. Gharehpetian, "Multiinput direct DC-AC converter with high-frequency link for clean power-generation systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1777-1789, 2010.
- [29] M. Sarhangzadeh, S. H. Hosseini, M. B. B. Sharifian, G. B. Gharehpetian, and O. Sarhangzadeh, "Dynamic analysis of DVR implementation based on nonlinear control by IOFL," in *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2011: IEEE, pp. 000264-000269.
- [30] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5789-5796, 2017.
- [31] H. Li, S. Li, W. Xiao, and S. Y. R. Hui, "A modulation method for capacitance reduction in active-clamp flyback-based AC-DC