

# ارائه ساختار جدید مبدل AC به DC کاهنده-افزاینده بدون پل دیود برای درایو موتورهای dc بدون جاروبک

نوید تقی زادگان کلانتری<sup>۱</sup> و سجاد قابلی ثانی<sup>۲</sup>

<sup>۱</sup> نویسنده مسئول، استادیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران  
taghizadegan@azaruniv.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشجوی دکتری، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران  
s.gabelisani@azaruniv.ac.ir

(تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۸/۴ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۴/۳)

نشریه سالانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۵- شماره ۱

بهار و تابستان ۱۳۹۷

صفحه ۳۹ الی ۶۱

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

## چکیده

در این مقاله ساختاری جدید مبتنی بر مبدل های AC به DC بدون پل دیود برای درایو موتور dc بدون جاروبک ارائه شده است. تاکنون برای درایو این نوع از موتورهای dc، مبدل های کاهنده و افزایشی و مبدل هایی باقابلیت کاهش و افزایش ولتاژ خروجی با ساختارهای بدون پل دیود و باقابلیت اصلاح ضریب توان ارائه شده‌اند. در این مقاله با ساختاری جدید، این امکان فراهم شده است که مبدل در وضعیت های کاهنده، افزایشی و یا کاهنده-افزاینده به طور دلخواه و مجزا عمل کند. همچنین، در ورودی مبدل پیشنهادی نیازی به پل دیود وجود ندارد. کاهش تعداد خازن های الکترولیتی مورد استفاده در مدار پیشنهادی، یکی از مزایای آن است که به مراتب موجب کاهش هزینه و حجم مدار می شود. همچنین، در ساختار پیشنهادی پل دیود و خازن لینک dc ورودی حذف شده است. در مدار پیشنهادی با استفاده از مزیت عملکرد مدار در حالت DCM، اصلاح ضریب توان ورودی انجام شده است که موجب کاهش انتقال توان راکتیو به شبکه خواهد شد.

## واژه های کلیدی

مبدل AC به DC،

مبدل های بدون پل دیود،

مبدل کاهنده،

مبدل افزایشی،

مبدل کاهنده افزایشی.



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>

# A Novel Bridgeless Buck-Boost AC-DC Converter for BLDC Motors Drive

Navid Taghizadegan Kalantari<sup>1</sup> and Sajad Ghabeli Sani<sup>2</sup>

<sup>1</sup> **Corresponding Author**, Associate Prof., Faculty of Electrical Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran, Email: [taghizadegan@azaruniv.ac.ir](mailto:taghizadegan@azaruniv.ac.ir)

<sup>2</sup> Ph.D. Student, Faculty of Electrical Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran, Email: [s.gabelisani@azaruniv.ac.ir](mailto:s.gabelisani@azaruniv.ac.ir)

## ABSTRACT

### Keywords

AC/DC Converter,  
bridgeless converters,  
buck converter,  
boost converter,  
buck-boost converter.

In this paper, a new structure based on bridgeless AC-DC converters for BLDC motor drive is presented. Up to now, in order to drive BLDC motors, buck-boost converters and some converters with the capability of output voltage decreasing and increasing have been presented. In this paper, by using a novel structure, the capability of operating in step-down, step-up and step up-step down states separately and desirable for the converter is provided. Also, the diode bridge at the input of the converter is not required. In the proposed converter, the reduction in the number of electrolytic capacitors is one of the advantages that results in a lower cost and size for the circuit. Furthermore, the diode bridge and electrolytic capacitor at the input of the converter is not used. In the proposed converter, by using the benefits of the DCM operation, the power factor correction is applied which reduces reactive power transfer to the power grid.

## ۱- مقدمه

امروزه، مبدل‌های ولتاژ AC به DC به‌طور گسترده‌ای در درایوهای قابل تنظیم موتورها (ASD<sup>۱</sup> ها)، منابع تغذیه‌ی کلید زنی شده (SMPS<sup>۲</sup> ها)، منابع تغذیه بدون وقفه (UPS<sup>۳</sup> ها)، دستگاه‌های جوشکاری و همچنین سیستم‌های شارژ باتری استفاده می‌شوند.

برای تبدیل ولتاژ AC به DC تاکنون راهکارهای مختلفی ارائه شده است. مبدل‌هایی که از آغاز تاکنون ارائه شده‌اند، ساختارهای بسیار مختلفی را در بر می‌گیرند. مزایا و معایب هر کدام از ساختارها موجب شده است که مدارات بهبود یافته‌ای برای مبدل‌های AC به DC ارائه شوند [۱].

مبدل‌های AC به DC معمول با استفاده از پل دیود (ولتاژ DC غیر قابل کنترل) و یا با به کارگیری پل تریستوری که با استفاده از زوایای آتش، قابلیت کنترل ولتاژ DC را میسر می‌سازند. این مبدل‌ها به دو صورت مبدل‌های با قابلیت انتقال توان به‌صورت یک‌سویه و یا دوسویه وجود دارند. در کاربردهایی مانند قطار برقی، بایستی قابلیت انتقال توان هم از سمت منبع ورودی به موتور و هم در جهت عکس فراهم گردد. به این ترتیب در هنگام حرکت در سربالایی‌ها انرژی به سمت موتور جاری شده و در سرازیری‌ها و همچنین هنگام ترمز قطار، انتقال توان به سمت منبع جاری خواهد شد. همچنین انرژی ترمزی نیز در یک باتری ذخیره شده و یا به سمت منبع ورودی جریان می‌یابد. بدین منظور یک مبدل پل تریستوری به همراه مبدل بوست رایج، با قابلیت اصلاح ضریب توان در [۲] ارائه شده است.

مبدل‌های AC به DC می‌توانند از جوانب مختلف مانند تعداد عناصر به کاررفته در ساختار مدار، چند مرحله‌ای بودن مبدل‌ها، تعداد حلقه‌های کنترلی، میزان کیفیت و ضریب توان ورودی، قابلیت افزایش و یا کاهش ولتاژ و همچنین استفاده از پل دیود و یا عدم استفاده از آن مورد بحث قرار گیرند. اولین و ساده‌ترین روش استخراج ولتاژ DC از ولتاژ AC، استفاده از پل دیود به همراه خازن است. در این روش با وجود یکسوسازی ولتاژ ورودی، شکل موج‌های جریان ورودی با کیفیت پایین و میزان هارمونیک بالا را به وجود می‌آورد، همچنین از کیفیت ضریب توان منبع تغذیه AC ورودی، به شدت کاسته می‌شود. برای جلوگیری از این اتفاق، ساختارهای مختلفی برای یکسوسازی با پل دیود و بدون پل دیود و همچنین، ساختارهایی مبتنی بر عملکرد افزاینده بدون پل دیود با قابلیت اصلاح ضریب توان ارائه شده‌اند [۳].

مبدل‌های AC به DC، اخیراً از ساختارهایی شامل مبدل‌های معمول مانند کاهنده، افزاینده و کاهنده افزاینده تشکیل شده‌اند. ساختارهای بدون پل دیود با اصلاح ضریب توان کاهنده، و همچنین ساختار افزاینده (بوست) در [۴] و [۵]، ارائه شده‌اند که به ترتیب تنها عمل کاهش و یا افزایش را انجام می‌دهند. بنابراین بازه‌ی کنترل ولتاژ این مبدل‌ها، تنها با افزایش و یا کاهش ولتاژ لینک dc در خروجی، تعیین می‌شود. در یک ساختار جدیدتر، برای کنترل ولتاژ لینک dc با قابلیت افزایش و کاهش آن، از یک مبدل کاهنده افزاینده بدون پل دیود در ساختار [۶] استفاده شده است.

ساختارهای AC-DC غیر مجزا مبتنی بر مبدل کاک (Cuk)، در [۷-۱۰] ارائه شده است. این ساختارها از مبدل کاک غیر مجزا نتیجه گرفته شده‌اند. همچنین، به‌طور مشابه، ساختارهای حاصل شده از مبدل‌هایی مانند SEPIC، Zeta و سلول کلید زنی کانونیکال (CSC<sup>۴</sup>) به ترتیب در [۱۱]، [۱۲] و [۱۳] ارائه شده‌اند. تمامی این ساختارها به‌صورت غیر مجزا می‌باشند و در کاربردهایی که نیاز به مجزا بودن ولتاژ خروجی از برق شهری دارند، مانند یخچال و فریزرها، قابل استفاده نخواهند بود. علاوه بر این، بحث پیوسته

بودن جریان ورودی نیز در این مدارات بسیار حائز اهمیت است. در ساختارهایی که جریان ورودی آن‌ها پیوسته نیست، به‌طور معمول از فیلتر ورودی استفاده می‌شود تا ریپل جریان ورودی کاهش داده شود. همچنین، از فیلتر ورودی جهت کاهش تاثیرتداخل الکترومغناطیسی (EMI<sup>۵</sup>) نیز می‌توان استفاده نمود.

یکی دیگر از ساختارهای قابل استفاده در مبدل‌های AC به DC، ساختار بدون پل دیود مبدل فلای‌بک مبتنی بر اصلاح ضریب توان می‌باشد که در [۱۴-۱۶] ارائه شده است. این مبدل، تعداد عناصر کمتری دارد اما به این علت که از ساختار فلای‌بک حاصل شده‌اند، قابلیت کار در توان‌های پایین در حدود ۱۰۰ تا ۱۵۰ وات را خواهند داشت.

یک مبدل کاک (Cuk) مجزا شده بدون پل دیود در [۱۷] ارائه شده است که ساختار آن با استفاده از حذف پل دیود ورودی در مبدل DC به AC با استفاده از مبدل کاک (Cuk) مجزا شده به‌دست آمده است. ساختارهای مجزا شده دیگر با استفاده از مبدل‌های SEPIC و Zeta به‌دست آمده‌اند که ایزولاسیون فرکانس بالا را فراهم می‌آورند، و به ترتیب در [۱۸-۱۹] و [۲۰] ارائه شده‌اند.

همان‌گونه که گفته شد، تاکنون مبدل‌های مختلفی برای تبدیل ولتاژ متناوب به ولتاژ یکسوشده ارائه شده‌اند. یکی از مهم‌ترین کاربردهای این گونه از مبدل‌ها، استفاده برای کنترل سرعت موتور dc بدون جاروبک می‌باشد. با توجه به اینکه کنترل سرعت موتورهای بدون جاروبک از طریق افزایش سرعت پالس دهی، موجب افزایش فرکانس کلید زنی و در نتیجه افزایش تلفات کلید زنی می‌شود، استفاده از روش کنترل ولتاژ، برای کنترل سرعت این موتورها مناسب‌تر خواهد بود.

تاکنون، ساختارهای متنوعی، جهت کنترل موتورهای dc بدون جاروبک استفاده شده‌اند که در ادامه آورده شده‌اند. یک نمونه مدار درایو موتور dc بدون جاروبک با استفاده از یکسو کننده Vienna جهت بهبود کیفیت درایو موتور BLDC با افزایش ضریب توان، در [۲۱] ارائه شده است.

یک مبدل افزاینده با عملکرد هم‌زمان دو کلید قدرت و استفاده از یک سلول مبدل جدید، برای بهبود ریپل گشتاور و بهینه سازی درایو موتور بدون جاروبک dc مبتنی بر مبدل افزاینده (بوست) متداول ارائه شده است [۲۲]. یک مبدل الکترونیک قدرت جدید جهت کاهش و حذف ریپل گشتاور با استفاده از ساختاری ترکیبی مبتنی بر ساختار SEPIC متداول و مبدل چندسطحی NPC، ارائه شده است [۲۳]. یک ساختار جدید جهت عملکرد ساده و باقابلیت اطمینان بالا و مقاوم در برابر خطا برای درایو موتورهای BLDC با اندوکتانس پایین و سرعت بالا ارائه شده است [۲۴].

برای درایو موتور dc بدون جاروبک، روشی مبتنی بر استفاده از یک اینورتر منبع ولتاژ (VSI<sup>۶</sup>) که در لینک dc خود ولتاژی ثابت خواهد داشت پیشنهاد شده است. در این نوع اینورتر باید سرعت موتور را از طریق PWM یا سایر روش‌های کنترل ولتاژ کنترل کرد که خود منجر به افزایش فرکانس کلید زنی خواهد شد [۲۵]. انواع ساختارهای مختلف برای داشتن ضریب توان ورودی بهتر و اصلاح شده در [۲۶] ارائه شده‌اند.

انتخاب وضعیت عملکرد یک مبدل باقابلیت اصلاح ضریب توان مسئله مهمی است چراکه مستقیماً بر هزینه و انتخاب عناصر به کار رفته شده در مبدل، تأثیر می‌گذارد. حالت هدایت پیوسته جریان (CCM) و حالت هدایت ناپیوسته جریان (DCM)، دو حالتی می‌باشند که مبدل می‌تواند در یکی از این دو عمل نماید [۲۶] و [۱]. برای عملکرد مبدل باقابلیت اصلاح ضریب توان در حالت CCM، جریان سلف و یا ولتاژ روی خازن ورودی به‌صورت پیوسته است، اما نیازمند دو حس‌گر ولتاژ (برای لینک dc و ولتاژ

تغذیه) و یک حس گر جریان برای جریان ورودی می باشد که به صرفه نیست، در حالی که، عملکرد DCM تنها به یک حس گر ولتاژ جهت کنترل ولتاژ لینک dc نیاز دارد و اصلاح ضریب توان به صورت ذاتی، در سمت ولتاژ متناوب ورودی اتفاق می افتد. تنها ایراد عملکرد در حالت DCM، افزایش استرس کلید است. بنابراین، عملکرد هدایت ناپیوسته جریان (DCM)، برای کاربردهای توان پایین مناسب می باشد [۲۶] و [۱].

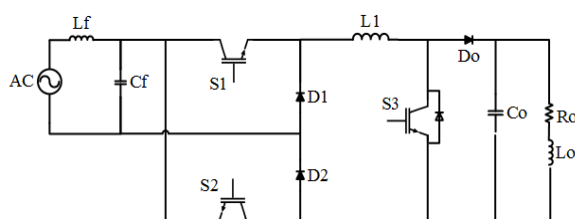
در این مقاله، ساختاری جدید، مبتنی بر ترکیب دو مبدل کاهنده و افزایشنده ارائه شده است، که در این ساختار پل دیودی ورودی و همچنین خازن لینک dc ورودی، حذف شده اند. امکان افزایش ولتاژ با بهره  $\frac{1}{1-D}$  و همچنین امکان کاهش ولتاژ خروجی با بهره D و همچنین، امکان عملکرد مبدل به صورت کاهنده-افزاینده و با بهره  $\frac{D}{1-D}$ ، از مزایای ساختار ارائه شده می باشد. همچنین در این مقاله، نتایج حاصل از درایو یک موتور dc بدون جاروبک، با کاهش و یا افزایش سرعت، ارائه شده است. برای تحقق اصلاح ضریب توان، از عملکرد مبدل در حالت هدایت ناپیوسته جریان (DCM) استفاده شده است، که دلیل آن بیشتر اشاره شد.

## ۲- مبدل AC به DC پیشنهادی

مبدل پیشنهادی، یک ساختار AC-DC جدید است، که قابلیت کنترل ولتاژ خروجی را در حالات کاهنده (با بهره D)، افزایشنده (با بهره  $\frac{1}{1-D}$ ) و همچنین قابلیت عملکرد کاهنده-افزاینده با بهره  $(\frac{D}{1-D})$  را دارد و می تواند با کنترل ولتاژ لینک dc ورودی یک اینورتر، به کنترل سرعت موتور dc بدون جاروبک اقدام نماید. در این بخش، ساختار مداری، عملکرد CCM، BCM و طراحی سلف مبدل برای عملکرد سیستم در حالت DCM و همچنین بخش های مختلف سیستم درایو پیشنهادی، بیان شده اند.

### ۲-۱- ساختار مداری مبدل پیشنهادی

شکل (۱)، ساختار کلی مبدل AC-DC کاهنده افزایشنده هم زمان بدون پل دیود ورودی را نمایش می دهد. مدار پیشنهادی از ترکیب ۲ مبدل کاهنده و یک مبدل افزایشنده به وجود آمده است. پل دیود ورودی با استفاده از مبدل کاهنده دوم که مسیر را برای عبور جریان در هنگام منفی شدن ولتاژ ورودی فراهم می کند، به وجود آمده است. مبدل ارائه شده می تواند در وضعیت های کاهنده، افزایشنده و همچنین افزایشنده-کاهنده به طور مستقل عمل نماید. در ساختار این مدار تنها از یک خازن الکتrolیتی و تنها یک سلف استفاده شده است. برای حذف ریبیل های جریان ورودی از یک فیلتر غیر فعال L-C استفاده شده است. نحوه عملکرد و همچنین مدهای کاری مدار، در ادامه ارائه شده اند، که شامل عملکرد مبدل در وضعیت های کاهنده، افزایشنده و کاهنده-افزاینده می باشد. ساختار اساسی مدار AC-DC پیشنهادی، در شکل (۱) نشان داده شده است. کلیدهای S1 تا S3، می توانند ماسفت و یا IGBT باشند، که با توجه به توان و فرکانس کاری مبدل، انتخاب می شود.



شکل (۱). ساختار مداری مبدل پیشنهادی

## ۲-۲- عملکرد مدار پیشنهادی در حالت CCM

مدار پیشنهادی از دو بخش کلی تشکیل شده است که هر کدام مزایای خاص مربوط به خود را به وجود آورده‌اند. بخش اول این ساختار، به صورت یک مبدل کاهنده (باک) است که عمل کاهش ولتاژ خروجی را با بهره  $D$  انجام می‌دهد. بخش دوم که بعد از بخش کاهنده قرار دارد، یک مبدل افزایشنده (بوست) با بهره  $\frac{1}{1-D}$  می‌باشد. همچنین، مبدل پیشنهادی در حالت عملکرد کاهنده-افزاینده (باک بوست)، دارای بهره  $\frac{D}{1-D}$  خواهد بود. با توجه به اینکه، ولتاژ ورودی مستقیماً به برق متناوب متصل شده است، میزان ولتاژ ورودی ( $V_{in}$ ) برابر با متوسط ولتاژ ورودی در نظر گرفته شده که با در نظر داشتن پیک ولتاژ ورودی به صورت ( $V_m$ )، مقدار ولتاژ مؤثر، برابر با  $V_{in,e} = \frac{2V_m}{\pi}$  می‌شود.

### ۱-۲-۲- عملکرد کاهنده

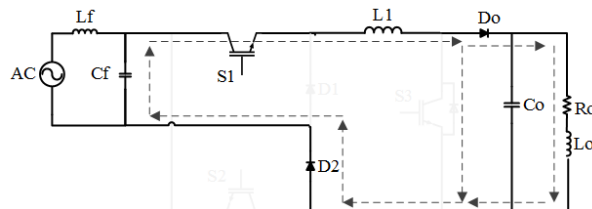
مبدل ارائه شده با رعایت شرایط زیر می‌تواند به صورت مبدل کاهنده (باک) عمل نماید. با خاموش کردن کلید  $S3$  و انجام PWM بر روی کلیدهای  $S1$  و  $S2$  می‌توان ولتاژ خروجی مبدل را کنترل کرد. برای پالس دهی به مبدل کاهنده، باید از ولتاژ ورودی نمونه برداری انجام گیرد و یا با انجام عمل تشخیص عبور از صفر، علامت بازه کاری (نیم سیکل) ولتاژ ورودی (نیم سیکل مثبت یا نیم سیکل منفی) تشخیص داده شود. پس از معلوم شدن علامت ولتاژ ورودی، عمل مدولاسیون عرض پالس (PWM) به صورت زیر انجام می‌شود:

$$\begin{cases} \text{if } V_{in} > 0 & S1 = PWM \\ \text{if } V_{in} < 0 & S2 = PWM \\ \text{else} & S1, S2 = 0 \end{cases} \quad (1)$$

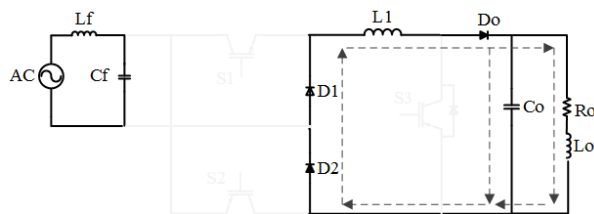
که در این صورت بهره ولتاژ خروجی برابر خواهد بود با:

$$M(v) = \frac{V_o}{V_{in,e}} = D \quad (2)$$

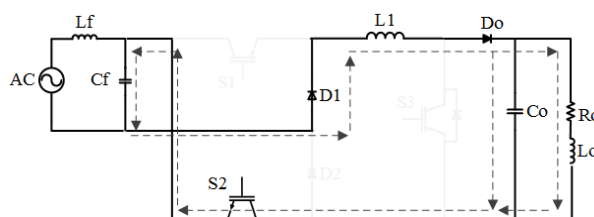
$V_o$ ، متوسط ولتاژ خروجی و  $V_{in}$  متوسط ولتاژ ورودی است. شکل‌های (۳ و ۲) مدهای عملکردی مدار را در وضعیتی که ولتاژ ورودی مثبت ( $V_{in} > 0$ ) باشد، نشان می‌دهد. شکل (۵ و ۴) مدهای عملکردی مدار را در وضعیتی که ولتاژ ورودی منفی ( $V_{in} < 0$ ) است، نشان می‌دهد.



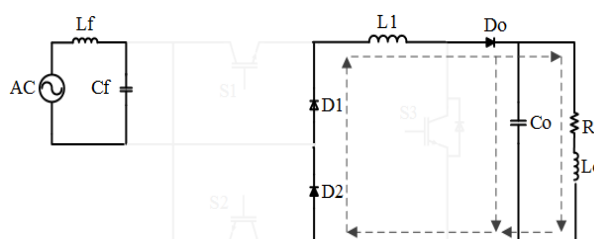
شکل (۲). مبدل در حالت کاهنده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت  $S1, ON$



شکل (۳). مبدل در حالت کاهنده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{1,OFF}$



شکل (۴). مبدل در حالت کاهنده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{2,ON}$



شکل (۵). مبدل در حالت کاهنده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{2,OFF}$

### ۲-۲-۲- عملکرد افزایشده

برای عملکرد مبدل در حالت افزایشده باید شرایطی برقرار شود تا مبدل به شکل یک مبدل بوست درآید. در حالت افزایشده (بوست) مبدل می تواند عمل افزایش ولتاژ را انجام دهد.

شرایط کلید زنی مدار برای عملکرد افزایشده در روابط زیر آمده است:

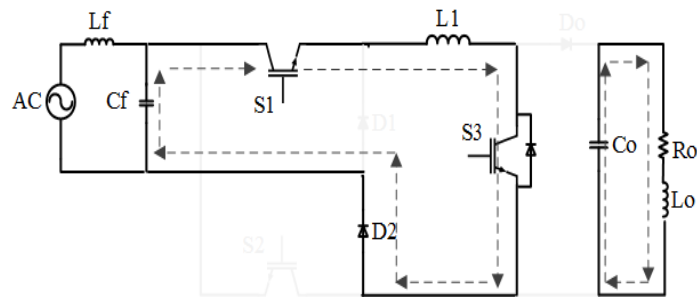
$$\begin{cases} \text{if } V_{in} > 0 & S1 = 1, S2 = 0, S3 = PWM \\ \text{if } V_{in} < 0 & S1 = 0, S2 = 1, S3 = PWM \\ \text{else} & S1, S2 = 0 \end{cases} \quad (۳)$$

در وضعیت عملکرد افزایشده، دو کلید  $S1$  و  $S2$  تنها نقش برقراری مسیر جریان را برای مدار خواهند داشت، به طوری که جریان، قابلیت جاری شدن به طور مناسب در نیم سیکل های مثبت و منفی را در مدار داشته باشد.

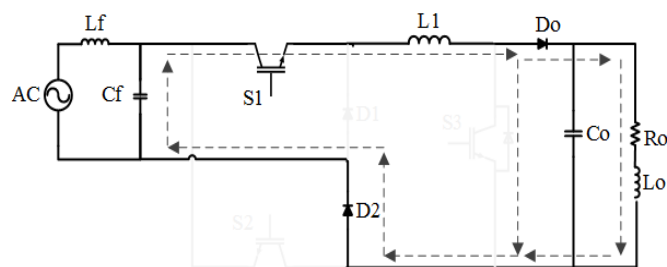
بهره ولتاژ در این مدار به صورت زیر می باشد:

$$M(v) = \frac{V_o}{V_{in,e}} = \frac{1}{1-D} \quad (۴)$$

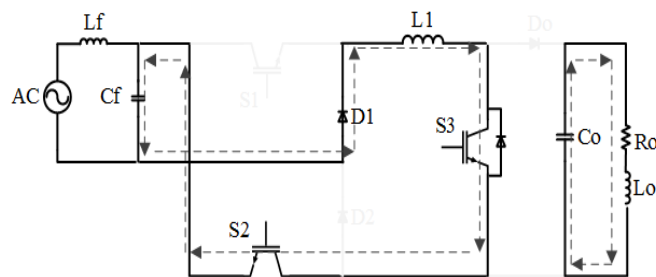
شکل‌های (۶) تا (۹) مدهای عملکردی مدار را در حالت افزایشنده نشان می‌دهند.



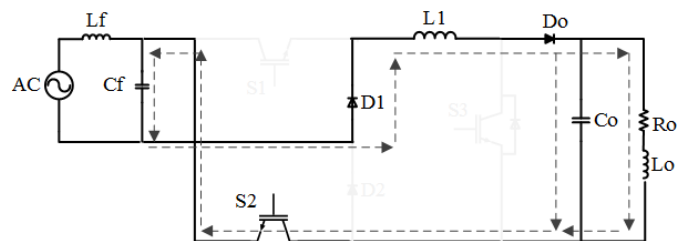
شکل (۶). مبدل در حالت افزایشنده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{3,ON}$



شکل (۷). مبدل در حالت افزایشنده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{3,OFF}$



شکل (۸). مبدل در حالت افزایشنده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{3,ON}$



شکل (۹). مبدل در حالت افزایشنده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{3,OFF}$



۳-۲-۲- عملکرد کاهنده-افزاینده

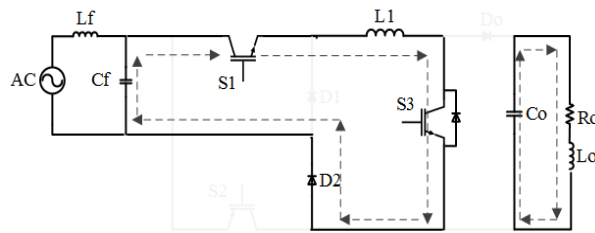
یکی دیگر از مزایای این مدار علاوه بر حذف پل دیود، عملکرد به صورت کاهنده-افزاینده (باک-بوست) می‌باشد. این مدار علاوه بر قابلیت عملکرد در حالت‌های کاهنده و افزایش به طور مستقل، در مواقع لازم می‌تواند از مزایای هر دو وضعیت بهره برده و به صورت کاهنده-افزاینده عمل نماید. برای عملکرد در این وضعیت، کلید زنی باید طبق روابط زیر انجام گیرد:

$$\begin{cases} \text{if } V_{in} > 0 & \begin{cases} S1 = \text{PWM}, S2 = 0 \\ S3 = \text{PWM} \end{cases} \\ \text{if } V_{in} < 0 & \begin{cases} S1 = 0, S2 = \text{PWM} \\ S3 = \text{PWM} \end{cases} \\ \text{else} & S1, S2, S3 = 0 \end{cases} \quad (5)$$

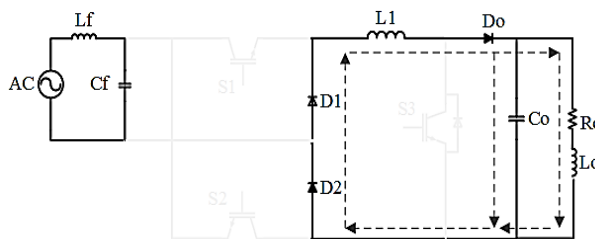
مسیرهای عبور جریان و مدهای کاری در شکل‌های (۱۰ تا ۱۳) نشان داده شده‌اند ولی کلیدهای S1 و S2 به صورت PWM، عمل می‌نمایند.

در این مدار بهره ولتاژ خروجی حاصل ضرب دو بهره مدار کاهنده و افزایش خواهد بود. برای بهره ولتاژ مبدل در این حالت داریم:

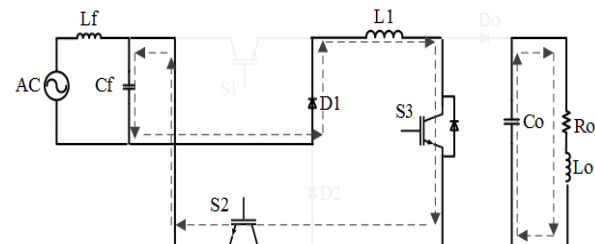
$$M(v) = \frac{V_o}{V_{in,e}} = \frac{D}{1-D} \quad (6)$$



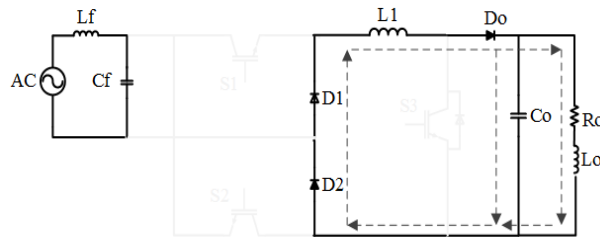
شکل (۱۰). مبدل در حالت کاهنده-افزاینده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت S3,ON



شکل (۱۱). مبدل در حالت کاهنده-افزاینده در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی - وضعیت S3,OFF



شکل (۱۲). مبدل در حالت کاهنده-افزاینده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت S3,ON



شکل (۱۳). مبدل در حالت کاهنده-افزاینده در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی - وضعیت  $S_{3,OFF}$

### ۳-۲- طراحی مدار برای اصلاح ضریب توان ورودی در حالت کاهنده-افزاینده

برای عملکرد مدار ارائه شده در حالت کاهنده-افزاینده و اصلاح ضریب توان خروجی، باید مبدل در حالت DCM عمل نماید [۲۶-۲۷]. برای این کار ضروری است مقدار سلف ( $L$ ) به گونه‌ای محاسبه شود که عملکرد مدار در DCM اتفاق بیفتد. بدین منظور، ابتدا مقدار ریپل جریان سلف مدار را در حالت مرزی BCM محاسبه می‌کنیم و مقدار سلف را کمتر از مقدار حداقل محاسبه شده در وضعیت BCM در نظر می‌گیریم. برای عملکرد مدار، تنها حالت کاهنده-افزاینده در نظر گرفته شده است تا مبدل بتواند در حالات کاهش و افزایش ولتاژ خروجی عمل نماید.

#### ۱-۳-۲- محاسبه ریپل جریان سلف در BCM

به علت آنکه نمودارهای ولتاژ و جریان سلف در حالت کاهنده-افزاینده و در حالات مثبت یا منفی بودن ورودی مشابه هم هستند پس برای محاسبات مربوط به عملکرد مدار فرض می‌کنیم که مدار در نیم سیکل مثبت قرار دارد. در این صورت مدار به صورت شکل (۶) خواهد بود. برای عملکرد مدار در حالت کاهنده-افزاینده و روشن و خاموش کردن کلیدها، باید به هردو کلید  $S_1$  و  $S_3$  به صورت هم‌زمان پالس‌ها را اعمال کرد.

برای محاسبه ریپل جریان سلف، ابتدا ولتاژ سلف را باید محاسبه کرد. ابتدا وضعیت روشن بودن کلیدها  $S_{on}$ :

$$S_{on} \rightarrow V_L = V_g \quad (7)$$

$$S_{off} \rightarrow V_L = -V_o \quad (8)$$

برای بهره ولتاژ حالت کاهنده-افزاینده از (۷) و (۸) داریم:

$$DV_g + (1-D)V_o = 0 \rightarrow \frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{1-D} \quad (9)$$

معادله جریان سلف:

$$i_L(\tau) = \frac{1}{L} \int_0^\tau V_g dt + i_L(0) \quad (10)$$

محاسبه ریپل جریان:

$$i_L(Dt) - i_L(0) = \Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_g dt = \frac{DV_g}{Lf_s} \quad (11)$$

با قرار دادن (۹) در (۱۱) خواهیم داشت:

$$\Delta i_L = \frac{DV_g}{Lf_s} = \frac{(1-D)V_o}{Lf_s} \quad (12)$$

از طرفی میدانیم که  $i_L(0) = 0$ ، پس می توان به جای  $\Delta i_L$  مقدار  $i_{LDT} = i_{Lmax}$  را قرار داد. اکنون باید جریان سلف را برحسب جریان خروجی به دست آورد. در بازه  $DT < t < T$  می توان نوشت:

$$i_o = (1-D)i_L \quad (13)$$

با ترکیب معادلات (۱۲) و (۱۳) حداکثر مقدار سلف که بتواند مدار را در ناحیه DCM نگه دارد، بدست می آید.

$$L_{min} = \frac{(1-D_{min})^2 V_o}{f_s \times i_{o min}} = \frac{(1-D_{min})^2 R_{L max}}{f_s} \quad (14)$$

### ۲-۳-۲- طراحی مقدار سلف

برای راه اندازی موتوری با مقدار امپدانس هر فاز برابر با  $Z=3+j0.395$  اهم، و با فرض عملکرد مدار تا حداقل سیکل وظیفه  $D=20\%$ ، فرکانس کلید زنی ۲۰ کیلوهرتز و بار خروجی با مقاومت حداکثر ۳ اهم مقدار سلف از رابطه (۱۵) بدست می آید:

$$L_{min} = \frac{(1-0.2)^2 \times 3}{20000} = 96\mu H \quad (15)$$

بنابراین مقدار سلف را ۹۰ میکرو هانری انتخاب می کنیم تا مدار همواره در ناحیه هدایت ناپیوسته DCM عمل نماید.

### ۲-۳-۳- محاسبات انتخاب دیودها و کلیدها

برای انتخاب دیودها و کلیدها باید حداکثر ولتاژ و جریان روی عناصر محاسبه شود. برای کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  طبق (۱۲) می-

توان نوشت:

$$I_{S1,S2max} = I_{Lmax} = \frac{DV_g}{Lf_s} \quad (16)$$

حداکثر ولتاژ روی کلیدها همان پیک ولتاژ AC ورودی است:

$$V_{S1,S2max} = V_{ACmax} \quad (17)$$

برای جریان دیودهای  $D1$  و  $D2$  داریم:

$$I_{D1,D2max} = I_{Lmax} = \frac{DV_g}{Lf_s} \quad (18)$$

برای ولتاژ روی دیودها نیز از (۱۹) خواهیم داشت:

$$V_{D1,D2max} = V_{ACmax} \quad (19)$$

و جریان دیود  $D_o$  برابر است با:

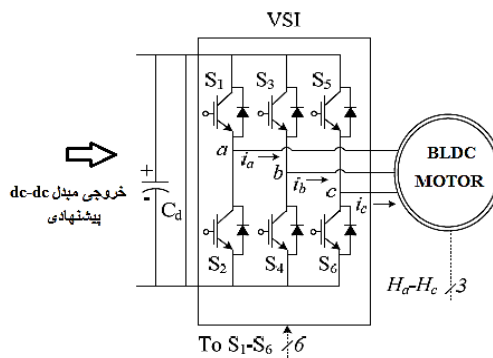
$$I_{Do} = I_{o max} = L_{Lmax} = \frac{(1-D)V_o}{Lf_s} \quad (20)$$

برای حداکثر ولتاژ معکوس روی دیود داریم:

$$V_{Do} = V_{o max} \quad (21)$$

## ۲-۴- ساختار اینورتر تمام پل برای درایو موتور BLDC

جهت راه اندازی موتور BLDC ضروری است عملکرد درایو با استفاده از داده‌های حس گرهای اثر هال نصب شده بر روی موتور، همانند درایو اینورتر متصل شده به موتور انجام شود. در روش کنترل سرعت با مبدل AC-DC پیشنهادی، به علت اینکه لینک dc جهت کنترل سرعت استفاده شده است، می توان با داشتن فرکانس کلید زنی پایین و استفاده از روش کلید زنی که در جدول (۱) نشان داده شده است، اقدام به کلید زنی اینورتر نمود. در نتیجه تلفات کلید زنی در اینورتر پایین و بازدهی این بخش از مدار، بیشتر می شود. مدار بخش پالس دهی جهت تعیین اتصالات موتور به ولتاژ dc که از طریق حس گرهای اثر هال روی موتور تشخیص داده می شود، به صورت شکل (۱۴) می باشد.



شکل (۱۴). نحوه اتصال مبدل AC-DC پیشنهادی به اینورتر تمام پل

کلید زنی برای این بخش از مدار مستقل از مدار dc بوده و باید براساس شرایط حس گرهای اثر هال و کلید زنی طبق جدول (۱) صورت گیرد. برای جلوگیری از افزایش فرکانس در کلید زنی اینورتر شکل (۱۴) که موجب افزایش تلفات در این مبدل خواهد شد، به جای استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، کنترل سرعت موتور با کنترل ولتاژ لینک dc ورودی اینورتر (که ولتاژ آن با استفاده از مبدل افزایشنده-کاهنده پیشنهادی کنترل می شود)، انجام شده است. بدین ترتیب، برای کنترل سرعت موتور، نیازی به افزایش سرعت تعویض تحریک فازها نبوده و عمل کنترل سرعت تنها با کنترل ولتاژ dc (VDC) توسط کنترل کننده PI، انجام می گیرد.

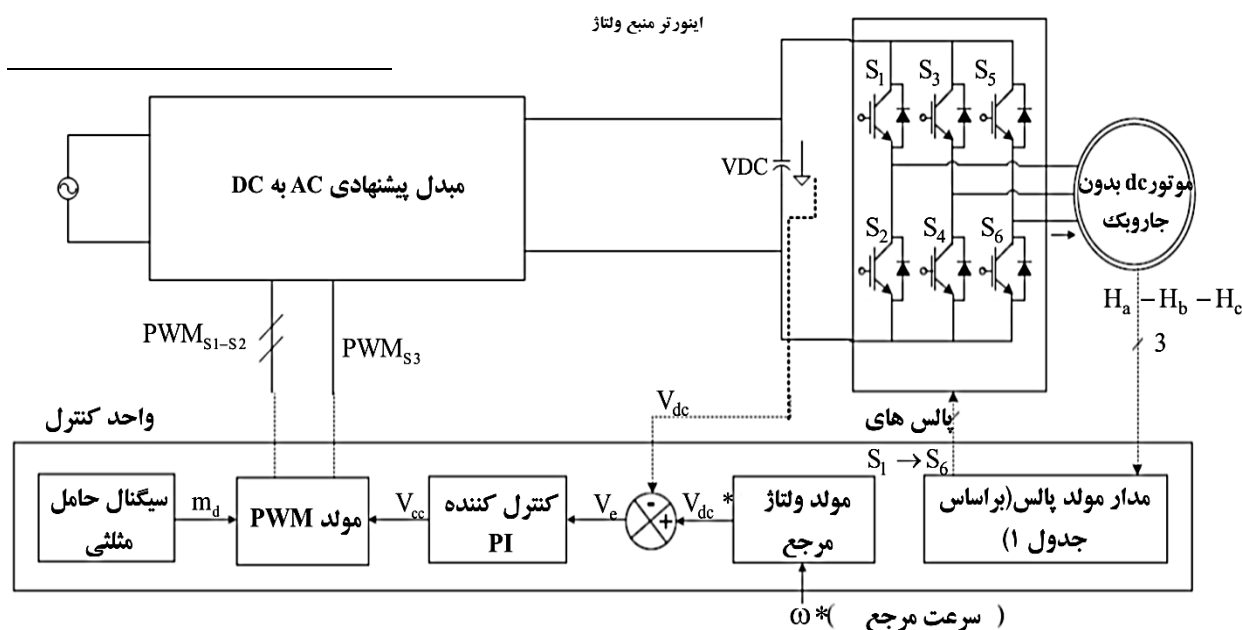
جدول (۱). حالات کلید زنی اینورتر منبع ولتاژ با استفاده از وضعیت حس گرهای اثر هال

زاویه چرخش	سیگنال حس گرهای هال			حالات کلید زنی					
	$H_a$	$H_b$	$H_c$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
-	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
۰-۶۰	۰	۰	۱	۱	۰	۰	۰	۰	۱
۶۰-۱۲۰	۰	۱	۰	۰	۱	۱	۰	۰	۰
۱۲۰-۱۸۰	۰	۱	۱	۰	۰	۱	۰	۰	۱
۱۸۰-۲۴۰	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۱	۱	۰
۲۴۰-۳۰۰	۱	۰	۱	۱	۰	۰	۱	۰	۰
۳۰۰-۳۶۰	۱	۱	۰	۰	۱	۰	۰	۱	۰
-	۱	۱	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰

مطابق جدول (۱) مشاهده می شود که برای دستیابی به هر زاویه چرخش بر اساس موقعیت روتور می توان کلید زنی را به صورت مناسب انجام داد.

## ۲-۵- سیستم کنترلی مبدل پیشنهادی

برای کنترل سیستم درایو پیشنهادی جهت انجام تغییرات سرعت، با استفاده از تغییر چرخه کاری مبدل کاهنده-افزاینده (باک-بوست) اقدام می شود. با استفاده از یک سیستم کنترلی PI، مبدل این امکان را پیدا می کند که ولتاژ لینک dc را جهت کنترل سرعت، تنظیم نماید. ساختار سیستم کنترلی پیشنهادی به همراه مبدل و اینورتر منبع ولتاژ در شکل (۱۵) نشان داده شده است.



شکل (۱۵). سیستم کنترلی مبدل پیشنهادی جهت درایو موتور dc بدون جاروبک

ساختار کلی سیستم کنترلی ارائه شده از چند بخش تشکیل شده است: ۱- بخش پالس دهی به اینورتر جهت راه اندازی موتور، که این بخش با استفاده از سیگنال حس گرهای اثر هال موجود و یا نصب شده بر روی موتور، و طبق قوانین جدول (۱)، پالس دهی را انجام می دهد. ۲- بخش کنترل ولتاژ لینک dc ورودی اینورتر، که با کنترل ولتاژ لینک dc، قادر به کنترل سرعت موتور dc بدون جاروبک می باشد. این بخش از سیستم کنترلی، سرعت مرجع موتور را دریافت کرده و با استفاده از یک ضریب عددی، تبدیل به ولتاژ می کند. ولتاژ مرجع ایجاد شده در این بخش، با ولتاژ لینک dc مقایسه شده و خطای سیستم کنترلی به کنترل کننده PI اعمال می شود. در نهایت، خروجی کنترل کننده PI با یک سیگنال حامل مثلثی مقایسه شده و پالس دهی مبدل AC-DC پیشنهادی را فراهم می آورد.

## ۳- مقایسه تعداد عناصر ساختار پیشنهادی و ساختارهای پیشین

با توجه به ساختارهای پیشین برای مبدل های AC-DC بدون پل دیود که تاکنون ارائه شده اند، جدول (۲) ارائه شده است:

جدول (۲). مقایسه ساختار پیشنهادی

نوع ساختار	تعداد عناصر				
	کلید	دیود	سلف	خازن	مجموع
کاهنده [۴]	۲	۴	۲	۲	۱۰
افزاینده [۲۸]	۲	۲	۱	۲	۷
کاهنده-افزاینده [۲۹]	۳	۴	۱	۳	۱۱
چوک (Cuk) [۷]	۲	۳	۳	۲	۱۰
SEPIC [۳۰]	۲	۳	۱	۳	۹
مبدل پیشنهادی	۳	۳	۱	۱	۸

مطابق جدول (۲)، تعداد عناصر مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌هایی که قابلیت کاهش و افزایش ولتاژ خروجی را دارند، کاهش یافته است. همچنین، با توجه به اینکه، ساختار بوست با پل دیود نیز می‌تواند عملکرد کاهندگی و افزایش‌دهی را داشته باشد، به علت نیاز به سیستم کنترلی پیچیده که موجب دشواری پیاده سازی شده و به علت وجود خازن الکتrolیتی در مدار، که باعث کاهش عمر سیستم می‌گردد، چندان مناسب نخواهد بود. علاوه بر موارد ذکر شده، به علت اصلاح ضریب توان دشوار و نیاز به سیستم کنترلی پیچیده‌تر در مبدل بوست با پل دیودی، سیستم پیشنهادی می‌تواند جایگزین خوبی برای این نوع مبدل باشد.

#### ۴- طراحی فیلتر ورودی

برای طراحی یک فیلتر غیرفعال LC در سمت ورودی، جهت حذف هارمونیک‌های مرتبه بالاتر و جلوگیری از ورود آن‌ها به منبع تغذیه، با در نظر گرفتن حداکثر جریان پیک ۵ آمپر، در سرعت ۲۰۰۰ دور در دقیقه و گشتاور ۳ نیوتون متر، حداکثر مقدار ظرفیت خازن فیلتر، طبق روابط ذکر شده در [۳۱] عبارت است از:

$$C_{f \max} = \frac{I_{Peak}}{\omega_L V_{Peak}} \tan(\theta) = 5 \times \frac{1}{314 \times 220 \sqrt{2}} \tan(1^\circ) = 900n \text{ f} \quad (22)$$

که در معادله فوق،  $C_{f \max}$  حداکثر مقدار خازن فیلتر،  $V_{peak}$  ولتاژ پیک ورودی مبدل پیشنهادی،  $\omega_L$  فرکانس شبکه با واحد رادیان بر ثانیه و  $\theta$  زاویه بین ولتاژ و جریان ورودی است. در معادله (۲۲)، مقدار ۹۰۰ نانو فاراد (به علت در دسترس بودن) برای  $C_f$  انتخاب می‌شود. همچنین برای طراحی مقدار سلف فیلتر داریم:

$$L_f = \frac{1}{4\pi^2 \times f_c^2 \times C_f} - 0.04 \frac{1}{\omega_L} \left( \frac{V_s^2}{P_o} \right) = \frac{1}{4\pi^2 \times 2000^2 \times 900 \times 10^{-9}} - 0.04 \frac{1}{314} \left( \frac{220^2}{220 \times 5} \right) = 1.44mH \quad (23)$$

در معادله (۲۳)، طبق روابط ذکر شده در [۳۱]، مقدار  $f_c$  برابر با یک‌دهم فرکانس کلید زنی (یک‌دهم بیست کیلوهرتز) انتخاب می‌شود، بنابراین برای سلف فیلتر، مقدار ۱/۴۴ میلی هانری انتخاب می‌شود.

## ۵- نتایج و شبیه سازی

در این بخش، نتایج مربوط به شبیه سازی ساختار پیشنهادی در نرم افزار متلب ارائه شده است.

### ۵-۱- مشخصات موتور و بار اعمال شده

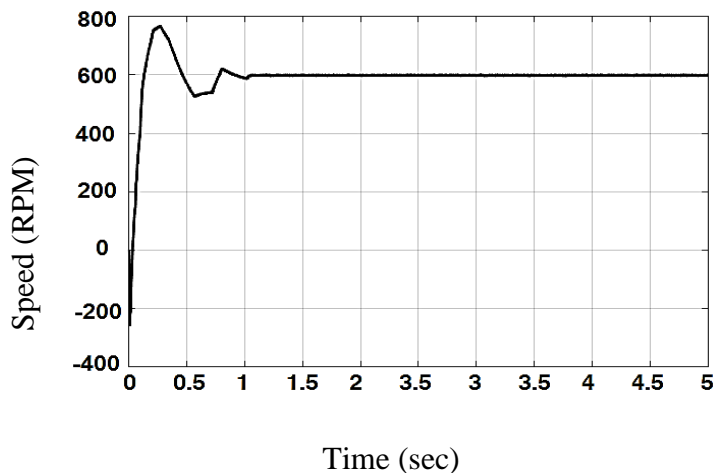
مشخصات پارامترهای مورد استفاده در شبیه سازی برای مبدل، بار، موتور و کنترل کننده PI در جدول (۳) نشان داده شده است:

جدول(۳). مقادیر پارامترهای مورد استفاده در شبیه سازی

مقدار	پارامتر
۴	تعداد فازهای موتور
۳ اهم	مقاومت هر فاز موتور
۸ میلی هانری	اندوکتانس هر فاز موتور
۰/۰۰۰۸	اینرسی $J(kg.m^2)$
۳ نیوتون متر	گشتاور بار اعمالی به موتور
۹۰ میکروهانری	سلف $L_1$
۲/۲ میلی فاراد	خازن خروجی مبدل AC-DC
۲۰ کیلوهرتز	فرکانس کلید زنی مبدل AC-DC
۱/۴۴ میلی هانری	سلف فیلتر ورودی
۹۰۰ نانو فاراد	خازن فیلتر ورودی
۰/۵	ضریب $k_p$ کنترل کننده PI
۵	ضریب $k_i$ کنترل کننده PI

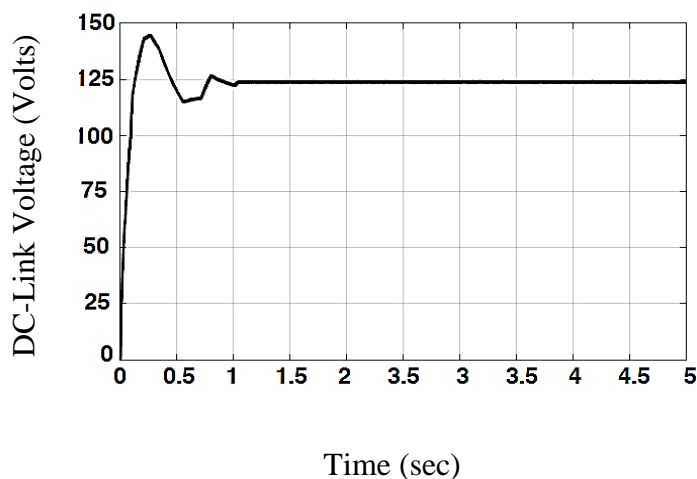
### ۵-۲- نتایج کنترل سرعت

تغییرات سرعت موتور dc بدون جاروبک، با استفاده از عمل افزایش و یا کاهش ولتاژ لینک dc ورودی اینورتر انجام گرفته است. همچنین، پالس دهی اینورتر، با استفاده از روش ذکر شده در جدول(۱) و طبق نتایج دریافتی از وضعیت خروجی حس گرهای اثر حال نصب شده بر روی موتور، انجام شده است. برای کنترل سرعت موتور dc بدون جاروبک با استفاده از مبدل پیشنهادی، به عنوان نمونه، سرعت ۶۰۰ دور در دقیقه به عنوان مرجع به سیستم کنترلی اعمال شده است. نتیجه تغییر سرعت موتور و شکل موج آن در شکل (۱۶) نشان داده شده است:



شکل (۱۶). شکل موج تغییر سرعت موتور با سرعت مرجع ۶۰۰rpm

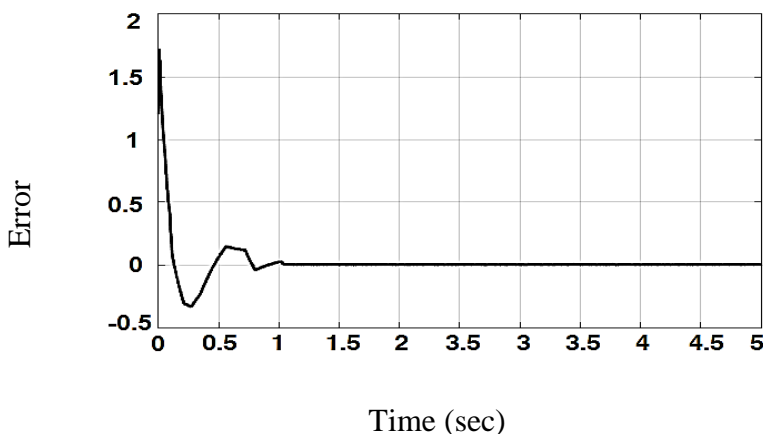
بدیهی است که برای رسیدن به این سرعت مشخص، باید مقدار ولتاژ لینک dc طوری تنظیم شود که بتواند سرعت موردنیاز را به وجود آورد. شکل موج ولتاژ لینک dc در شکل (۱۷) نشان داده شده است:



شکل (۱۷). شکل موج تغییر ولتاژ لینک dc جهت تنظیم سرعت موتور با سرعت مرجع ۶۰۰rpm

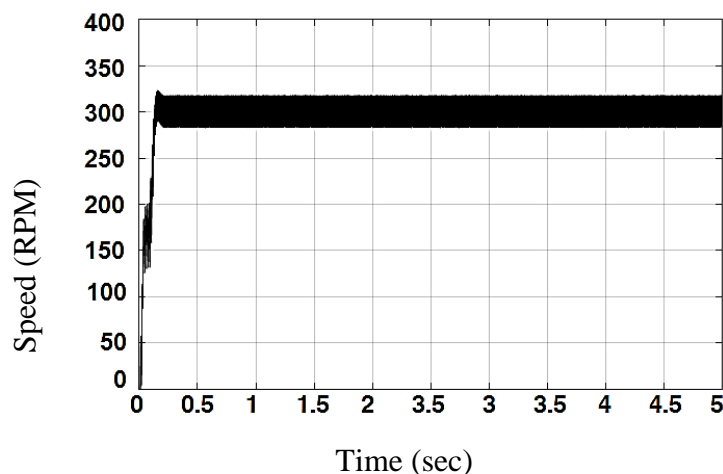
مشاهده می شود، ولتاژ لینک dc برابر با ۱۲۵ ولت توانسته است سرعت ۶۰۰ دوربردقیقه را برای موتور بدون جاروبک فراهم آورد. بدیهی است که این تنظیم ولتاژ توسط کنترل کننده PI به دست آمده است. برای اطمینان از عملکرد کنترل کننده PI تحت سیگنال های مرجع داده شده اطمینان حاصل کنیم، می توان سیگنال خطا را دنبال کرد که این سیگنال بایستی در نهایت مقدار صفر داشته باشد. شکل موج سیگنال خطا برای کنترل کننده PI مربوطه در شکل (۱۸) نشان داده شده است.





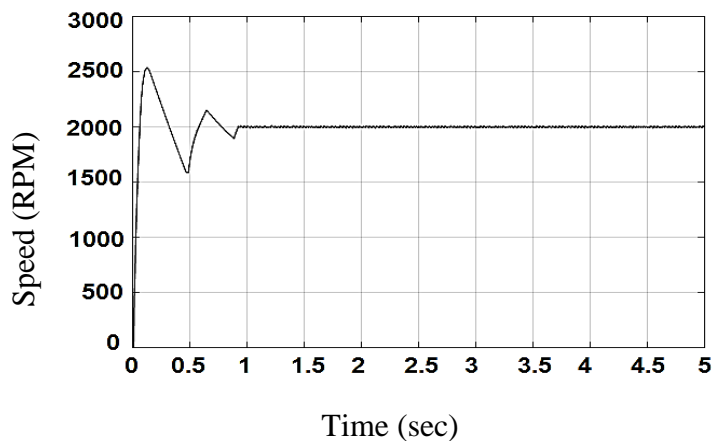
شکل ۱۸. شکل موج سیگنال خطا جهت تنظیم سرعت موتور با سرعت مرجع ۶۰ rpm

همچنین، نتایج حاصل از کنترل سرعت در حالت کاهنده و با تعیین سرعت مرجع سیستم کنترلی برابر با ۳۰۰ دور در دقیقه، در شکل (۱۹)، ارائه شده است.



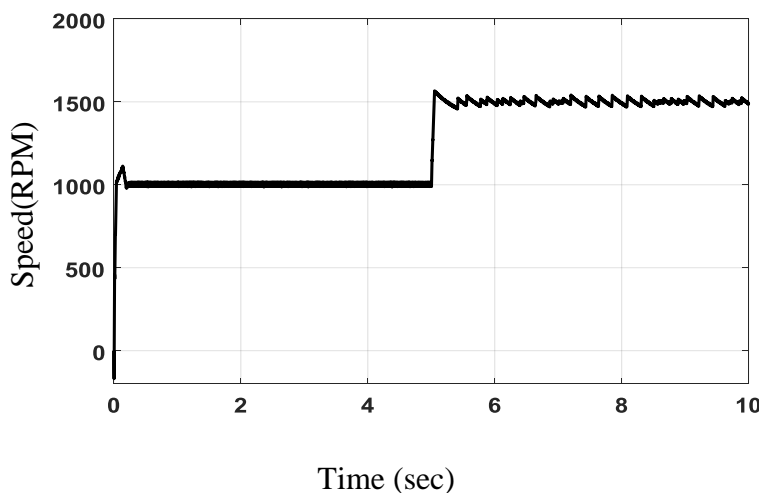
شکل (۱۹). شکل موج تغییر سرعت موتور با سرعت مرجع ۳۰۰ rpm

و برای عملکرد مدار در حالت افزایشده، شکل موج تغییرات سرعت، از صفر تا سرعت ۲۰۰۰ دور در دقیقه، در شکل نشان داده شده است.



شکل (۲۰). شکل موج تغییر سرعت موتور با سرعت مرجع ۲۰۰۰ rpm

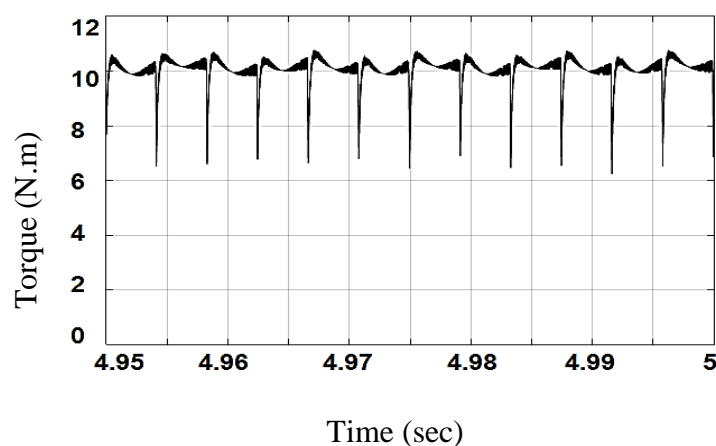
همان طور که در شکل های (۱۷) تا (۲۰)، مشاهده می شود، ساختار پیشنهادی قابلیت افزایش، کاهش و کاهش-افزایش سرعت را دارد. همچنین، برای نمایش عملکرد سیستم کنترلی به تغییرات پله ی سرعت ورودی، شکل (۲۱) برای تغییر سرعت از ۱۰۰۰ تا ۱۵۰۰ دور در دقیقه در ثانیه ۵ام، نشان داده شده است. مشخص است که سیستم در کمتر از ۱۰۰ میلی ثانیه، به تغییرات سرعت پاسخ می دهد.



شکل (۲۱). شکل موج تغییر سرعت موتور از سرعت مرجع ۱۰۰۰rpm تا ۱۵۰۰rpm در ثانیه ۵ام

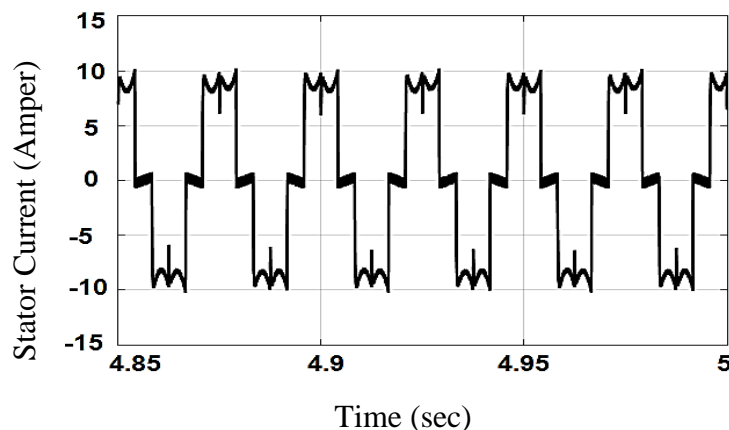
### ۳-۵- منحنی جریان استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی

شکل موج گشتاور الکترومغناطیسی موتور BLDC، بعد از انجام کنترل سرعت تا ۶۰۰ دور در دقیقه، به صورت شکل (۲۲) می باشد.



شکل (۲۲). شکل موج تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی موتور BLDC

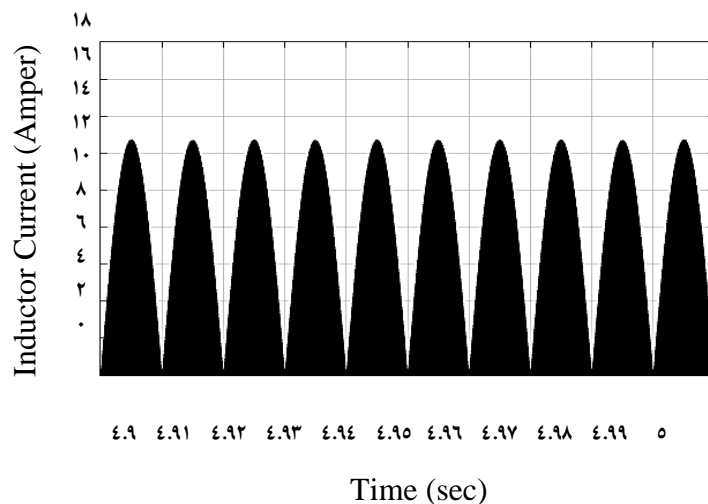
همچنین، برای شکل موج جریان استاتور موتور dc بدون جاروبک، در شکل (۲۳) ارائه شده است.



شکل (۲۳). شکل موج جریان استاتور موتور BLDC

#### ۵-۴- شکل موج جریان سلف مبدل

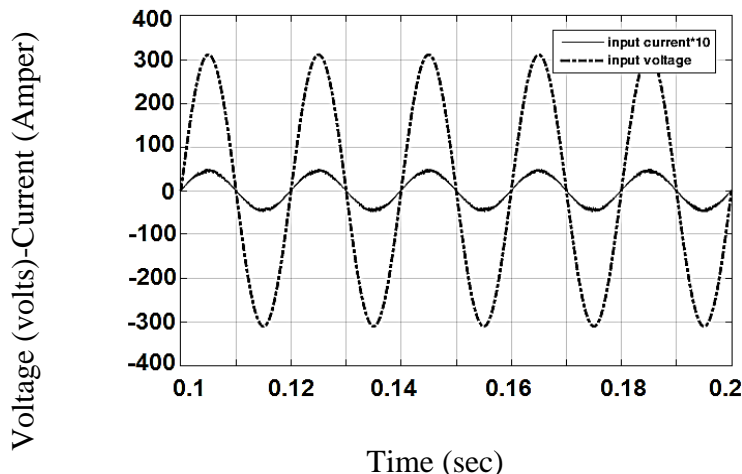
همچنان که ذکر شد، محاسبات برای سلف به گونه‌ای انجام می‌گیرد که مبدل در مد هدایت ناپیوسته عمل نماید. شکل موج جریان سلف مبدل در شکل (۲۴) نشان داده شده است:



شکل (۲۴). شکل موج جریان سلف مبدل AC-DC

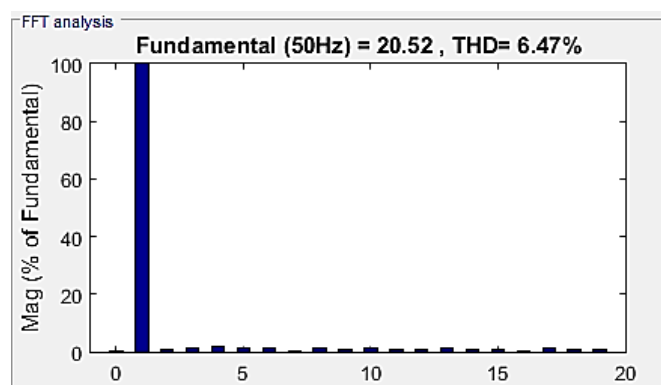
#### ۵-۵- شکل موج ولتاژ و جریان ورودی

کیفیت شکل موج جریان ورودی یکی از مسائلی است که باید در مدارات AC/DC مورد توجه قرار بگیرد. شکل موج جریان ورودی مبدل، در ولتاژ ورودی ۲۲۰ ولت مؤثر، گشتاور بار ۳ نیوتون متر و با سرعت ۲۰۰۰ دور در دقیقه، در شکل (۲۵) نشان داده شده است:



شکل (۲۵). شکل موج جریان (با ضریب ۱۰) و ولتاژ متناوب ورودی (با ضریب ۱)

جهت تعیین کیفیت شکل موج جریان از تبدیل فوریه بهره برده ایم و نمودار زیر میزان مؤلفه‌های هماهنگ جریان ورودی را به همراه میزان اعوجاج هماهنگ (THD) نشان می‌دهد:



شکل (۲۶). نمودار مؤلفه‌های هارمونیک و اعوجاج هماهنگ کل برای جریان ورودی مبدل

یکی از مسائل مهم دیگر که از شکل موج‌های (۲۵-۲۶) دریافت می‌شود، میزان ضریب توان بالای مبدل می‌باشد که در نتیجه‌ی عملکرد مناسب مبدل به دست آمده است. از شکل (۲۵) مشخص است که، شکل موج‌های ولتاژ و جریان شبکه تقریباً هم‌فاز هستند و همچنین مؤلفه اول هماهنگ شکل موج جریان ورودی مقدار بسیار بالایی را دارا می‌باشد.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله با ارائه‌ی ساختاری جدید، ولتاژ لینک dc مربوط به اینورتر منبع ولتاژ کنترل کننده حرکت موتور dc بدون جاروبک کنترل شده است. در این ساختار پل دیود ورودی حذف شده و مسیرهای جریان با استفاده از دیودها و کلیدها ایجاد شده‌اند. مبدل حاضر عمل کاهش، افزایش و کاهش-افزایش ولتاژ لینک dc را از طریق کنترل عرض پالس اعمالی به مبدل پیشنهادی و با استفاده از کنترل کننده‌های PI انجام می‌دهد. شکل موج جریان ورودی مبدل دارای کیفیت هماهنگ بالا و دارای  $THD=6/47$  می‌باشد. ضریب توان مبدل در حالت عملکرد افزایشنده-کاهنده در مقداری نزدیک به واحد است. برای کاهش

فرکانس کلید زنی در اینورتر، به‌جای اعمال روش‌های مدولاسیون عرض پالس (PWM) و مشابه آن، از کنترل ولتاژ لینک dc جهت کنترل سرعت استفاده‌شده است. برای به دست آوردن وضعیت اصلاح ضریب توان (PFC) از مد عملکردی هدایت ناپیوسته سلف استفاده‌شده است و ضریب توان، تنها با یک حس گر ولتاژ، به‌دست آمده است.

## ۷- مراجع

- [1] Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad, Ashish Pandey and Dwarka P. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 50, NO. 5, OCTOBER 2003
- [2] S. Y. (Ron) Hui, Henry Shu-Hung Chung and Siu-Chung Yip, "A Bidirectional AC-DC Power Converter with Power Factor Correction," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 5, SEPTEMBER 2000
- [3] João Paulo M. Figueiredo and Fernando L. Tofoli, Bruno Leonardo A. Silva, "A Review of Single-Phase PFC Topologies Based on The Boost Converter," 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications- INDUSCON 2010 -
- [4] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "Bridgeless High-Power-Factor Buck Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.26, no.2, pp.602-611, Feb. 2011.
- [5] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "A Bridgeless PFC Boost Rectifier With Optimized Magnetic Utilization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.24, no.1, pp.85-93, Jan. 2009.
- [6] V. Bist and B. Singh, "An Adjustable Speed PFC Bridgeless Buck-Boost Converter Fed BLDC Motor Drive", *IEEE Tran. Ind. Electron.*, vol.61, no.6, pp.2665-2677, June 2014.
- [7] A. A. Fardoun, E. H. Ismail, A. J. Sabzali, M. A. Al-Saffar, "New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27, no.7, pp.3292-3301, July 2012.
- [8] B. Singh and V. Bist, "An Improved Power Quality Bridgeless Cuk Converter Fed BLDC Motor Drive for Air Conditioning System", *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 5, p. 902-913, 2013.
- [9] M. Mahdavi and H. Farzaneh-Fard, "Bridgeless Cuk power factor correction rectifier with reduced conduction losses," *IET Power Electron.*, vol.5, no.9, pp.1733-1740, November 2012.
- [10] M. R. Sahid, A. H. M. Yatim and N. D. Muhammad, "A bridgeless Cuk PFC converter," *Proc. of IEEE Applied Power Electron. Colloquium (IAPEC)*, pp.81-85, 18-19 April 2011.
- [11] M. Mahdavi and H. Farzanehfard, "Bridgeless SEPIC PFC Rectifier with Reduced Components and Conduction Losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.58, no.9, pp.4153-4160, Sept. 2011.
- [12] V. Bist and B. Singh, "A Reduced Sensor PFC BL-Zeta Converter Based VSI Fed BLDC Motor Drive", *Electric Power System Research*, vol. 98, pp. 11-18, May 2013.
- [13] B. Singh and V. Bist, "A BL-CSC Converter fed BLDC Motor Drive with Power Factor Correction", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, IEEE Early Access, 2014.

- [14]J. Baek, J. Shin, P. Jang, B. Cho, "A critical conduction mode bridgeless flyback converter," *Proc. of IEEE 8th Int. Conf. on Power Electron. (ICPE) and ECCE Asia*, pp.487-492, May 30, 2011-June 3, 2011.
- [15]X. Chen, T. Jiang, X. Huang and J. Zhang, "A high efficiency bridgeless flyback PFC converter for adapter application," *Proc. of 28th Annual IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*, pp.1013-1017, 17-21 March 2013.
- [16]J. W. Shin, S, J. Choi and B. H. Cho, "High-Efficiency Bridgeless Flyback Rectifier with Bidirectional Switch and Dual Output Windings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no.9, pp.4752-4762, Sept. 2014.
- [17]D. Bortis, L. Fassler and J. W. Kolar, "Comprehensive analysis and comparative evaluation of the isolated true bridgeless Cuk single-phasePFC rectifier system," *Proc. of IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electron. (COMPEL)*, pp.1-9, 23-26 June, 2013.
- [18]M. R. Sahid and A. H. M. Yatim, "An isolated bridgeless AC-DC converter with high power factor," *Proc. of IEEE Int. Conf. on Power and Energy (PECon)*, pp.791-796, Nov. 29 2010-Dec. 1 2010.
- [19]Y. T. Chen and S. Z. Mo, "A bridgeless active-clamp power factor correction isolated SEPIC converter with mixed DCM/CCM operation," *Proc. of 1st Int. Future Energy Electron. Conf. (IFEEC)*, pp.1-6, 3-6 Nov. 2013.
- [20]D. Murthy-Bellur and M. K. Kazimierczuk, "Isolated Two-TransistorZeta Converter With Reduced Transistor Voltage Stress," *IEEE Trans. Circuits and Sys.- II: Express Briefs*, vol.58, no.1, pp.41,45, Jan. 2011.
- [21]Srinivasan, K., et al. "Power Quality Analysis of Vienna Rectifier for BLDC motor Drive Application." *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* 7.1 (2016): 7.
- [22]Ghosh, Aritra, et al. "Torque ripple and efficiency optimization of a novel boost converter fed BLDC Motor Drive." *Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, 2016 International Conference on. IEEE, 2016.
- [23]Viswanathan, V., and S. Jeevananthan. "Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Using Modified SEPIC converter and Three-level NPC inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics* (2017).
- [24]Li, Haitao, Wenzhuo Li, and Hongliang Ren. "Fault-Tolerant Inverter for High-Speed Low-Inductance BLDC Drives in Aerospace Applications." *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.3 (2017): 2452-2463.
- [25]B. K. Lee, B. Fahimi and M. Ehsani, "Overview of reduced parts converter topologies for AC motor drives," *32nd Annual IEEE PowerElectron. Spec. Conf. (PESC) 2001*, vol.4, pp.2019-2024, 2001.
- [26]B. Singh and S. Singh, "Single-phase power factor controller topologies for permanent magnet brushless DC motor drives," *IET Power Elect.*, vol.3, no.2, pp.147-175, March 2010.
- [27]B. Singh, S. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, "Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol.7, no.4, pp.540-556, Nov. 2011

- [28]A. A. Fardoun, E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, and A. J. Sabzali, A.J., “New “real” bridgeless high efficiency AC-DC converter,” 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expos. (APEC), pp.317-323, 5-9 Feb. 2012.
- [29]Wang Wei, Liu Hongpeng, Jiang Shigong and Xu Dianguo, “A novel bridgeless buck-boost PFC converter,” IEEE Power Electron. Spec. Conf., (PESC) 2008. pp. 1304-1308, 15-19 June 2008.
- [30]A. J. Sabzali, E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar and A. A. Fardoun, “New Bridgeless DCM Sepic and Cuk PFC Rectifiers With Low Conduction and Switching Losses,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol.47, no.2, pp.873- 881, March-April 2011.
- [31]V. Vlatkovic, D. Borojevic and F. C. Lee, “Input filter design for power factor correction circuits,” IEEE Trans. Power Electron., vol.11, no.1, pp.199-205, Jan 1996.