

## ارائه یک مبدل DC-DC افزایشده جدید با بهره ولتاژ بالا مبتنی بر شبکه فعال و سلف تزویج شده

امید سوری<sup>۱</sup>، کارشناسی ارشد؛ مجتبی حیدری<sup>۲</sup>، استادیار؛ احسان نجفی<sup>۳</sup>، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی قم - قم - ایران - o.souri@yahoo.com

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی قم - قم - ایران - heydari@qut.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی قم - قم - ایران - najafi@qut.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله مبدل DC-DC افزایشده‌ای با بهره ولتاژ بالا مناسب جهت به‌کارگیری در سیستم‌های تولید پراکنده، پیشنهاد شده‌است. ساختار مبدل پیشنهادی مبتنی بر شبکه فعال و سلف تزویج شده با دو سیم‌پیچ می‌باشد. استفاده از سلف تزویج شده با نسبت تبدیل بیش از یک در کنار مبدل شبکه فعال، باعث دستیابی به بهره ولتاژ بالا در دوره کاری پایین کلیدهای قدرت شده‌است به طوری که در دوره کاری و نسبت تبدیل یکسان، بهره مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل‌های مشابه دیگر حدود ۲ برابر بیش‌تر می‌باشد. همچنین تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال این مبدل بسیار پایین بوده و وابستگی کمی به دوره کاری مبدل دارد و در بهره ولتاژ یکسان، کمتر از نصف تنش ولتاژ کلیدهای فعال مبدل‌های مشابه دیگر می‌باشد. عمل کرد حالت ماندگار مبدل در سه حالت CCM، DCM و BCM بررسی شده و بهره ولتاژ مبدل در دو حالت CCM و DCM محاسبه شده‌است. همچنین تنش ولتاژ بر روی تمامی ادوات نیمه‌هادی در حالت CCM محاسبه شده‌است. نتایج شبیه‌سازی در دو حالت CCM و DCM، عمل کرد مبدل پیشنهادی و صحت تحلیل‌های تئوری انجام‌گرفته را تأیید می‌کنند.

**واژه‌های کلیدی:** مبدل DC-DC افزایشده؛ بهره ولتاژ بالا؛ سلف تزویج‌شده؛ شبکه فعال.

## A New Non-isolated High Step-up DC-DC Converter based on Active-Network and Coupled Inductors

O. Souri<sup>1</sup>, M.Sc Student; M. Heydari<sup>2</sup>, Assistant Professor; E. Najafi<sup>3</sup>, Assistant Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Qom University of Technology, Qom, Iran, Email: o.souri@yahoo.com

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Qom University of Technology, Qom, Iran, Email: heydari@qut.ac.ir

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Qom University of Technology, Qom, Iran, Email: najafi@qut.ac.ir

**Abstract:** In this paper, a new high step-up DC-DC converter is proposed for renewable energy systems. The proposed converter is based on active-network and coupled inductors. Using the coupled inductors alongside active-network leads to high step-up voltage gain in low duty cycle of power switches in such a way that with the same duty cycle and turns ratio of coupled inductors, the voltage gain of the proposed converter is nearly two times more than other counterpart converters. Furthermore, the voltage stress of the semiconductor switches is very low and slightly dependent on the power switches duty cycle and with the same voltage gain, it is less than half of the voltage stress of the other counterpart converters. The steady state operation of the proposed converter is investigated under continuous conduction mode (CCM), discontinuous conduction mode (DCM) and boundary conduction mode (BCM) and also the voltage gain is calculated in CCM and DCM modes. Voltage stress across all semiconductor devices is also achieved in CCM mode. The simulation results confirm the validity of theoretical analysis as well as the proper performance of the proposed converter.

**Keywords:** DC-DC step-up converter, high voltage gain, coupled inductor, active-network.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۷/۲۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۱۱/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۲/۲۰

نام نویسنده مسئول: مجتبی حیدری

نشانی نویسنده مسئول: ایران - قم - بلوار سردار شهید خدایکرم - دانشگاه صنعتی قم - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.



## ۱- مقدمه

با افزایش میزان مصرف انرژی الکتریکی، نیاز به استفاده از سیستم‌های تولید پراکنده بیش‌ازپیش احساس می‌گردد. سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر یکی از مهم‌ترین منابع انرژی الکتریکی است که در سال‌های اخیر مورد توجه ویژه مهندسين برق قرار گرفته است. سطح ولتاژ خروجی منابع تجدیدپذیر مانند سلول‌های خورشیدی و سلول‌های سوختی پایین بوده و برای اتصال آن‌ها به شبکه برق، این ولتاژ باید به ولتاژ باس DC در حدود ۲۰۰ یا ۴۰۰ ولت، بسته به سطح ولتاژ شبکه افزایش یابد [۱]، [۲]. بنابراین جهت بالا بردن سطح ولتاژ تولیدی منابع و تنظیم ولتاژ آن‌ها به مبدل‌های DC-DC افزایش یافته در طبقه قبل از اینورتر نیاز می‌باشد [۳]، [۴]. در همین راستا به منظور ایجاد ولتاژی مناسب برای اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه برق سراسری، روش‌های متنوعی توسط محققین پیشنهاد شده است [۱۷-۵]. در بسیاری از مقالات، از روش خازن کلیدزنی‌شونده یا سلف کلیدزنی‌شونده برای دست‌یابی به بهره‌های بالای ولتاژ استفاده شده است [۱۰-۵، ۱۳، ۱۵، ۱۷].

در [۵] میدلی با عنوان مبدل شبکه فعال که زیر مجموعه‌ای از روش افزایش ولتاژ با استفاده از سلف کلیدزنی‌شونده می‌باشد، پیشنهاد شده است. این مبدل شامل دو کلید فعال بوده که دارای سیستم کنترل ساده‌ای است. سلف کلیدزنی‌شونده مبتنی بر شبکه فعال در [۶] پیشنهاد شده است. در [۷] با ترکیب مدارهای سلف کلیدزنی‌شونده، سلف تزویج شده و شبکه فعال بهره ولتاژ بزرگ‌تری ایجاد شده است.

مدارهای سلف کلیدزنی‌شونده شبه فعال با سلف تزویج‌شده در [۸] پیشنهاد شده است. چنین مدارهایی قابلیت ایجاد بهره ولتاژ بالا را همراه با تنش ولتاژ پایین روی کلیدهای فعال با استفاده از سلف تزویج‌شده کوچک دارد. در این مدار جهت کاهش اضافه ولتاژ بر روی کلیدهای نیمه‌هادی و افزایش بهره ولتاژ، دو دیود و دو خازن اضافی به مدار شبکه فعال اضافه شده است. این مدار یک خازن و یک دیود از مدار بهبودیافته شبکه فعال کمتر داشته درحالی‌که تمامی ویژگی‌های دیگر آن حفظ شده است. روشی ترکیبی جهت افزایش میزان بهره ولتاژ مبدل شبکه فعال در [۹] پیشنهاد شده است. در واقع با جایگذاری دو مدار سلف کلیدزنی‌شونده به جای دو سلف معمولی شبکه فعال، به بهره ولتاژ بالاتری نسبت به یک شبکه فعال ساده دست یافته است. استفاده از این روش، باعث افزایش تعداد دیودها از یک عدد به هفت عدد بوده که موجب کاهش میزان بازده مبدل در مقایسه با بازده یک مبدل شبکه فعال ساده شده است. مبدل پیشنهادی در [۱۰] از اتصال سری یک مبدل افزایش‌دهنده معمولی و یک چندبرابرکننده ولتاژ تشکیل شده است که در مدار خود یک سلف تزویج‌شده با دو سیم‌پیچ را جای داده است. در این مبدل تنها از یک کلید فعال استفاده شده است و برای دست‌یابی به بهره ولتاژ بالا نیازی به دوره کاری بزرگ نیست؛ هم‌چنین انرژی ذخیره‌شده در سلف تزویج‌شده به جای تلف‌شدن، مستقیماً به سمت بار هدایت می‌شود، بنابراین میزان تلفات مبدل، کاهش یافته و بازده مبدل افزایش می‌یابد. در [۱۱] میدلی ترکیبی پیشنهاد شده است. این مبدل بر مبنای مبدل

شبکه فعال ساخته شده است، با این تفاوت که جهت دست‌یابی به بهره ولتاژ بیشتر، از یک مبدل شبکه فعال معمولی و نوعی از مدار خازن کلیدزنی‌شونده شامل دو خازن و سه دیود که به صورت سری با مبدل شبکه فعال متصل شده‌اند، استفاده گردیده است. در [۱۲] مبدل بدون ترانسفورماتور مبتنی بر مبدل شبکه فعال که از سلف‌های تزویج‌شده بهره می‌برد، به منظور حل مشکلاتی همچون حجم زیاد مبدل‌های افزایش‌دهنده مرسوم، تنش ولتاژ زیاد بر روی کلیدهای فعال و همچنین محدودیت در بهره ولتاژ پیشنهاد شده است. در این مبدل علاوه بر استفاده از خازن متعادل‌کننده ولتاژ کلیدهای فعال، از سلف تزویج‌شده کلیدزنی‌شونده استفاده گردیده است. مبدل [۱۳] از جایگذاری نوعی سلف تزویج‌شده کلیدزنی‌شونده به جای سلف‌های مبدل شبکه فعال حاصل شده است. یکی از مهم‌ترین مزایای این مبدل، حجم کم آن به دلیل استفاده از تنها یک هسته برای دو سلف تزویج‌شده می‌باشد. در واقع هر دو سلف تزویج شده تنها بر روی یک هسته پیچیده شده‌اند؛ با این حال، تعداد دیودهای این مبدل در مقایسه با مبدل شبکه فعال معمولی چهار عدد بیش‌تر است که این امر موجب کاهش بازده مبدل می‌شود. به منظور دست‌یابی به بهره ولتاژ بالا و کاهش تنش ولتاژ و جریان روی کلیدهای فعال، ترکیبی از مبدل شبکه فعال، سلف تزویج‌شده و شارژر پمپ در [۱۴] استفاده شده است. بازده این مبدل در مقایسه با مبدل افزایش‌دهنده فلائی‌بک به دلیل کاهش محسوس تنش ولتاژ و جریان بر روی کلیدهای فعال و دیودها افزایش پیدا کرده است. در [۱۵] برای دست‌یابی به بهره ولتاژ بالا، یک مبدل شبکه فعال ترکیبی با سلف کلیدزنی‌شونده/خازن کلیدزنی‌شونده ارائه شده است. با این حال، تعداد بالای المان‌های به کاررفته در این مبدل، تلفات هدایت را افزایش و بازده کلی سیستم را کاهش می‌دهد.

در این مقاله میدلی با بهره ولتاژ بالا، مبتنی بر شبکه فعال و سلف تزویج‌شده دو سیم‌پیچ پیشنهاد شده است. کاهش تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال و بالا بودن بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی از مزایای این مبدل نسبت به مبدل‌های مشابه است. در بخش ۲، تحلیل حالت ماندگار مبدل در حالت‌های کاری DCM، CCM و BCM و همچنین محاسبه تنش ولتاژ نیمه‌هادی‌ها انجام می‌گیرد. در بخش ۳، تجزیه و تحلیل پارامترهای پارازیتی مبدل پیشنهادی و تأثیر آن بر روی بهره ولتاژ و بازده آورده شده است. در بخش ۴، مقایسه‌ای بین عمل‌کرد مبدل پیشنهادی با مبدل‌هایی که اخیراً ارائه شده، انجام گرفته است. ملاحظات طراحی المان‌های مبدل پیشنهادی در بخش ۵ آورده شده است. نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در بخش ۶ مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد و روابط تحلیلی مبدل پیشنهادی را تأیید می‌کند و بخش آخر به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

## ۲- تحلیل حالت ماندگار مبدل پیشنهادی

ساختار مبدل پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است که از دو قسمت شبکه فعال و چندبرابرکننده ولتاژ تشکیل شده است. این مبدل

**حالت دوم  $[t_1, t_2]$ :**

مطابق شکل ۳(ب)، در این حالت کلیدهای فعال خاموش می‌شوند. به محض خاموش شدن کلیدهای فعال، دیود  $D_1$  بایاس مستقیم شده و خازن  $C_1$  توسط منبع ولتاژ شارژ می‌شود. به علاوه دیودهای  $D_2$  و  $D_3$  نیز بایاس مستقیم شده و خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  توسط منبع ولتاژ و به وسیله سلف‌های تزویج شده شارژ می‌شوند. در این حالت به دلیل بایاس معکوس شدن دیود خروجی  $D_4$ ، بار مقاومتی  $R$  انرژی مورد نیاز خود را از خازن خروجی  $C_o$  تأمین می‌کند. این حالت در هنگام اجرای فرمان روشن شدن کلیدهای فعال پایان می‌یابد و حالت اول دوباره تکرار می‌شود.

**۱-۱-۲- محاسبه بهره ولتاژ**

باتوجه به شکل ۳(الف) می‌توان در لحظه روشن بودن هر دو کلید فعال  $S_1$  و  $S_2$  روابط زیر را نوشت:

$$v_{LM1}^{on} = v_{LM2}^{on} = v_{N1}^{on} = V_{in} \quad (۱)$$

$$v_o = v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} + 2NV_{in} \quad (۲)$$

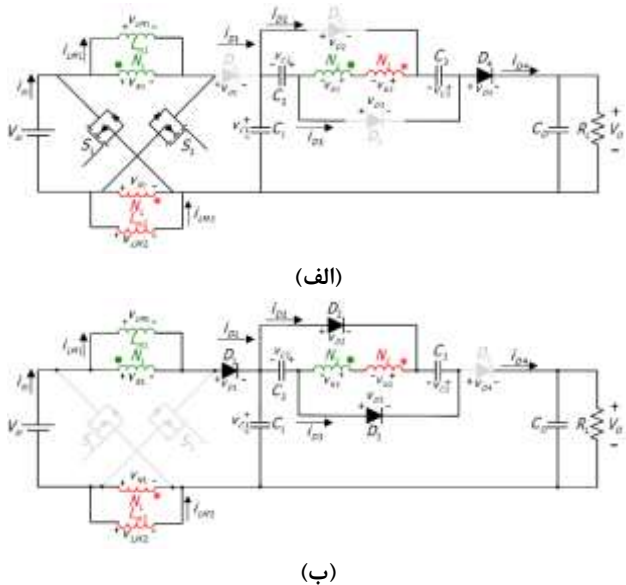
در رابطه فوق  $N$  برابر نسبت تبدیل سلف‌های تزویج شده و به صورت  $N_2/N_1$  تعریف می‌شود. همچنین در لحظه خاموش بودن کلیدهای فعال روابط زیر بر مدار حاکم است:

$$v_{LM1}^{off} = v_{LM2}^{off} = v_{N1}^{off} = \frac{V_{in} - v_{C1}}{2} \quad (۳)$$

$$v_{C2} = v_{C3} = -2Nv_{N1}^{off} \quad (۴)$$

با استفاده از قانون تعادل ولت-ثانه مربوط به یکی از دو سیم‌پیچ اولیه سلف‌های تزویج شده، رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$Dv_{N1}^{on} + (1 - D)v_{N1}^{off} = 0 \quad (۵)$$



شکل ۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی در CCM: (الف) حالت اول؛ (ب) حالت دوم

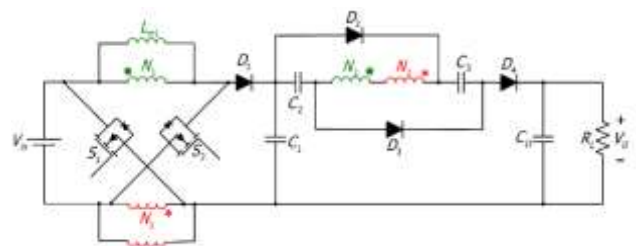
دارای دو سلف تزویج شده می‌باشد که اولیه آن در مدار شبکه فعال به کار گرفته شده و ثانویه در مدار چندبرابرکننده ولتاژ مورد استفاده قرار گرفته است. در ادامه این بخش، عمل کرد مبدل پیشنهادی در حالت های کاری CCM، DCM و BCM مورد بررسی قرار می‌گیرد.

**۱-۲- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت CCM**

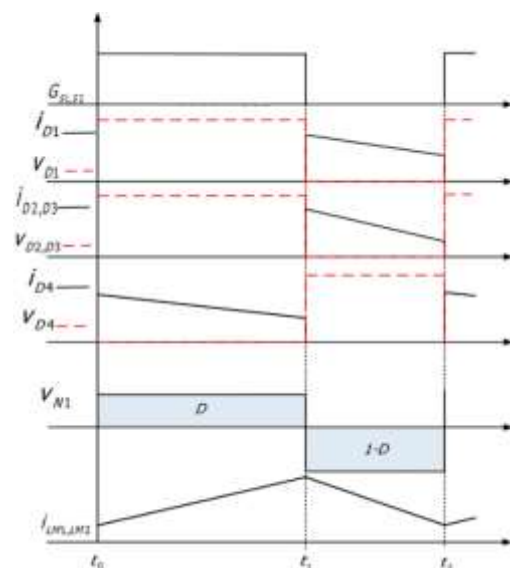
شکل ۲، شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، مبدل پیشنهادی در حالت عمل کرد است که در زیر نحوه عمل کرد مبدل در این دو حالت شرح داده می‌شود. برای تحلیل مدار در این بخش، ظرفیت تمامی خازن‌ها به اندازه کافی بزرگ فرض شده است و در نتیجه در حالت ماندگار ولتاژ آن‌ها ثابت می‌باشد.

**حالت اول  $[t_0, t_1]$ :**

مطابق شکل ۳(الف)، در این حالت هر دو کلید فعال  $S_1$  و  $S_2$  هم‌زمان روشن می‌شوند و سلف‌های مغناطیس‌کنندگی  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  شروع به شارژ شدن می‌کنند. به علاوه به دلیل بایاس معکوس شدن دیود  $D_1$  رابطه میان شبکه فعال و خروجی، قطع شده و انرژی ذخیره شده در خازن‌های  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  به علاوه انرژی انتقالی از منبع ولتاژ توسط سلف‌های تزویج شده، به سمت بار و خازن فیلتر خروجی  $C_o$  تخلیه می‌شود. این حالت عمل کرد در زمانی که فرمان قطع کلیدهای فعال صادر می‌شود پایان می‌پذیرد.



شکل ۴: ساختار مبدل پیشنهادی



شکل ۲: شکل موج‌های مشخصه مبدل پیشنهادی در حالت CCM

## ۲-۱-۲- محاسبه جریان ورودی مبدل و جریان مغناطیس کندیگی سلف‌های تزویج‌شده

برای محاسبه جریان ورودی مبدل پیشنهادی و همچنین جریان مغناطیس کندیگی سلف‌های تزویج‌شده می‌توان از روابط جریان خازن‌ها در (۱۰) تا (۱۳) استفاده کرد.

$$i_{C1} = \begin{cases} -I_{D4}^{on} & 0 \leq t \leq DT_s \\ I_{in}^{off} & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (10)$$

$$i_{C2} = \begin{cases} -I_{D2}^{on} & 0 \leq t \leq DT_s \\ I_{D2}^{on} & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (11)$$

$$i_{C3} = \begin{cases} -I_{D3}^{on} & 0 \leq t \leq DT_s \\ I_{D3}^{on} & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (12)$$

$$i_{Co} = \begin{cases} I_{D4}^{on} - \frac{V_o}{R} & 0 \leq t \leq DT_s \\ -\frac{V_o}{R} & DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (13)$$

در روابط فوق،  $I_{D2}^{on}$ ،  $I_{D3}^{on}$  و  $I_{D4}^{on}$  به ترتیب جریان دیودهای  $D_2$ ،  $D_3$  و  $D_4$  در لحظه روشن‌بودن آن‌ها است. همچنین  $I_{in}^{off}$  جریان ورودی مدار در لحظه خاموش‌بودن کلیدهای فعال  $S_1$  و  $S_2$  می‌باشد. با استفاده از اصل تعادل جریان-ثانیه برای خازن‌ها، روابط زیر حاصل می‌شود:

$$I_{D2}^{on} = I_{D3}^{on} = \frac{V_o}{(1-D)R} \quad (14)$$

$$I_{D4}^{on} = \frac{V_o}{DR} \quad (15)$$

$$I_{in}^{off} = \frac{V_o}{(1-D)R} \quad (16)$$

همچنین از طرفی باتوجه به شکل ۳(ب)، جریان ورودی مبدل در لحظه خاموش‌بودن کلیدها برابر است با:

$$I_{in}^{off} = I_{LM1} + I_{N1}^{off} \quad (17)$$

که در آن  $I_{N1}^{off}$  جریان سیم‌پیچ  $N_1$  در شکل ۳(ب) در حالت خاموش بودن کلیدهای فعال می‌باشد که باتوجه به نسبت تبدیل  $N$  و همچنین قانون KCL در سمت ثانویه سلف تزویج‌شده، از رابطه زیر به دست می‌آید:

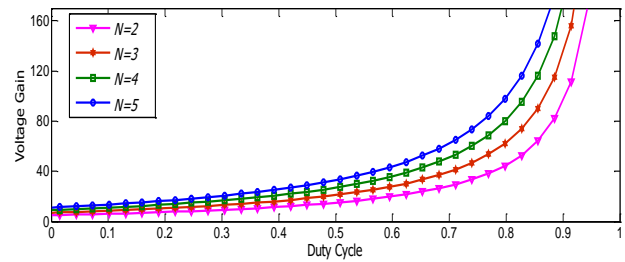
$$I_{N1}^{off} = -NI_{N2}^{off} = -N(I_{D2}^{on} + I_{D3}^{on}) = \frac{-2NV_o}{(1-D)R} \quad (18)$$

با جایگذاری (۱۸) در (۱۷) و باتوجه به (۱۶)، مقدار جریان مغناطیس کندیگی سلف تزویج‌شده مطابق (۱۹) حاصل می‌شود.

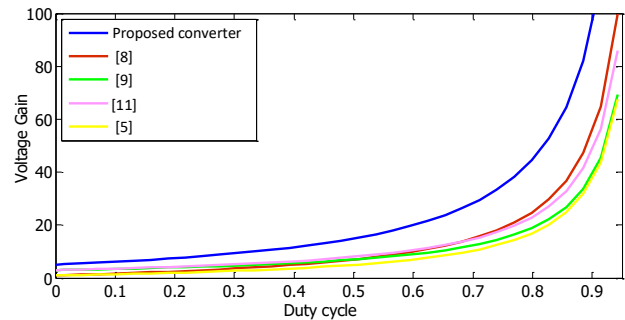
$$I_{LM1} = \frac{(1+2N)V_o}{(1-D)R} \quad (19)$$

همچنین در مدت‌زمان روشن‌بودن کلیدهای فعال نیز می‌توان روابط زیر را باتوجه به تقارن مدار بیان کرد.

$$I_{in}^{on} = I_1 + I_2 = 2I_1 = 2(I_{LM1} + I_{N1}^{on}) \quad (20)$$



شکل ۴: بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی براساس دوره کاری و نسبت تبدیل



شکل ۵: منحنی‌های افزایش ولتاژ براساس دوره کاری مبدل پیشنهادی و مبدل‌های دیگر در  $N=2$

با جایگذاری روابط (۱) و (۳) در (۵)، ولتاژ سیم‌پیچ اولیه در لحظه خاموش‌بودن کلیدهای فعال به صورت زیر خواهد بود:

$$v_{N1}^{off} = -\frac{D}{1-D} V_{in} \quad (6)$$

با جایگذاری رابطه (۶) در (۴)، ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  به دست می‌آید.

$$V_{C2} = V_{C3} = 2N \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (7)$$

ولتاژ خازن  $C_1$  نیز از جایگذاری رابطه (۶) در (۳) حاصل می‌شود.

$$V_{C1} = V_{in} \frac{1+D}{1-D} \quad (8)$$

بهره ولتاژ مبدل از جایگذاری روابط (۷) و (۸) در رابطه (۲) به دست خواهد آمد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D+2ND+2N}{1-D} \quad (9)$$

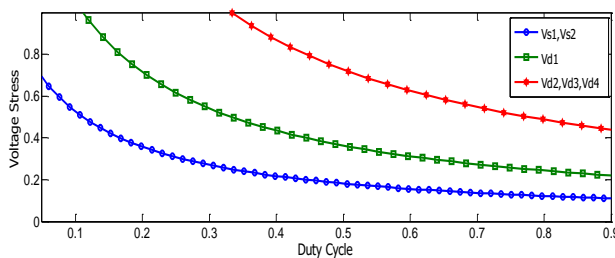
شکل ۴ بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی را در دوره‌های کاری مختلف نشان می‌دهد. در این شکل، نسبت تبدیل هرکدام از سلف‌های تزویج شده از ۲ تا ۵ تغییر می‌کند. واضح است که با افزایش نسبت تبدیل سلف تزویج‌شده، بهره ولتاژ مبدل افزایش پیدا می‌کند. همچنین در شکل ۵، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با بهره ولتاژ برخی از مبدل‌های پیشنهادی در مراجع دیگر در نسبت تبدیل ۲ نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشخص است در دوره کاری یکسان، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با سایر مبدل‌ها بالاتر می‌باشد که این موضوع باعث کاهش تلفات هدایت و همچنین کاهش تنش ولتاژ دو سر کلیدهای نیمه‌هادی می‌شود.

شکل ۶ تغییرات تنش ولتاژ ادوات نیمه‌هادی مبدل بر حسب تغییرات دوره کاری کلیدهای قدرت را مطابق روابط (۲۸) تا (۳۰) نشان می‌دهد. در روابط ذکر شده، نسبت دور سیم‌پیچ سلف‌های تزویج شده مقدار ۲ در نظر گرفته شده است. همچنین شکل ۷ تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال مبدل پیشنهادی و کلیدهای فعال برخی از مبدل‌های موجود در مراجع دیگر را نشان می‌دهد. پر واضح است که تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال مبدل پیشنهادی بسیار کمتر از مبدل‌های دیگر است. به علاوه تغییرات دوره کاری، تأثیر شدیدی بر اندازه تنش ولتاژ روی کلیدهای فعال نخواهد گذاشت و تنش ولتاژ با تغییرات دوره کاری تقریباً ثابت خواهد ماند.

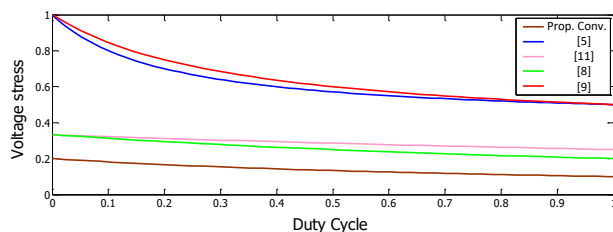
#### ۲-۱-۴- توسعه مبدل پیشنهادی

در صورتی که نیاز به بهره ولتاژ بیش از مقادیر محاسبه شده در بخش قبل باشد، می‌توان از چندین سیم‌پیچ ثانویه جهت به‌کارگیری در مدارات چندبرابرکننده ولتاژ و اتصال آن‌ها به یکدیگر بهره برد (شکل ۸). چنان چه چندین مدار چندبرابرکننده ولتاژ با مبدل سری شود، با جمع ولتاژهای تولیدی هر مدار چندبرابرکننده ولتاژ، مطابق رابطه (۳۱) می‌توان بهره ولتاژ را محاسبه نمود. به علاوه اگر به میزان  $\alpha$  عدد مدار چندبرابرکننده ولتاژ به مدار اضافه شود می‌توان رابطه (۳۲) را برای آن نوشت. شکل ۹ نمای سه‌بعدی بهره ولتاژ مبدل توسعه یافته پیشنهادی را نسبت به تغییرات تعداد مدارهای چندبرابرکننده به کار گرفته در مبدل و دوره کاری نشان می‌دهد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D+2ND+2N+\sum_{j=1}^{\alpha}(2DN_j+2N_j)}{1-D} \quad (31)$$



شکل ۶: تنش ولتاژ روی ادوات نیمه‌هادی مبدل پیشنهادی



شکل ۷: مقایسه تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال مبدل پیشنهادی و کلیدهای فعال برخی از مبدل‌های دیگر

که در آن  $I_1$  و  $I_2$  به ترتیب جریان سمت اولیه سلف‌های تزویج شده اول و دوم مبدل می‌باشند که به علت تقارن مدار در این حالت با یکدیگر برابر هستند.  $I_{N1}^{on}$  نیز جریان سیم‌پیچ  $N_1$  در شکل ۳(الف) می‌باشد که باتوجه به نسبت تبدیل  $N$  سلف تزویج شده، از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$I_{N1}^{on} = -NI_{N2}^{on} = NI_{D4}^{on} = \frac{NV_o}{DR} \quad (21)$$

با جایگذاری (۲۱) در (۲۰) و باتوجه به (۱۹)، مقدار جریان ورودی مدار در حالت روشن بودن کلیدها مطابق (۲۲) به دست می‌آید.

$$I_{in}^{on} = 2(I_{LM1} + I_{N1}^{on}) = \frac{2(D+N+ND)V_o}{D(1-D)R} \quad (22)$$

همچنین باتوجه به (۱۶) و (۲۲)، مقدار متوسط جریان ورودی به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$I_{in} = DI_{in}^{on} + (1-D)I_{in}^{off} = \frac{1+D+2ND+2N}{1-D} \frac{V_o}{R} \quad (23)$$

#### ۲-۱-۳- تحلیل تنش ولتاژ

در لحظه قطع کلیدهای فعال، مطابق شکل ۳(ب)، ولتاژی دو سر هر کلید می‌افتد که با استفاده از یک KVL در حلقه ولتاژ ورودی، یکی از کلیدهای فعال و یکی از سلف‌های تزویج شده، مقدار آن به دست می‌آید.

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{in} - V_{N1}^{off} \quad (24)$$

در لحظه روشن بودن کلیدهای فعال، مطابق شکل ۳(الف)، دیود  $D_1$  بایاس معکوس شده و ولتاژی روی آن خواهد افتاد که با استفاده از KVL در حلقه شامل ولتاژ ورودی، دو سیم‌پیچ اولیه سلف‌های تزویج شده، دیود  $D_1$  و خازن  $C_1$  قابل محاسبه است.

$$V_{D1} = V_{in} - 2V_{N1} - V_{C1} \quad (25)$$

همچنین در این مدت، دیودهای  $D_2$  و  $D_3$  نیز در بایاس معکوس قرار داشته و ولتاژ دو سر آن‌ها را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$V_{D2} = V_{D3} = -V_{C2} - 2NV_{in} \quad (26)$$

در لحظه خاموش بودن کلیدهای فعال، به دلیل بایاس معکوس شدن دیود  $D_4$ ، ولتاژ دو سر آن با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

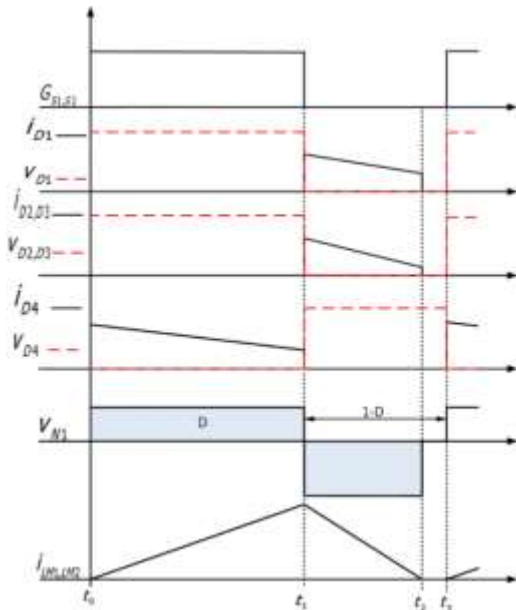
$$V_{D4} = V_{C3} + 2V_{N2}^{off} + V_{C2} + V_{C1} - V_o \quad (27)$$

با ساده‌سازی و باتوجه به رابطه (۹)، تنش ولتاژ هر کدام از ادوات نیمه هادی را می‌توان به صورت رابطه نرمالیزه شده بر حسب ولتاژ خروجی، به صورت زیر نوشت:

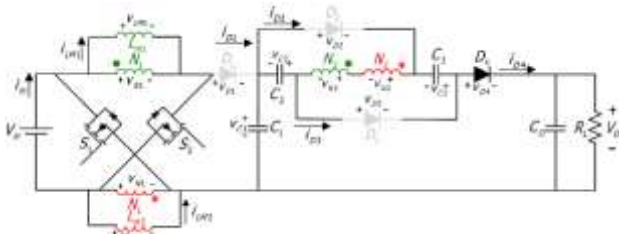
$$V_{D1} = \frac{2}{1+D+2ND+2N} V_o \quad (28)$$

$$V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \frac{2N}{1+D+2ND+2N} V_o \quad (29)$$

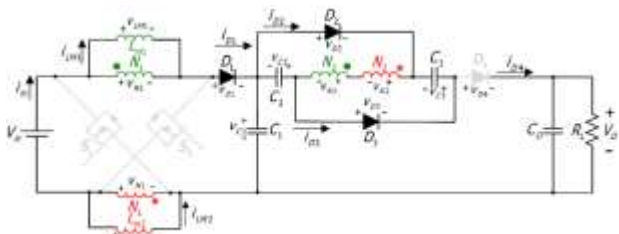
$$V_{S1} = V_{S2} = \frac{1}{1+D+2ND+2N} V_o \quad (30)$$



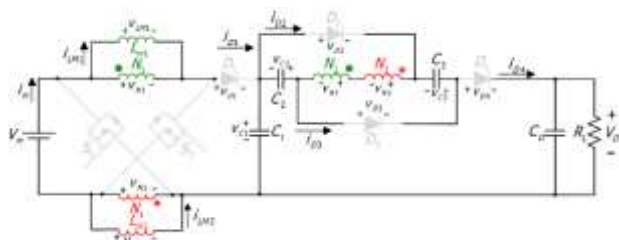
شکل ۱۰: شکل موج‌های مشخصه مبدل پیشنهادی در حالت DCM



(الف)



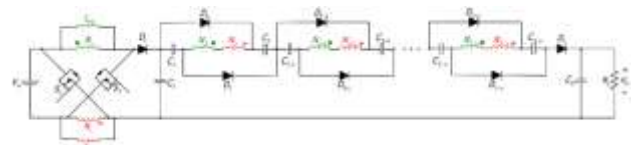
(ب)



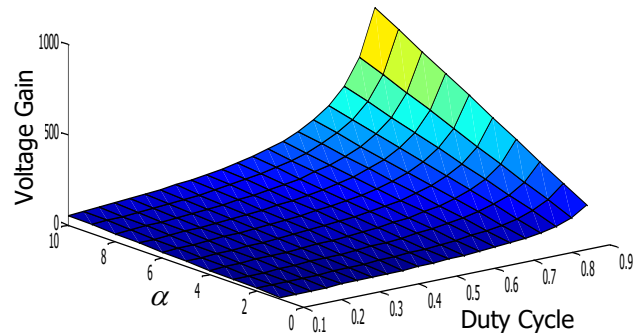
(ج)

شکل ۱۱: مدار معادل مبدل پیشنهادی در DCM: (الف) حالت اول؛ (ب) حالت دوم؛ (ج) حالت سوم

باتوجه به رابطه فوق، حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی مربوط به هر یک از سلف‌های تزویج‌شده مطابق شکل ۱۰ در زمان  $t_1$  به صورت زیر است:



شکل ۸: مبدل پیشنهادی توسعه یافته با استفاده از چندین سیم‌پیچ ثانویه



شکل ۹: نمودار سه‌بعدی بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی توسعه یافته بر حسب تغییرات دوره کاری و تعداد سیم‌پیچ‌های ثانویه

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+D+2ND+2N+\alpha(2DN+2N)}{1-D} \quad (32)$$

۲-۲- عمل کرد مبدل پیشنهادی در حالت DCM

در زمان‌هایی خاص مانند حضور بارهایی با مقاومت بالا، جریان مغناطیس‌کنندگی سلف تزویج‌شده مقدار صفر را تجربه می‌کند و مبدل در حالت DCM کار خواهد کرد. در این حالت روابط حاکم بر مبدل نسبت به حالت عمل کرد پیوسته (CCM) متفاوت است. در واقع باتوجه به شکل ۱۰، تجربه کردن مقدار صفر جریان مغناطیس‌کنندگی باعث به وجود آمدن حالت سوم در هر سیکل کلیدزنی در بازه زمانی  $[t_2, t_3]$  خواهد شد که در آن کلیدهای فعال و دیودها خاموش هستند.

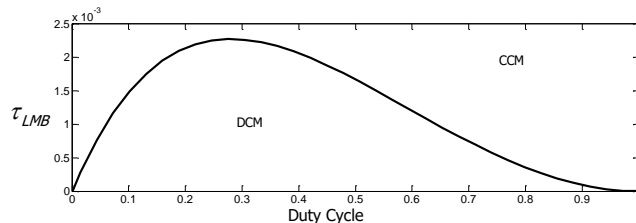
۲-۲-۱- محاسبه بهره ولتاژ

در لحظه روشن بودن کلیدهای فعال (ولتاژ دو سر سلف‌های تزویج‌شده برابر ولتاژ ورودی هستند. این موضوع در شکل ۱۱(الف) قابل مشاهده است.

$$v_{LM1}^{on} = v_{LM2}^{on} = V_{in} \quad (33)$$

### ۳-۲- حالت هدایت مرزی (BCM)

حالتی مرزی وجود دارد که با کوچکترین تغییری در اجزای مبدل، حالت عمل کرد مبدل تغییر می‌کند. یافتن این ناحیه مرزی در انتخاب نحوه عمل کرد مبدل مؤثر است. در واقع با برابر قراردادن بهره ولتاژ مبدل در دو حالت عمل کرد پیوسته و عمل کرد ناپیوسته، می‌توان ثابت زمانی سلف مغناطیس‌کنندگی مرزی را به دست آورد که کوچکترین تغییر در مقدار این ثابت زمانی موجب تغییر در حالت عمل کرد مبدل می‌شود (رابطه (۴۵)). واضح است که شرایط عمل کرد مرزی مبدل، وابسته به دو



شکل ۱۲: ثابت زمانی سلف مغناطیس‌کنندگی مبدل برحسب تغییرات دوره کاری

متغیر نسبت دور سیم‌پیچ سلف‌های تزویج‌شده و دوره کاری است. شکل ۱۲ ثابت زمانی سلف تزویج‌شده را در حالت مرزی نسبت به تغییرات دوره کاری نشان می‌دهد که در آن نسبت دور سیم‌پیچ سلف‌های تزویج شده عدد ۲ در نظر گرفته شده است.

$$\tau_{LMB} = \frac{D^3 - 2D^2 + D}{2D + 8N + 8DN + 8DN^2 + 8N^2 + 2} \quad (45)$$

### ۳- تجزیه و تحلیل اثر المان‌های پارازیتی مبدل بر روی بهره ولتاژ و بازده

در عمل، مقاومت سیم‌پیچ‌های سلف‌های تزویج‌شده، مقاومت هدایت کلیدهای قدرت و دیودها و افت ولتاژ هدایت مستقیم دیودها، بر روی بهره مبدل پیشنهادی تأثیر می‌گذارد. باتوجه به این که انرژی اندوکتانس نشستی از طریق خازن کلمپ  $C_1$  بازیابی می‌شود در این بخش تأثیر آن در نظر گرفته نشده است. همچنین برای ساده‌سازی، مقاومت ESR خازن‌ها نادیده گرفته می‌شود. ظرفیت تمامی خازن‌ها نیز به اندازه کافی بزرگ فرض شده است و در نتیجه در حالت ماندگار ولتاژ آن‌ها ثابت می‌باشد. مدار معادل مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن تلفات هدایت نیمه‌هادی‌ها و سلف‌های تزویج‌شده در شکل ۱۳ نشان داده شده است. باتوجه به مشابه بودن سلف‌های تزویج‌شده و کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  روابط زیر برقرار است:

$$\begin{aligned} R_{LP1} &= R_{LP2} = R_{LP} \\ R_{LS1} &= R_{LS2} = R_{LS} \\ R_{on1} &= R_{on2} = R_{on} \end{aligned}$$

باتوجه به شکل ۱۳، می‌توان روابط زیر را در لحظه روشن بودن کلیدهای فعال، برای ولتاژ سمت اولیه سلف‌های تزویج‌شده و جریان خازن‌های  $C_1$  تا  $C_4$  بیان کرد.

$$i_{LM-p} = \frac{V_{in}}{L_m} DT_S \quad (34)$$

که در آن  $DT_S$  مدت زمان  $t_0 - t_1$  بوده و  $T_S$  پریود کلیدزنی مبدل است. به‌طور مشابه در زمان خاموش بودن کلیدهای فعال  $(t_1 - t_2)$  مطابق شکل ۱۱ (ب)، جریان مغناطیس‌کنندگی سلف‌های تزویج‌شده به صورت زیر است:

$$i_{LM-p} = \frac{|V_{in} - V_{C1}|}{2L_m} D_2 T_S \quad (35)$$

باتوجه به این که حداکثر جریان مغناطیس‌کنندگی هر کدام از سلف‌های تزویج‌شده برای زمان‌های قطع کلیدهای فعال و همچنین زمان وصل کلیدهای فعال در لحظه  $t_1$  با یکدیگر مساوی است، بنابراین روابط (۳۴) و (۳۵) را می‌توان با یکدیگر برابر قرار داد و با ساده‌سازی،  $D_2$  را محاسبه نمود.

$$D_2 = \frac{V_{in}}{V_{C1} - V_{in}} 2D \quad (36)$$

به‌علاوه می‌توان با جایگذاری رابطه (۴) در (۳)، ولتاژ خازن  $C_1$  را محاسبه نمود.

$$V_{C1} = V_{in} + \frac{V_{C2}}{N} \quad (37)$$

باتوجه به این که ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  با یکدیگر برابر هستند می‌توان از (۲) ولتاژ این خازن‌ها را به دست آورد.

$$V_{C2} = \frac{1}{2} (V_o - V_{C1} - 2NV_{in}) \quad (38)$$

با جایگذاری رابطه (۳۸) در (۳۷) رابطه ولتاژ خازن  $C_1$  برحسب ولتاژ خروجی به دست می‌آید.

$$V_{C2} = \frac{V_o}{2N+1} \quad (39)$$

همین‌طور با جایگذاری رابطه (۳۹) در (۳۶)،  $D_2$  به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

$$D_2 = \frac{V_{in}}{\frac{V_o}{2N+1} - V_{in}} 2D \quad (40)$$

باتوجه به قانون جریان-ثانه خازن می‌توان رابطه زیر را نوشت:

$$\langle I_{Co} \rangle = \langle I_{Do} \rangle - \langle I_o \rangle = 0 \quad (41)$$

بنابراین رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{2} D_2 \frac{i_{LM-p}}{2N+1} = \frac{V_o}{R} \quad (42)$$

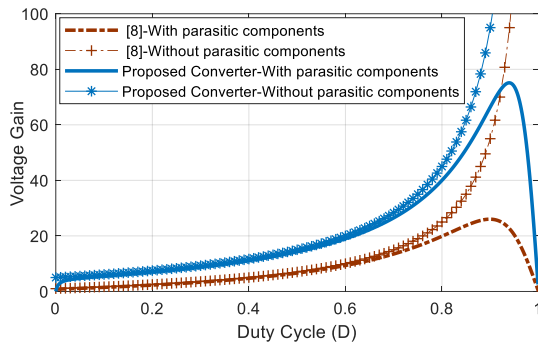
با جایگذاری رابطه (۴۰) در (۴۲) و تعریف ثابت زمانی سلف مغناطیس‌کنندگی به‌صورت رابطه (۴۳) می‌توان بهره ولتاژ مبدل در حالت عمل کرد جریان ناپیوسته را محاسبه نمود.

$$\tau_{LM} = \frac{L_m f_s}{R} \quad (43)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\tau + \sqrt{\tau(4D^2 + 4\tau N^2 + 4\tau N) + 2N\tau}}{2\tau} \quad (44)$$



دهد. برای این مقایسه، مقدار پارامترهای مبدل‌ها، مطابق مقادیر ارائه شده در [۸] انتخاب شده‌است:  $V_{in} = 20V$ ،  $R_{on} = R = 516\Omega$ ،  $R_D = 0.02\Omega$  و  $V_D = 1V$ ،  $R_{LS} = 0.1\Omega$ ،  $R_{LP} = 0.05\Omega$ ،  $0.075\Omega$



شکل ۱۴: مقایسه بهره مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در [۸] با در نظر گرفتن تلفات هدایت المان‌ها و  $N=2$

لازم به ذکر است که باتوجه به این که در بهره ولتاژ یکسان، تنش ولتاژ کلیدهای مبدل پیشنهادی از تنش ولتاژ کلیدهای مبدل [۸] پایین تر و در نتیجه مقاومت  $R_{on}$  آن‌ها نیز کمتر است در مقایسه انجام شده، برای سادگی مقاومت  $R_{on}$  کلیدها در هر دو مبدل برابر در نظر گرفته شده است. همان‌طور که در شکل ۱۴ مشخص است بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل [۸] بسیار بالاتر می‌باشد و همچنین تأثیر المان‌های پارازیتی بر روی آن کمتر می‌باشد.

هم‌چنین بازده مبدل پیشنهادی را می‌توان با استفاده از رابطه زیر محاسبه کرد:

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_{in} I_{in}} \quad (58)$$

که در آن،  $I_{in}$  مقدار متوسط جریان ورودی مبدل است که با جایگذاری آن در رابطه (۵۸)، بازده سیستم از (۵۹) حاصل می‌شود.

$$\eta = M(D) \frac{1-D}{1+D+2ND+2N} \quad (59)$$

در رابطه فوق  $M(D)$  بهره مبدل بوده و از (۵۷) به دست می‌آید.

شکل ۱۵، مقایسه‌ای بین بازده مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در [۸] را در بهره ولتاژ ۱۰ و محدوده وسیعی از توان خروجی نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل مشخص است مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل [۸] بازده به مراتب بالاتری دارد. علت این موضوع این است که در مبدل پیشنهادی جهت دست‌یابی به بهره‌های ولتاژ بالا به دوره کاری پایین‌تری از کلیدهای فعال نیاز است که این موضوع باعث کاهش تلفات هدایت آن می‌شود.

#### ۴- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر

در جدول ۱ مقایسه‌ای میان تعداد المان‌ها، بهره ولتاژ و تنش ولتاژ کلیدهای فعال مبدل پیشنهادی و مبدل‌های ارائه شده در مراجع دیگر انجام گرفته است. باتوجه به این که در ساختار مبدل پیشنهادی از شبکه فعال و سلف تزویج شده استفاده شده‌است، مبدل‌های دیگر که در این

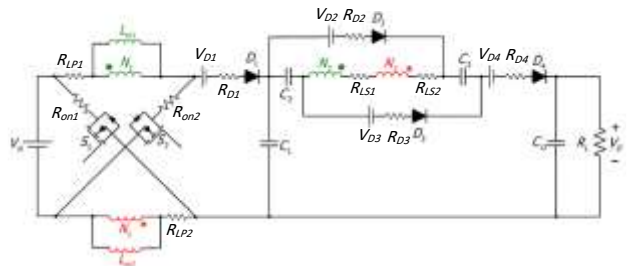
$$v_{LM1}^{on} = v_{LM2}^{on} = V_{in} - (R_{LP} + R_{on})(I_{LM1} + I_{N1}^{on}) \quad (46)$$

$$i_{C1}^{on} = i_{C2}^{on} = i_{C3}^{on} = -I_{D4}^{on} \quad (47)$$

$$i_{Co}^{on} = I_{D4}^{on} - \frac{V_o}{R} \quad (48)$$

هم‌چنین در حالت خاموش بودن کلیدهای فعال نیز روابط زیر برقرار می‌باشد:

$$v_{LM1}^{off} = v_{LM1}^{off} = \frac{V_{in} - (2R_{LP} + R_{D1})(I_{LM1} + I_{N1}^{off}) - V_{D1} - V_{C1}}{2} \quad (49)$$



شکل ۱۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن تلفات

#### هدایت المان‌ها

$$i_{C1}^{off} = I_{in}^{off} = I_{LM1} + I_{N1}^{off} \quad (50)$$

$$i_{C2}^{off} = I_{D2}^{on} \quad (51)$$

$$i_{C3}^{off} = I_{D3}^{on} \quad (52)$$

$$i_{Co}^{off} = -\frac{V_o}{R} \quad (53)$$

در حالت خاموش بودن کلیدهای  $S_2$  و  $S_1$  می‌توان روابط زیر را بیان کرد:

$$V_{C2} = -2Nv_{LM1}^{off} - 2R_{LS}(I_{D2}^{on} + I_{D3}^{on}) - V_{D2} - R_{D2}I_{D2}^{on} \quad (54)$$

$$V_{C3} = -2Nv_{LM1}^{off} - 2R_{LS}(I_{D2}^{on} + I_{D3}^{on}) - V_{D3} - R_{D3}I_{D3}^{on} \quad (55)$$

هم‌چنین در حالت روشن بودن کلیدها رابطه زیر برقرار می‌باشد:

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + 2Nv_{LM1}^{on} - V_{D4} - (2R_{LS} + R_{D4})I_{D4}^{on} \quad (56)$$

با استفاده از تعادل ولت-ثانیه برای یکی از دو سیم‌پیچ اولیه سلف‌های تزویج شده و تعادل آمپر-ثانیه برای جریان خازن‌ها و باتوجه به (۵۴) تا (۵۶)، مقدار بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در این حالت با استفاده از رابطه (۵۷) به دست می‌آید.

باتوجه به این که تنها در مرجع [۸]، بهره ولتاژ با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی محاسبه شده‌است لذا در ادامه بهره مبدل پیشنهادی با مبدل ارائه شده در [۸] مقایسه می‌شود. شکل ۱۴ مقایسه‌ای بین بهره مبدل پیشنهادی و مبدل [۸] را در دوره‌های کاری مختلف و در دو حالت با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی و بدون در نظر گرفتن آن‌ها نشان می‌دهد.

جدول ۱: مقایسه مبدل پیشنهادی و مبدل‌های دیگر

تعداد سلف	تعداد دیود	تعداد خازن	تعداد کلید فعال	تنش کلید فعال	بهره ولتاژ	مبدل پیشنهادی
۲ تزویج شده	۴	۴	۲	$\frac{V_{in}}{1-D}$	$\frac{1+D+2ND+2N}{1-D}$	مبدل پیشنهادی
۲ تزویج شده	۳	۳	۲	$\frac{V_{in}}{1-D}$	$\frac{1+D+2ND}{1-D}$	[۸]
۱ تزویج شده	۴	۴	۱	$\frac{V_o}{1+n+nD}$	$\frac{1+(1+D)n}{1-D}$	[۱۰]
۴	۷	۱	۲	$\frac{V_o+V_{in}}{2}$	$\frac{1+3D}{1-D}$	[۹]
۲	۳	۳	۲	$\frac{V_o+V_{in}}{4}$	$\frac{3+D}{1-D}$	[۱۱]
۲ تزویج شده	۶	۲	۲	$\frac{V_o+V_{in}}{2}$	$\frac{1+D(2n+1)}{1-D}$	[۱۳]

بنابراین با استفاده از فرم انتگرالی معادله ولتاژ خازن  $C_1$ ، مقدار ریپل ولتاژ خازن  $\Delta V_{C1}$  برابر است با:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_{DT_s}^{T_s} i_{C1} dt \quad (60)$$

با جایگذاری مقدار جریان خازن  $C_1$  در زمان خاموش بودن کلیدهای  $S_2$  و  $S_1$  از رابطه (۱۰) در (۶۰)، رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$C_1 = I_{in}^{off} \frac{(1-D)}{f_s \Delta V_{C1}} = \frac{V_o}{R f_s \Delta V_{C1}} \quad (61)$$

در زمان قطع کلیدهای فعال، جریان گذرنده از خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  به ترتیب برابر با  $I_{D2}^{on}$  و  $I_{D3}^{on}$  می‌باشد. با استفاده از فرم انتگرالی معادله ولتاژ خازن  $C_2$  و  $C_3$  و همچنین جایگذاری مقدار جریان این خازن‌ها از (۱۱)، مقدار ریپل ولتاژ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$M(D) = \frac{\frac{1+D+2ND+2N}{1-D} \frac{V_{D1}}{V_{in}} \frac{V_{D2}}{V_{in}} \frac{V_{D3}}{V_{in}} \frac{2V_{D4}}{V_{in}}}{1 + \frac{R_{LP}}{R} \left( \frac{2D+4N^2+4ND+4ND^2+8N^2D^2}{D(1-D)^2} \right) + \frac{R_{Ls}}{R} \left( \frac{8}{1-D} + 2 \right) + \frac{R_{on}}{R} \left( \frac{2D+2N+2ND}{D(1-D)^2} \right) + \frac{R_{D1}}{R(1-D)} + \frac{R_{D2}}{R(1-D)} + \frac{R_{D3}}{R(1-D)} + \frac{R_{D4}}{R}} \quad (57)$$

$$\Delta V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_{DT_s}^{T_s} I_{D2}^{on} dt \rightarrow C_2 = I_{D2}^{on} \frac{(1-D)}{f_s \Delta V_{C2}} = \frac{V_o}{R f_s \Delta V_{C2}} \quad (62)$$

$$\Delta V_{C3} = \frac{1}{C_3} \int_{DT_s}^{T_s} I_{D3}^{on} dt \rightarrow C_3 = I_{D3}^{on} \frac{(1-D)}{f_s \Delta V_{C3}} = \frac{V_o}{R f_s \Delta V_{C3}} \quad (63)$$

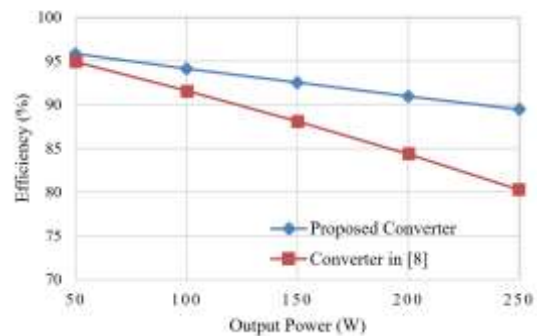
در زمان خاموش بودن کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$ ، با توجه به قطع دیود  $D_4$ ، با استفاده از (۶۴) می‌توان ریپل ولتاژ خروجی را به دست آورد.

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_{DT_s}^{T_s} i_{C_o} dt \quad (64)$$

با جایگذاری مقدار جریان خازن  $C_o$  در زمان خاموش بودن کلیدهای  $S_2$  و  $S_1$  از رابطه (۱۳) در (۶۴)، ریپل ولتاژ خروجی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_o = \frac{V_o(1-D)}{R f_s C_o} \rightarrow C_o = \frac{V_o(1-D)}{R f_s \Delta V_o} \quad (65)$$

با استفاده از فرم انتگرالی معادله جریان سلف مغناطیس‌کنندگی، می‌توان ریپل جریان آن را مطابق (۶۶) به دست آورد [۳ و ۸]:



شکل ۱۵: مقایسه بازده مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در [۸] با بهره ولتاژ  $M=10$

مقایسه بررسی شده‌اند نیز دارای همین خصوصیات می‌باشند. همان‌طور که در جدول ۱ مشخص است، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در

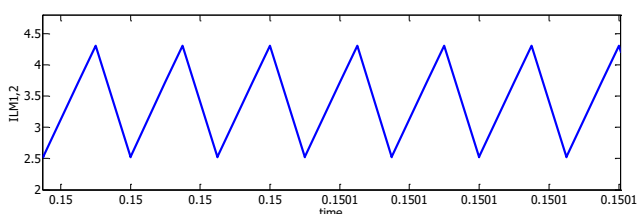
یک دوره کاری مشخص، نسبت به سایر مبدل‌ها بالاتر است. همچنین با استفاده از مبدل پیشنهادی، دسترسی به ولتاژهای بالاتر در دوره کاری پایین کلید قدرت فراهم می‌شود که این موضوع باعث کاهش ریپل جریان سلف‌ها، کاهش تلفات هدایت و بهبود بازده می‌شود. مقایسه تنش ولتاژ کلیدهای فعال نیز با توجه به جدول ۱ بیان‌گر این موضوع است که در بهره ولتاژ یکسان، تنش ولتاژ روی کلیدهای مبدل پیشنهادی نسبت به سایر مبدل‌ها پایین‌تر می‌باشد.

## ۵- ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

در این بخش روابط اصلی در طراحی مبدل پیشنهادی در حالت کاری CCM آورده شده‌است. جهت محاسبه اندازه خازن  $C_1$  می‌توان از روش تقریب سیگنال کوچک بهره برد. مطابق شکل ۳ (ب) در لحظه قطع کلیدهای فعال، جریان گذرنده از خازن برابر با جریان ورودی است.

مغناطیس‌کنندگی به‌هیچ‌وجه در یک سیکل کاری مقدار صفر را تجربه نخواهد کرد.

شکل ۱۷، شکل موج ولتاژ خازن  $C_1$  در دو دوره کاری مختلف (D) ۰،۶ و ۰،۷ را نشان می‌دهد. با جایگذاری مقادیر جدول ۱ در رابطه (۸) و در نظر گرفتن  $N=2$ ، ولتاژ خازن  $C_1$ ، در دوره کاری ۰،۶ و ۰،۷، به ترتیب برابر ۸۰ و ۱۱۳ ولت به دست می‌آید. ولتاژ این خازن در شبیه‌سازی مطابق شکل ۱۷، با توجه به افت ولتاژ موجود بر روی دیودها، کلیدهای فعال و سیم‌پیچ‌های سلف توزیع‌شده، مقادیر ۷۸ و ۱۰۷ ولت به دست آمده است. علت اختلاف بیشتر مقدار ولتاژ خازن  $C_1$  به دست آمده از رابطه (۸) و مقدار حاصل از نتایج شبیه‌سازی در دوره کاری ۰،۷، تلفات هدایتی ناشی از کارکرد کلیدهای فعال با دوره کاری بالا و ریپل جریان مغناطیس‌کنندگی در این حالت می‌باشد. در شکل ۱۸(الف)، ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  در دوره‌های کاری ۰،۶ و ۰،۷ نشان داده شده است. مطابق رابطه (۷)، معادله ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  وابسته به دو متغیر دوره کاری (D) و نسبت تبدیل سلف توزیع‌شده (N) می‌باشد. در نسبت تبدیل سلف توزیع‌شده  $N=2$ ، ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  در دوره کاری ۰،۶ و ۰،۷ به ترتیب بایستی برابر ۱۲۰ و ۱۸۶/۶ باشد که این مقادیر به دلایل مشابه با آنچه در بالا اشاره شد در شبیه‌سازی مطابق شکل ۱۸(الف) برابر ۱۱۶ و ۱۷۷ ولت می‌باشند. در شکل ۱۸(ب)، شکل موج ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  در دوره کاری ثابت ۰،۶ و در نسبت تبدیل‌های مختلف ۲ و ۴ نشان داده شده است. در این حالت نیز نتایج حاصل از شبیه‌سازی، مقادیر به دست آمده از رابطه (۷) (۱۲۰ و ۱۸۰ ولت) را تأیید می‌کنند. شکل ۱۹(الف)، ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی را در نسبت تبدیل ثابت ۲ و دوره‌های کاری ۰،۶ و ۰،۷ نشان می‌دهد. ولتاژ خروجی مبدل با استفاده از رابطه (۹)، در این حالت به ترتیب برابر ۴۰۰ و ۵۶۶ ولت می‌باشد که با مقادیر به دست آمده از شبیه‌سازی مطابق شکل ۱۹(الف) که به ترتیب برابر ۳۹۰ و ۵۳۰ ولت است مطابقت ندارد. علت اختلاف بیشتر مقدار ولتاژ خروجی به دست آمده از رابطه (۹) و مقدار حاصل از نتایج شبیه‌سازی در دوره کاری ۰،۷، تلفات هدایتی ناشی از کارکرد کلیدهای فعال با دوره کاری بالا و ریپل جریان مغناطیس‌کنندگی در این حالت می‌باشد. هم‌چنین شکل ۱۹(ب)، ولتاژ خروجی مبدل در دوره کاری ثابت ۰،۶ و نسبت تبدیل‌های ۲ و ۴ را نشان



شکل ۱۶: جریان گذرنده از اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی یکی از سلف‌های توزیع‌شده مبدل پیشنهادی در حالت CCM

$$\Delta I_{LM} = \frac{1}{L_m} \int_0^{DT_s} v_{Lm}^{on} dt \quad (66)$$

که در آن  $v_{Lm}^{on}$ ، ولتاژ دو سر سلف مغناطیس‌کنندگی در حالت روشن بودن کلیدهای فعال است که برابر ولتاژ ورودی می‌باشد بنابراین رابطه (۶۶) را می‌توان به صورت رابطه (۶۷) بازنویسی نمود.

$$\Delta I_{LM} = \frac{DV_{in}}{L_m f_s} \quad (67)$$

اگر مقدار ریپل جریان سلف مغناطیس‌کنندگی،  $k_{LM}$  برابر مقدار متوسط جریان آن فرض شود ( $\Delta I_{LM} = k_{LM} I_{LM}$ )، با استفاده از (۱۹)، مقدار اندوکتانس سلف‌های مغناطیس‌کنندگی به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$L_m = L_{m1} = L_{m2} = \frac{DV_{in}}{k_{LM} I_{LM} f_s} = \frac{D(1-D)RV_{in}}{k_{LM}(1+2N)f_s V_o} \quad (68)$$

## ۶- شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

به منظور تأیید تحلیل‌های صورت گرفته و بررسی عمل‌کرد مبدل پیشنهادی در حالت CCM و DCM، نتایج شبیه‌سازی یک سیستم نمونه در ادامه ارائه شده است. پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده در جدول

جدول ۲: مشخصات مبدل شبیه‌سازی شده

مقدار	متغیر
۲۰ ولت	$V_{in}$
۲ تا ۴	N
۰/۶ تا ۰/۸	D
۱۰ میکروفاراد	$C_1$
۸ میکروفاراد	$C_2, C_3$
۱۰ میکروفاراد	$C_o$
۱۵۰ میکرو هنری	$L_m$
۴۰ کیلو هرتز	$f_s$
۱۲۰ وات	توان خروجی

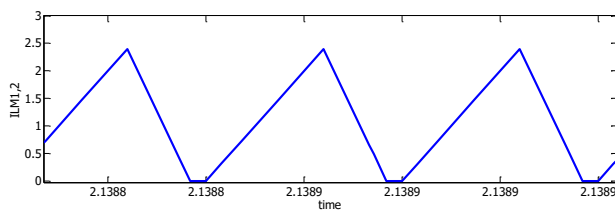
۲ آمده است. طراحی ادوات تشکیل‌دهنده مبدل پیشنهادی با توجه به تحلیل‌های صورت گرفته در بخش ۲ و ۵ انجام گرفته است.

جهت محاسبه ظرفیت خازن  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$ ، مقدار ریپل ولتاژ خازن‌ها کمتر از ۱٪ ولتاژ متوسط حالت ماندگار آن‌ها در نظر گرفته شده است. هم‌چنین جهت محاسبه اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی سلف‌های توزیع‌شده، اندازه ریپل جریان آن‌ها ۲ آمپر در نظر گرفته شده است.

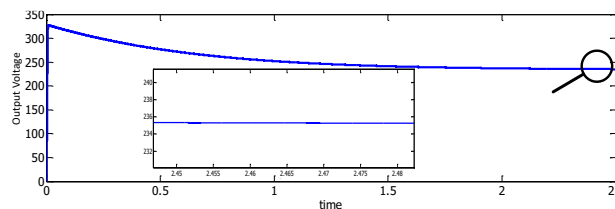
### ۶-۱- حالت CCM

در این حالت طراحی المان‌های مدار مطابق جدول ۲ به گونه‌ای انجام گرفته است تا شرایط کارکرد آن در حالت CCM فراهم شود. شکل ۱۶ جریان مغناطیس‌کنندگی سلف توزیع‌شده را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل عمل‌کرد مبدل در حالت CCM تأیید می‌شود، چراکه جریان

خروجی از نصف بار نامی به بار نامی در حالت CCM



شکل ۲۱: موج جریان اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی در حالت DCM



شکل ۲۲: شکل موج ولتاژ خروجی مبدل در حالت DCM

می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی در این حالت نیز نتایج حاصل از رابطه (۹) را تأیید می‌کنند.

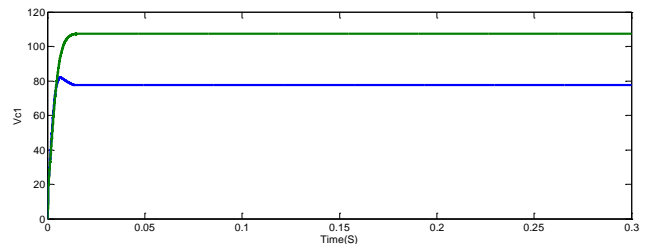
برای بررسی رفتار دینامیکی مبدل پیشنهادی، عمل‌کرد گذرای آن در حالت تغییر بار خروجی نیز مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور بار خروجی مبدل پیشنهادی در  $t=0.35s$  تغییر گذرای را از نصف بار کامل به بار کامل تجربه می‌کند. شکل ۲۰ نتایج به‌دست‌آمده در این حالت را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل مشخص است ولتاژ خروجی مبدل تغییر بسیار کمی پیدا کرده و مجدداً به مقدار مرجع خود بازگشته است.

#### ۶-۲- حالت DCM

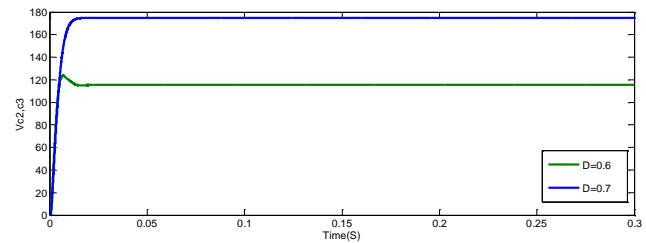
در این حالت، مقدار اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی سلف‌های تزویج‌شده باتوجه‌به (۴۳) به‌گونه‌ای انتخاب شده‌است که مبدل پیشنهادی در حالت DCM کار کند. هم‌چنین ولتاژ ورودی مبدل برابر ۱۰ ولت، دوره کاری  $0.6/6$  و نسبت تبدیل برابر ۲ می‌باشد. بقیه مشخصات مدار مشابه مقادیر جدول ۲ می‌باشد. شکل ۲۱، جریان مغناطیس‌کنندگی سلف تزویج‌شده در حالت DCM را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل مشخص است، جریان مغناطیس‌کنندگی در دوره‌ای از هر سیکل کلیدزنی مقدار صفر خواهد بود که عمل‌کرد مبدل در حالت DCM را تأیید می‌کند. در این حالت، ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در شکل ۲۲ نشان داده شده است. نتایج شبیه‌سازی در این حالت نتایج حاصل از رابطه (۴۴) را تأیید می‌کنند.

#### ۷- نتیجه‌گیری

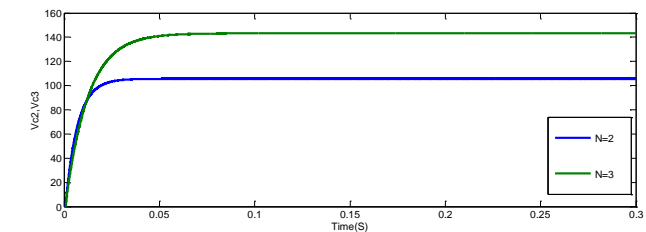
در این مقاله ساختار جدیدی از یک مبدل DC-DC افزایشنده با بهره ولتاژ بالا مناسب جهت اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر با سطح ولتاژ تولیدی پایین و تنظیم‌نشده به شبکه برق سراسری پیشنهاد شد. ساختار این مبدل از شبکه فعال و سلف تزویج‌شده با نسبت تبدیل بزرگ‌تر از یک



شکل ۱۷: ولتاژ خازن  $C_1$  در حالت CCM

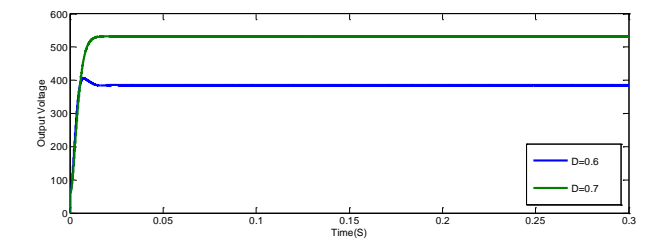


(الف)

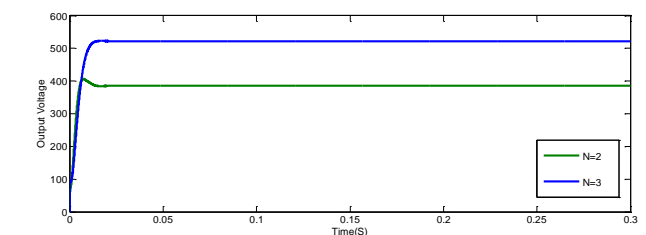


(ب)

شکل ۱۸: ولتاژ خازن‌های  $C_2$  و  $C_3$  در حالت CCM

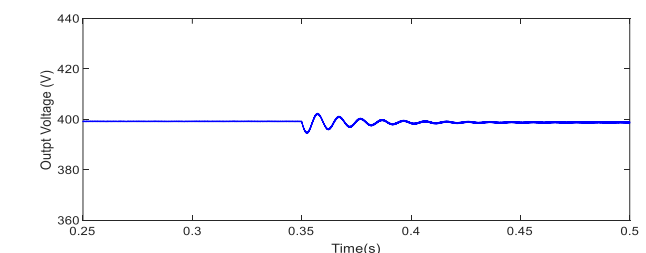


(الف)



(ب)

شکل ۱۹: ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در حالت CCM



شکل ۲۰: ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در حالت تغییر گذرای بار

- [7] Y. Tang, D. Fu, T. Wang, and Z. Xu, "Analysis of active-network converter with coupled inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, pp. 4874-4882, Sept 2015.
- [8] H. Liu and F. Li, "A novel high step-up converter with a quasi active switched-inductor structure for renewable energy systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, pp. 5030-5039, Jul 2015.
- [9] Yu Tang, Ting Wang, and Z. Xu, "Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, pp. 1480-1490, March 2015.
- [10] Tsorng-Juu Liang, Shih-Ming Chen, Lung-Sheng Yang, Jiann-Fuh Chen, and Adrian Ioinovici, "Ultra-Large Gain Step-Up Switched-Capacitor DC-DC Converter With Coupled Inductor for Alternative Sources of Energy," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 59, pp. 864-874, April 2012
- [11] Ting Wang and Yu Tang, "A High Step-up Voltage Gain DC/DC Converter for the Micro-Inverter," in *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1089-1094, 2013.
- [12] Ting Wang, Yu Tang, Dongjin Fu, Y. He, and J. Kan, "Study of a Coupled Inductor Converter Based Active-Network," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1302-1307, 2013.
- [13] Yu Tang, Dongjin Fu, T. Wang, and Zhiwei Xu, "Analysis of Active-Network Converter with Coupled Inductors," *IEEE Trans on Power Electron.*, vol. 30, pp. 4874 - 4882, 2015.
- [14] Yu Tang, Dongjin Fu, and J. Kan and T. Wang, "Dual Switches DC/DC Converter with Three-winding-coupled Inductor and Charge Pump," *IEEE Trans on Power Electron.*, vol. 31, pp. 461 - 469, 2016.
- [15] Y. Tang, T. Wang, and D. Fu, "Multicell Switched-Inductor/Switched-Capacitor Combined Active-Network Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, pp. 2063-2072, Apr. 2015.
- [۱۶] محمدرضا بنایی و حسین اژدر فائق، «ارائه یک مبدل DC-DC جدید بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بهبودیافته»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۶، شماره ۳، صفحات ۵۹-۷۱، ۱۳۹۵
- [۱۷] مهدی سلیمی و مریم پرنادم، «مبدل DC-DC افزایشده جدید مبتنی بر کلیدزنی سلفی/خازنی با بهره ولتاژ بسیار بالا»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، شماره ۱، صفحات ۱۰۷-۱۳۹۶، ۱۳۹۶
- تشکیل شده‌است. ترکیب شبکه فعال و سلف تزویج‌شده در مبدل پیشنهادی باعث دست‌یابی به بهره ولتاژ بالا می‌شود. تنش ولتاژ بر روی کلیدهای فعال مبدل بسیار پایین بوده و همچنین میزان آن بر روی تمامی ادوات نیمه‌هادی با افزایش نسبت تبدیل سلف‌های تزویج‌شده کاهش می‌یابد. همچنین تغییرات دوره کاری، تأثیر شدیدی بر اندازه تنش ولتاژ روی کلیدهای فعال نخواهد گذاشت و تنش ولتاژ با تغییرات دوره کاری تقریباً ثابت خواهد ماند. کلیدزنی هر دو کلید فعال هم‌زمان صورت گرفته، بنابراین نیازمند مدار راه‌انداز پیچیده نیستند. تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی در حالت CCM و DCM مورد بحث قرار گرفت. همچنین عمل‌کرد مبدل پیشنهادی از طریق تجزیه و تحلیل تئوری و نتایج شبیه‌سازی بررسی شد. نتایج شبیه‌سازی صحت عمل‌کرد مبدل پیشنهادی در دو حالت CCM و DCM را نشان می‌دهد. این نتایج امکان کارکرد مبدل پیشنهادی در بهره‌های ولتاژ بالا و همچنین صحت تحلیل‌های تئوری انجام‌گرفته را تأیید می‌کنند.

## مراجع

- [1] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sep. 2005.
- [2] Y. Gu, X. Xiang, W. Li, and X. He, "Mode-adaptive decentralized control for renewable DC microgrid with enhanced reliability and flexibility," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, pp. 5072-5080, 2014.
- [3] M. Forouzes, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-Efficiency High Step-Up DC-DC Converter With Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, pp. 5967-5982, Jul. 2018.
- [4] Y. Ye, K. W. E. Cheng, and S. Chen, "A High Step-up PWM DC-DC Converter With Coupled-Inductor and Resonant Switched-Capacitor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, pp. 7739-7749, Oct. 2017.
- [5] Lung-Sheng Yang, Tsorng-Ju Liang, and J.-F. Chen, "Transformerless DC-DC Converters With High Step-Up Voltage Gain," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 8, pp. 3144-3152, 2009.
- [6] H. C. Liu and F. Li, "Novel high step-up DC-DC converter with an active coupled-inductor network for a sustainable energy system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, pp. 6476-6482, Dec 2015.