

## طراحی و شبیه سازی مبدل DC-DC غیر ایزوله با بازده و بهره بالا برای هواپیمای الکتریکی/ترکیبی

پدرام پاکروان<sup>1\*</sup>، پیام پاکروان<sup>2</sup>

1- فارغ التحصیل مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی امیرکبیر تهران، ایران

2- فارغ التحصیل مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق دانشگاه تهران، تهران، ایران

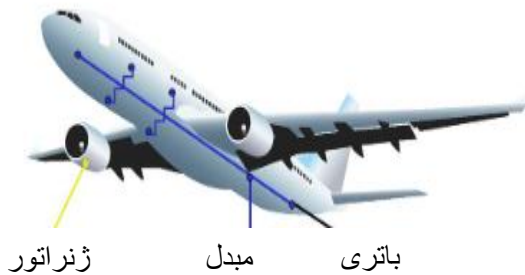
### چکیده

این مقاله، یک مبدل dc-dc چند فاز غیر ایزوله جدید که از مدولار بودن، کنترل و ساختار ساده، نسبت تبدیل ولتاژ بالا، جریان ورودی پیوسته و تنش ولتاژ نرمال شده کم بر روی کلیدها/دیودها بهره می برد ارائه نموده است. توپولوژی پیشنهادی می تواند حداکثر توان را در کاربردهای هوایی تامین نماید. توپولوژی بیان شده در مقایسه با توپولوژی های دیگر، افزایش ولتاژ بالاتری را به ازای هر تعداد دستگاه ایجاد می کند. بهره ولتاژ بالا بدون چرخه کاری زیاد، نسبت دور پایین برای سلف کوپل شده، فشار ولتاژ پایین روی کلید، فشار ولتاژ پایین روی دیودها، بازیابی انرژی القایی نشستی و راندمان بالا از مزایای این مبدل است. عملکرد حالت پایدار مبدل در حالت هدایت پیوسته (CCM) مورد بحث و تحلیل قرار گرفته است. در نهایت اعتبار مبدل پیشنهادی با نتایج شبیه سازی از طریق نرم افزارهای PSpice و MATLAB تأیید شده است.

واژه های کلیدی: با بازده و بهره بالا مبدل توان بالا، توپولوژی، هواپیما.

### 1- مقدمه

صنعت هواپیمایی در سراسر جهان در سال 2021 با رشد 4 درصدی مسافر نسبت به سال گذشته، 9.4 میلیارد مسافر را جابجا کرده است. این صنعت تقریباً 940 میلیون تن دی اکسید کربن منتشر می کند که حدود 2.5٪ از کل انتشار CO2 تولید شده توسط فعالیت های انسانی است. این انتشارات باید مهار شود تا اثرات مضر تغییرات آب و هوایی محدود شود. خود صنعت نیز با افزایش هزینه های سوخت، با فشار فزاینده ای بر حاشیه سود مواجه است. راه حل هر دو موضوع بهبود بهره وری سوخت و کاهش مصرف سوخت به ازای هر مسافر هواپیماهای مسافربری است. محدودیت های ترمودینامیکی تحمیل شده توسط چرخه برایتون به این معنی است که بهبود بیشتر در راندمان موتور جت توربین گاز غیرممکن است. تمام پیشرفت های آینده باید ناشی از استفاده نوآورانه از فناوری های محرکه الکتریکی خالص و هیبریدی در بدنه هواپیما باشد [1]. علاقه زیادی به جایگزینی زیرسیستم های هیدرولیک، مکانیکی و پنوماتیکی خاص در بدنه های هواپیمای موجود وجود داشته است که به عنوان هواپیمای برقی [2] نامیده می شود، در مقابل تمرکز این مقاله بر روی فناوری های الکتریکی است که می تواند توان مورد نیاز در مقیاس MW را پشتیبانی کند. نیروی رانش و نیروی محرکه اولیه. چنین سیستم قدرتی در هواپیما به تولید برق با ژنراتورهای با سرعت بالا، انتقال برق HVDC و ذخیره انرژی DC نیاز دارد. از این رو مبدل های توان DC-DC با قدرت بالا نقش مهمی در رابط زیرسیستم های انتقال و ذخیره سازی دارند.



شکل 1- نمونه ای از شبکه برق هواپیما با مبدل برق

سیستم انتقال قدرت یکی از بخش های اصلی هواپیما است که متشکل از تجهیزات تبدیل سطح انرژی، ادوات حفاظت، تجهیزات کنترل و مبدل DC/DC است. از مهم ترین بخش های سامانه اویونیک هواپیما، واحد تغذیه توان الکتریکی آن است. در این مقاله، در ابتدا انواع منابع سوئیچینگ بررسی سپس یک مبدل سوئیچینگ DC/DC با ساختار جدید و خروجی چندگانه برای استفاده در سامانه اویونیک هواپیماهای مسافربری ارائه شده است. مبدل پیشنهادی قادر است یک خروجی اصلی با توان بالا و یک خروجی جانبی برای بخش کنترلی سامانه را به صورت هم زمان و بدون افزودن سیم پیچ های اضافی به ترانسفورماتور، یا تغییر در سیکل وظیفه و فرکانس سوئیچ فراهم نماید. به علاوه، نیاز به سیم پیچ ثالثیه مغناطیس زدا نیز برطرف خواهد شد. فیلتر EMI متناسب، مدار مهار جریان هجومی و حالات گذرا، و همچنین فیلتر کاهنده ریبیل نیز مدارهای جانبی هستند که مطابق با استانداردهای نظامی MIL-STD طراحی و در مبدل تعبیه شده اند. مبدل پیشنهادی نسبت به نمونه های موجود دارای مزایایی همچون سادگی طراحی و افزایش سرعت پردازش سامانه کنترلی، افزایش چگالی توان و بازده، کاهش وزن و ابعاد، حذف تداخلات EMI و افزایش قابلیت اطمینان می باشد. در ادامه ساختار و معماری هر یک از زیرسیستم های بیان شده و مفاهیم آن ها به طور کامل شرح داده می شوند. تحلیل ها، محاسبات اولیه، شبیه سازی ها و مدل سازی های اولیه برای هر کدام از زیرسیستم ها بیان شده و مزایا و معایب هر یک بیان شده و در نهایت کانسپت نهایی ارائه شده است. در این سند برای هر زیرسیستم، لیست اولیه حذف و اضافه، چالش های فنی و غیرفنی، استراتژی تامین اجزاء و وندور لیست اجزاء ارائه می گردد [3].

مبدل های DC-DC با قدرت بالا جایگاه قابل اعتمادی در یکپارچه سازی منابع انرژی تجدیدپذیر مانند سیستم های هوایی و باد با شبکه سنتی سیستم قدرت در کاربردهای مختلف زمین پیدا کرده اند که محدودیت های کمتری در نسبت وزن به توان دارد. مرز بعدی برای کاربردهای بالقوه در هواپیماهای برقی است، نمونه هایی که در شکل 2 نشان داده شده اند، که در آن از معماری های قدرت نوآورانه برای ادغام عناصر ذخیره سازی و منبع برای تحقق مزایای سطح سیستم استفاده می شود. این مقاله به منظور ارائه چالش ها و وضعیت فعلی هنر در مقوله نادر مبدل های برق DC-DC مگاوات

ای متمرکز شده است که در آن مجموع قدرت پیشرانه 0.5-2 مگاوات برآورد شده است. بیشتر رشد آینده از هواپیماهای تک راهرو انتظار می رود. در این بخش بازار، کل نیروی پیشرانه مورد نیاز 20-50 مگاوات برآورد شده است. برای هواپیماهای پهن پیکر، کل قدرت پیشرانه می تواند تا 60 مگاوات باشد [1]. تحقیقات در این سطح قدرت هنوز در مراحل برنامه ریزی است.

### ب. چگالی توان

حجم بدنه هواپیما بر اساس کارایی ساختاری و برای پشتیبانی از آئرودینامیک و کاهش درگ طراحی شده است. برای به حداقل رساندن هزینه های عملیاتی، انگیزه اقتصادی برای شرکت های هواپیمایی، به حداکثر رساندن حجم مسافر یا محموله در داخل هواپیما است. این محرک اصلی برای افزایش چگالی توان است که چالش های منحصر به فرد اندازه و وزن را در مبدل های طراحی شده برای کاربردهای هوافضا معرفی می کند. برنامه DOE/EERE هدف 13.4 kW/L و 14 kW/kg را برای الکترونیک قدرت در کاربرد هواپیماهای الکتریکی شناسایی کرد [4][5]. فرض بر این است که کاربردهای هوافضا به افزایش 2 تا 3 برابری نسبت به کاربردهای هوایی نیاز دارند تا فضا و نیازهای وزنی را برآورده کنند.

### ج. مدیریت خطا

زیرسیستم های مکانیکی، هیدرولیکی و الکتریکی حیاتی در یک هواپیما قبلاً با افزونگی تایپ 1+1 طراحی شده اند تا از عملکرد پایدار در صورت خرابی اطمینان حاصل کنند. این سیستم زمانی حیاتی تر می شود که نیروی سیستم به صورت الکتریکی توزیع یا به اشتراک گذاشته شود. به طور کلی هر استراتژی مدیریت خطا شامل طراحی سیستم و همچنین اجزای جداگانه ای است که می تواند به طور قابل اعتماد بخش هایی از شبکه الکتریکی را در طول یک خطا ایزوله کند. این اجزا باید با محدودیت های حجم و اندازه بدنه هواپیما مطابقت داشته باشند، به طور مؤثر قوس ها و دیگر انرژی های سرگردان را در خود نگه دارند و از بین ببرند، و به سرعت و با اطمینان تحت شرایط فشار کم و دمای پایین که معمولاً در ارتفاعات کروز یافت می شود، عمل کنند. عملکرد و قابلیت اطمینان آخرین نسل قطع کننده های مدار DC با استفاده از دستگاه های کاربید سیلیکون بهبود یافته است [7].

### د. قابلیت اطمینان

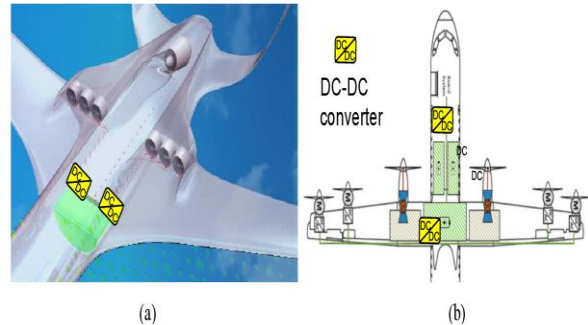
آزمایش هایی وجود دارند که قابلیت اطمینان اجزای سوئیچینگ نیمه رسانا را اندازه گیری می کنند [8]، با این حال، تحقیق کاملی در مورد معیارهای قابلیت اطمینان گسترده در اجزای غیرفعال یا سیستم انجام نشده است. فرض بر این است که قابلیت اطمینان سیستم های الکترونیک قدرت از استانداردهای مشابهی مانند سیستم های مکانیکی و پنوماتیکی در بازه طول عمر و برنامه سرویس پیروی می کند.

### 3- بررسی اجمالی توپولوژی های مبدل DC-DC با قدرت بالا

تنوع زیادی از توپولوژی های مبدل DC-DC وجود دارد، اما اکثریت قریب به اتفاق برای عملیات زیر 1 کیلو وات مناسب هستند.

مطالعات محدودی در مورد مقایسه کیفی شایستگی های نسبی توپولوژی های مختلف انجام شده است، اما هیچ مطالعه سیستماتیک در مورد معماری مبدل DC-DC در محدوده توان بالا (MW) وجود ندارد که الزامات فشرده چگالی توان و قابلیت جابجایی توان مورد نیاز برای کاربردهای هوافضا را برآورده کند. ما این دسته از توپولوژی های مبدل DC-DC با توان بالا (> 100 کیلووات) را به طور کلی به عنوان انواع ایزوله و غیر ایزوله طبقه بندی شده است. توپولوژی های برجسته DC-DC همراه با

سازماندهی شده است. بخش III بررسی اجمالی انواع توپولوژیها را ارائه می کند، یک نمای کلی از توپولوژی های مبدل DC-DC با توان بالا در بخش IV ارائه شده است. بخش V چالش های خاص هر زیرسیستم را برمی شمارد که از مقیاس بندی خطی مبدل های DC-DC کم توان به توان بالا جلوگیری می کند.



شکل 2- مبدل های برق DC-DC در معماری های سیستم هواپیمای الکتریکی که با اجزای ذخیره سازی یا منبع ارتباط دارند (به عنوان مثال ولتاژ ژنراتور اصلاح شده): (الف) Airbus E-Thrust (منبع: Airbus) و (ب) Hybrid Electric Turbo-Prop (منبع: ناسا)

### 2- الزامات الکتریکی برای سیستم های هواپیمای آینده

سه مسیر طراحی برای سیستم های هواپیمای آینده [3] وجود دارد توربو الکتریک، الکتریکی هیبریدی و الکتریکی خالص. در سیستم های توربو الکتریک یک ژنراتور توربین محور منبع انرژی است و فن های توزیع شده با موتور الکتریکی نیروی رانش را فراهم می کنند. در سیستم های الکتریکی هیبریدی، یک توربو ژنراتور به یک باتری ذخیره انرژی متصل می شود و فن های موتور الکتریکی دوباره نیروی رانش لازم را فراهم می کنند. سیستم های الکتریکی هیبریدی می توانند ترکیبی سری باشند که در آن تمام نیروی رانش مکانیکی توسط موتورهای ایجاد می شود، یا هیبریدی موازی که در آن مقداری از رانش توسط توربوفن تولید می شود و توسط موتورهای الکتریکی باقی می ماند. آخرین نوع، سیستم های الکتریکی خالص بدون موتورهای توربو است، تمام انرژی برای رانش از یک باتری داخلی تولید می شود.

### الف. رتبه بندی قدرت

درجه قدرت سیستم الکتریکی به نوع، ظرفیت، برد، سرعت هواپیما و نوع سیستم الکتریکی مورد استفاده بستگی دارد. بازار خطوط هوایی تجاری به عنوان جت های منطقه ای (کمتر از 100 صندلی)، هواپیماهای تک راهروی باریک (300-100 صندلی) و هواپیماهای پهن پیکر (600-300 صندلی) تقسیم می شود. توان مورد نیاز برای نیروی محرکه الکتریکی را می توان از روی رتبه قدرت موتورهای موجود در هر دسته تخمین زد:

$$P = n T v t \quad (1)$$

که در آن T کل نیروی رانش توسعه یافته توسط هر موتور توربوجت بر حسب نیوتن است، vt سرعت برخاست هواپیما بر حسب متر بر ثانیه است، n تعداد موتورها است، سپس رتبه قدرت برای سیستم پیشرانه الکتریکی معادل در حین برخاستن بر حسب وات، با فرض مبدل استاندارد خواهد بود. راندمان و سایر تلفات توزیع، توان واقعی سیستم الکتریکی باید کمی بیشتر از P باشد. پیک تقاضای توان معمولاً در هنگام برخاستن است و توان مورد نیاز در حین کروز بسته به فشار، سرعت و سایر پارامترها کمتر خواهد بود. تحقیقات موجود در مورد نیروی محرکه الکتریکی بر روی جت های منطقه

سلف نشستی موجود در مبدل، باعث ایجاد تنش ولتاژ در دو سر کلید و باعث افزایش تلفات کلیدزنی و تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. در مرجع [41] یک مبدل کاهنده -افزاینده دو جهته بر پای مبدل  $sepic$  ارائه شده است. این مبدل با استفاده از بلوک خازن-دیود ساخته شده و دارای ضریب بهره بالا و ساختاری ساده است. در مراجع [12] و [13] با ترکیب مبدل افزایشنده مرسوم و مبدل فلائی بک و با سری کردن مبدلهای مذکور مبدل های جدیدی با ضریب بهره بالا پیشنهاد دو جهته با تنش ولتاژ  $DC-DC$  داده شده است. در مرجع [14] مبدل های بدون ترانسفورماتور پیشنهاد داده شده است. در مراجع [16] [15] دو نوع مبدل ایزوله شده نوع ولتاژ و جریان پیشنهاد داده شده است. مبدل ایزوله شده نوع ولتاژ براسا مبدل کاهنده ساخته شده است. از معایب این مبدل می‌توان به ریپل جریان ورودی بالا و تنش ولتاژ بالا در دو سر دیود سمت ثانویه اشاره کرد. مبدل ایزوله شده نوع جریان براساس مبدل افزایشنده مرسوم ساخته شده است و ضریب بهره بالایی دارد. از معایب این مبدل به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اشاره کرد. مبدل های ایزوله نشده متعددی با ضریب بهره بالا و هزینه ساخت پایین توسط محققان پیشنهاد داده شده اند. این مبدل ها در دو نوع دارای سلف القایی و بدون سلف القایی هستند. در مبدل دارای سلف القایی، با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور، می‌توان مشابه مبدل های ایزوله شده به ضریب بهره بالا دست یافت [17]. در مراجع [18] مبدل افزایشنده کاهنده تک کلیده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. این مبدل براساس مبدل چاک می‌باشند. بنابراین در سیستم‌های هوایی استفاده از مبدل های غیر ایزوله در اولویت است. از پارامترهای مهم در مبدل های بهره زیاد می‌توان به بازده، حجم، هزینه، تلفات کلیدزنی و تلفات هدایتی، دوره کاری، استرس ولتاژی بر روی قطعات و تعداد عناصر مدار اشاره کرد. مقایسه انواع توپولوژی در جدول شماره 1 آورده شده است.

جدول 1- مقایسه انواع توپولوژی

روش‌های کنترلی	مشخصات و مقایسه	ساختار بندی
-PI -PID -Sliding Mode -Fuzzy Logic - Adaptive -Neural Network	مبدل باک ساده‌ترین نوع مبدل می‌باشد و زمانی نیاز است که ولتاژ خروجی از ولتاژ ورودی پایین‌تر باشد. این مبدل تلفات انرژی پایینی دارد. مبدل بوست ولتاژ پایین را به ولتاژ بالا تبدیل می‌کند و دارای حداقل یک جفت دیود، ترانزیستور و حداقل یک خازن یا المان ذخیره انرژی است. در مبدل باک-بوست، ولتاژ خروجی می‌تواند بالا یا پایین‌تر از ورودی باشد. مهم‌ترین مزیت آن تعداد کم اجزا می‌باشد. عیب آن نیز تنش‌های الکتریکی بالا و ری پل‌های ولتاژ می‌باشد. مبدل فلائی بک به‌طور وسیع در کاربردهایی که	تک فاز ایزوله شده یا غیر ایزوله (شارژینگ توان پایین)
		سه فاز ایزوله شده یا غیر ایزوله (شارژینگ توان بالا - مبدل سریع)

ترانسفورماتور، بلوک‌های سازنده مبدل پل فعال دوگانه [9] و تشدید [10] هستند که در محدوده 100-200 کیلووات پیشنهاد شده‌اند. جداسازی گالوانیکی بین ورودی و خروجی می‌تواند اشتراک برق بین مازول‌های مبدل مختلف را فعال کند و جریان خطا را در شرایط غیرعادی سرکوب کند. نقطه ضعف اصلی توپولوژی های ایزوله که طراحی ترانسفورماتور در این شرایط عملیاتی چالش برانگیز است، و حتی طراحی های بسیار بهینه شده به طور قابل توجهی اندازه و وزن مبدل را افزایش می‌دهند که چگالی توان کلی را کاهش می‌دهد. جایگزین، توپولوژی های غیر ایزوله است - اگرچه تغییرات بی شماری در این دسته وجود دارد، اغلب مبدل های غیر ایزوله با توان بالا و چگالی بالا معمولاً بر اساس مبدل تقویت کننده [12] یا خازن پروازی [11] هستند. توپولوژی های مبدل توان ایزوله پل فعال دوگانه و مبدل های تشدید اساساً توسط اندازه و نیاز خنک کننده ترانسفورماتور محدود می‌شود. فرکانس سوئیچینگ با توان خروجی نسبت معکوس دارد و اکثر تحقیقات منتشر شده به 20-40 کیلوهرتز محدود شده است. در مقابل، توپولوژی های مبدل غیر ایزوله مبتنی بر خازن پرنده یا معماری تقویت کننده می‌توانند در فرکانس های سوئیچینگ بسیار بالاتری کار کنند که به چگالی توان بالاتر ترجمه می‌شود. با مقیاس گذاری ولتاژ کاری و موازی سازی این مبدل‌ها به توان توان بالا و اندازه و وزن فشرده دست یافت.

### 3-1- توپولوژی های ایزوله و غیر ایزوله

برای تامین مورد نیاز در هواپیما به مبدل های برای تعیین ولتاژ است. همچنین با توجه محدودیت های سامانه اویونیک هواپیماهای، مانند کم بودن ولتاژ تولیدی توسط ژنراتور نام برد. ولتاژ خروجی ژنراتور در یک سیستم مناسب بین 70 تا 450 ولت می‌باشد. این در حالی است که برای تولید برق 220 ولت متناوب، به وسیله ی اینورترهای نیم پل و تمام پل، به ترتیب به ولتاژهایی به بزرگی 260 و 320 ولت جریان مستقیم نیاز است که این ولتاژ کم باید به طریقی تقویت شده و افزایش یابد. یکی از ابتدایی ترین راه هایی که برای افزایش ولتاژ اویونیک هواپیماهای وجود دارد، استفاده از آرایش سری این صفحات می‌باشد. اما بنا به دلایلی که ذکر خواهد شد، بهره گیری از آرایش سری، روش مناسب و کارآمدی برای این منظور نمی‌باشد، نخست اینکه بخش عمده ای از سیستم های اویونیک هواپیماهای در پرنده های غول پیکر و نظامی پیاده سازی می شوند و ایجاد ولتاژ جریان مستقیم زیاد در این هواپیما از لحاظ ایمنی خطرناک است. ساختار های متفاوتی برای افزایش ولتاژ ارائه شده است. مبدل هایی مانند افزایشنده مرسوم م، کاهنده- افزایشنده، فلائی بک وچاک، Watkins-Johnson, SEPIC و Inverse of SEPIC دارای بهره ولتاژ بالایی از نظرتئوری هستند [33]. بازده مبدل به کاررفته برای کاربرد ذکر شده باید بالا باشد؛ اما درحقیقت بازده مورد نظر توسط کلید، دیود و مقاومت سری معادل سلف و خازن محدود می‌شود. درعمل مبدل چاک و افزایشنده مرسوم بهره ولتاژ بالایی ندارند و بهره ولتاژ آن‌ها با اجزای پارازیتی محدود می‌شود؛ اما امروزه با پیشرفت تکنولوژی مبدل های زیادی ارائه شده است. با برخی مبدل ها مانند فلائی بک می‌توان به بهره ولتاژ بالایی دست یافت؛ ولی فلائی بک در ضریب بهره بالا تنش زیادی در دو سر کلید ایجاد می‌نماید که موجب کاهش راندمان می‌شود. در مراجع [19]، [18] از سلف های بزرگ برای کاهش ریپل جریان ورودی استفاده شده است؛ اما سلف با اندوکتانس بالا باعث افزایش حجم و وزن و درنهایت باعث افزایش هزینه مبدل می‌شود. در مرجع [20]. از سلف القایی برای ایجاد بهره ولتاژ بالا استفاده شده است؛ ولی

			بیشتر باشد. مبدل نیم-پل همچنین دارای خازن و اندوکتانس کمتری است.
	تک فاز ایزوله شده یا غیر ایزوله (شارژینگ توان پایین)		مبدل نیم پل: این مبدل دارای اجزای کمتر، هزینه کمتر، سادگی کنترل و تنش بالای قطعات است. این مبدل دارای تعداد یکسان ادوات اکتیو و پسیو همانند مبدل باک-بوست است. این مبدل دارای بازده بالاتری نسبت به است SEPIC و CUK زیرا تلفات سوئیچینگ و هدایتی اندوکتانس پایین تر می باشد و مشکل این مبدل جریان خروجی گسسته در زمانی که به عنوان مبدل بوست عمل می کند است. مبدل تمام پل: مبدل تمام پل دارای اجزای و بیش تر، PWM ورودی پیچیدگی کنترل، هزینه بالاتر و تنش های قطعات کمتر است. این مبدل دارای نرخ تبدیل توان و سطح توان بالاتری است. مبدل چند سطحی: مبدل چند سطحی نیازمند مدار کنترلی اضافی است. اجزای اضافه باعث بالا رفتن هزینه و پیچیدگی می شود اما تلفات و تنش قطعات کمتر است. این مبدل دارای بازدهی بالا، فرکانس سوئیچ زنی و اندازه کاهش یافته می-باشد. این مبدل دارای اجزا فرکانس بالا و فیلتر کوچک و ارزان می باشد. مبدل های ماتریسی: این مبدل شکل موج ورودی یا خروجی سینوسی را فراهم می کند.
مبدل دو طرفه	سه فاز ایزوله شده یا غیر ایزوله (شارژینگ توان بالا- شارژ سریع)	- Push bull - Half-bridge - Full-bridge (VSI-CSD) - Multi level (VSI-CSD) - Matrix converter	

### 2-3- ساختارهای مرسوم برای مبدل

مبدل Dual active bridge شامل دو پل اکتیو است که توسط یک ترانسفورماتور به هم وصل شده اند. همان طور که نشان داده شده است، مبدل از دو تمام پل، دو اندوکتانس، یک ترانسفورماتور و 8 سوئیچ با دیودهای داخلی تشکیل شده است. وقتی که انرژی از مبدل AC-DC به باتری منتقل می شود، پل سمت چپ به عنوان اینورتر عمل می کند

			تبدیل ایزوله نیاز است، استفاده می شود. به علت نبودن اندوکتانس در بخش خروجی، ولتاژ بالای خروجی قابل دسترس می باشد. این مبدل ساده و ارزان است اما دارای تنش ولتاژی و بازده پایین به علت اندوکتانس ناشی می باشد. به طور Forward مبدل مستقیم از طرح مدل طراحی شده Push-bull است. با این تفاوت که یکی از سوئیچ ها با یک دیود جایگزین شده است. هزینه این مبدل تقریباً پایین بوده که باعث می شود این توپولوژی خیلی رایج باشد. مشابه باک-بوست، ولتاژ Cuck مبدل خروجی تنظیم شده ای با پلاریته منفی نسبت به ورودی فراهم می کند. مزیت این مبدل، جریان پیوسته در ورودی و جریان خروجی می باشد. کاهش یافته می باشد. عیب مبدل وجود تعداد بالای اجزای پسیو، اندوکتانس بالا و تنش های الکتریکی بالا می-باشد. دارای دو SEPIC مبدل اندوکتانس بزرگ و خازن خروجی است و جریان خروجی گسسته است. در این مبدل ساخت مدار درایور گیت ساده است. تنش ولتاژی در خازن CUK کمتر از مبدل CUK است. مبدل های می توانند SEPIC و توان را به صورت دو طرفه با استفاده از دو کلید الکترونیکی اکتیو عبور دهند. تنش جریان برای سوئیچ های اکتیو و دیود-SEPIC و CUK ها در بزرگ تر از مبدل نیم پل تحت همان ولتاژ خروجی یا ورودی است. بنابراین از مبدل نیم پل انتظار می رود دارای بازده
--	--	--	--

به مقدار dc به یک مبدل اصلاح ضریب توان لازم است. این مبدل وظیفه تبدیل ولتاژ متناوب ورودی به یک ولتاژ dc با قابلیت اصلاح همزمان ضریب توان جهت کاهش هارمونیک در حد مطلوب و مطابق با استانداردهای کیفیت توانی، را بر عهده دارد. در ادامه ساختارهای مختلف برای قسمت اصلاح ضریب توان ارائه می‌گردد.

### 3-5- مبدل اصلاح ضریب توان Semi-Bridgeless

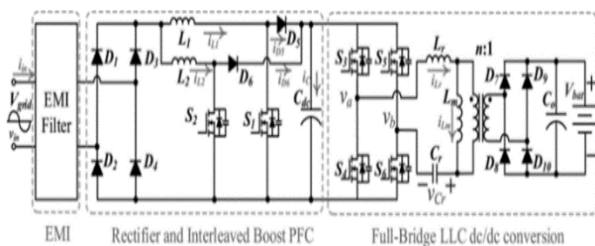
در این مبدل با استفاده از دو دیود، زمین خازن باس و سر منفی ولتاژ ورودی در حالت ولتاژ ورودی منفی بهم وصل می‌شود. در نتیجه مشکلات ناشی از EMI به صورت قابل توجه کاهش می‌یابد. اما این مبدل مشکلات برجسته‌ای مانند دارا بودن دو سلف در ساختار خود، یک دیود کند و تلفات بازیابی معکوس دیودها را به همراه دارد. بنابراین به مانند مبدل اصلاح ضریب توان بدون پل، این مبدل نیز برای کاربرد هوایی مورد نظر پیشنهاد نمی‌گردد.

### 3-6- ساختار مبدل Totem-pole bridgeless PFC

از مزایای برجسته این مبدل می‌توان به بازدهی بالا ( بالای 99 درصد)، ضریب توان بالا ( بزرگتر از 0.99) و فرکانسهای کاری خیلی بالا (بیشتر از 500 کیلوهرتز) آن در توان‌های بالا (بیشتر از 2 کیلووات) اشاره کرد. البته این مبدل مشکلاتی مانند پیچیدگی ساختار کنترل به دلیل دارا بودن 4 کلید اکتیو، هزینه‌های بالا و مشکلات فیدبک جریان و ولتاژ به علت شناور بودن زمین آنها را به همراه دارد. اما با توجه به بازدهی و فرکانسی کاری بالای آن که باعث بهبود عملکرد حرارتی کل سیستم و کاهش اندازه‌های می‌گردد، این مبدل بهترین گزینه برای کاربردهای با توان بالا می‌باشد.

### 4- طراحی مفهومی مبدل

ساختار مبدل پیشنهادی متشکل از مبدل اصلاح ضریب توان افزایش دهنده و مبدل رزونانسی LLC است. ساختار این مبدل در شکل 4 نشان داده شده است:



شکل 4- ساختار مبدل پیشنهادی

برای شبیه‌سازی ساختار فوق، با توجه به نیاز کنترل کننده دیجیتال (استفاده از میکروپروسورها) از ترکیب نرم‌افزار PSPICE و MATLAB استفاده شده است. ساختار مدار قدرت در PSPICE شبیه‌سازی شده است در حالی که سیستم کنترلی هم PFC و هم LLC Converter در نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی شده است. ساختار کلی شبیه‌سازی در متلب به صورت شکل 5 است.

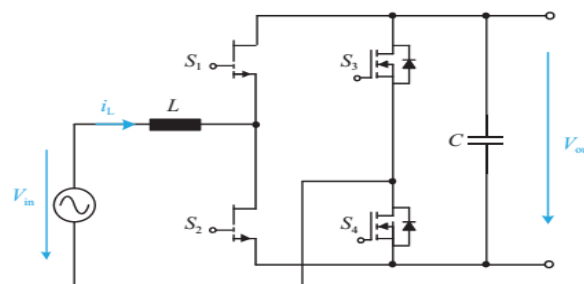
جدول 2- مشخصات پارامترهای مبدل

$V_{HDC}$	[220:250]
$V_{LDC}$	[360:400]
$I_{HDC}$	[200:650]
Fsw	75KHz

درحالی که دیودهای داخلی سوئیچها در سمت راست به‌عنوان تمام پل عمل می‌کنند تا AC را به DC تبدیل کنند. ترانسفورماتور در یک نسبت تبدیل مناسب ثابت نگاه داشته می‌شود. در حالی که باتری دشارژ می‌شود، پل سمت راست جریان DC را به موج متناوب تبدیل می‌کند و از طریق ترانس، ولتاژ AC را در پل سمت چپ القا میکند. دیودهای داخلی سوئیچها در سمت چپ مبدل به‌عنوان یک سوساز تمام پل عمل می‌کند و جریان را به‌صورت DC برمی‌گرداند که برای مبدل AC-DC دوطرفه مناسب است. در این زمان نیز در صورت نیاز می‌توان سوئیچهای یک سوساز را به‌صورت اکتیو بهره‌برداری کرد. در واقع مبدل ابتدا جریان DC را به AC تبدیل می‌کند و سپس AC را به DC برمی‌گرداند. اگر جریان DC با فرکانس بالایی یکسو شود، ترانسفورماتور کوچکی نیاز است. لازم به ذکر است که به خاطر تعداد بالای سوئیچهای مدار، تکنیکهای ZCS و ZVS به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ می‌تواند اجرا شود.

### 3-3- مبدل Dual active bridge

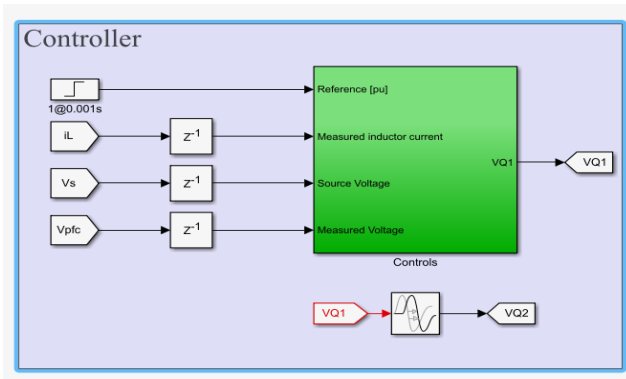
همانطور که در شکل 3 نشان داده شده است، مبدل افزایش‌دهنده-کاهنده دو سطحی دارای دو اندوکتانس، یک خازن و دو سوئیچ با دیودهای داخلی است. این مبدل در یک سمت به‌عنوان یک مبدل افزایش‌دهنده و در یک سمت دیگر به‌صورت کاهنده عمل می‌کند. وقتی که مبدل در حالت شارژ باتری عمل میکند، مبدل به‌عنوان مبدل باک عمل می‌کند. برای عملکرد در این حالت، سوئیچ T2 باز و T1 توسط سیگنال PWM روشن و خاموش می‌شود. نرخ کاهش ولتاژ بستگی به دوره کار سیگنالی دارد که به T1 می‌رسد. اگر دوره کار، 100 درصد باشد آنگاه ولتاژ کامل قسمت AC-DC به باتری منتقل می‌شود و اگر 50 درصد باشد، نصف ولتاژ به قسمت باتری منتقل می‌شود. اگر مدار در حالت دشارژ باتری کار کند، کلید T1 خاموش است و سوئیچ T2 توسط سیگنال PWM روشن یا خاموش می‌شود. در این حالت، مدار به‌عنوان مبدل بالابرنده عمل میکند. در مقایسه با Dual active bridge، این مدار دارای 5 جز کمتر است. علاوه بر این تنها دو سوئیچ باید کنترل شود که باعث می‌شود که مدار کنترل ساده شود. در این نوع مبدل دو اندوکتانس جریان بالا که حجیم و سنگین هستند نیاز است.



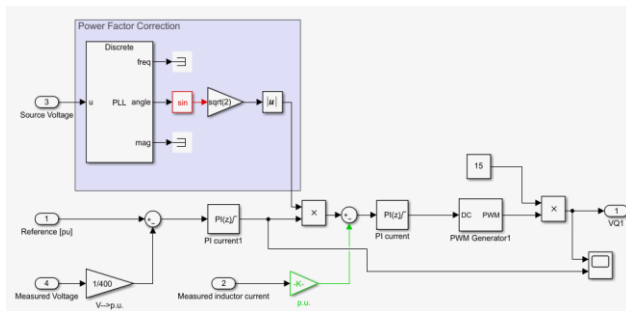
شکل 3- مبدل Two quadrant buck-boost

### 4-4- مبدل اصلاح ضریب توان

مطابق با مطالب قبلی مدار مبدل به برق ژنراتور وصل می‌گردد. برق ژنراتور دارای ولتاژ متناوب با فرکانس 400 هرتز می‌باشد. در صورت انتقال مستقیم توان از سمت ورودی با فرکانس 400 هرتز به سمت خروجی، ساختار مبدل بسیار حجیم میگردد. در نتیجه در ابتدا برق ژنراتور dc میگردد و این مقدار dc توسط یک مبدل با فرکانس بالا انتقال می‌یابد. برای تبدیل برق ژنراتور



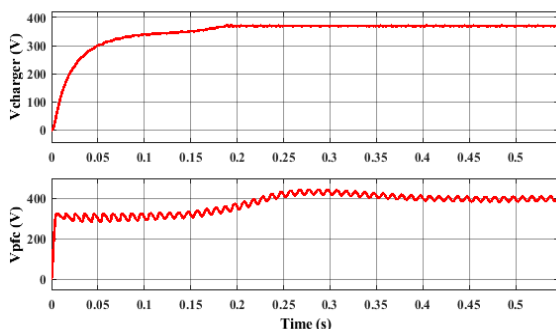
(الف)



(ب)

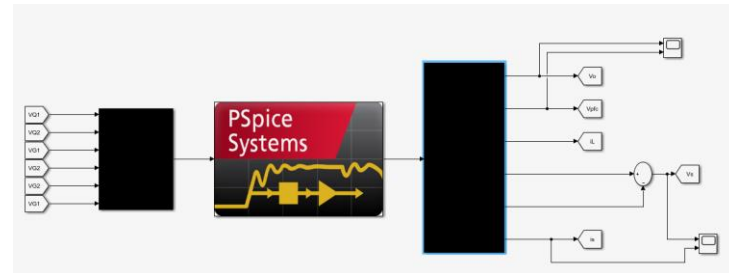
شکل 8- سیستم کنترلی PFC؛ (الف) سیستم کنترل کلی؛ (ب) روش کنترلی PFC

با شبیه‌سازی کلی سیستم نتایج زیر برای مبدل حاصل می‌شود. در این شبیه‌سازی ورودی برق ژنراتور 220 ولت AC که توسط یکسوکندنده تمام‌خ پل یکسو شده و به PFC منتقل می‌شود. مبدل PFC وظیفه اصلاح ضریب توان و رساندن ولتاژ لینک DC به 400 ولت را بر عهده دارد. طبقه بعدی مبدل مبدل dc/dc LLC است که وظیفه تامین برق را بر عهده دارد. در اینجا فرض شده است که ولتاژ باتری 370 ولت است. ولتاژ خروجی PFC و مبدل در شکل 9 نشان داده شده است طبق شکل، ولتاژ خروجی PFC در 400 ولت ثابت شده و ولتاژ خروجی مبدل LLC در ولتاژ باتری 370 ولت ثابت شده است.



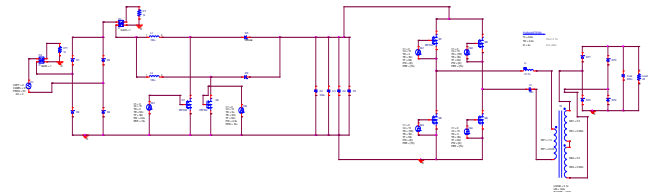
شکل 9- موج ولتاژ خروجی مبدل و PFC

شکل 10 نشان دهنده ولتاژ و جریان ورودی مبدل (کشیده شده از ژنراتور) است. با توجه به این شکل، ولتاژ و جریان با کنترل مبدل PFC به صورت هم‌فاز شده‌اند که باعث اصلاح ضریب توان به مقدار واحد می‌شود.



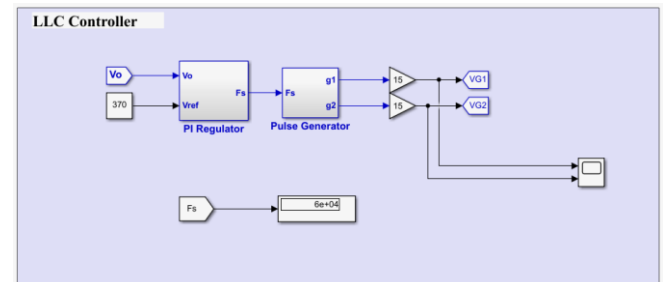
شکل 5- ساختار شبیه‌سازی شده در متلب

مدار شبیه سازی شده در PSpice که متشکل از مدار قدرت مبدل اصلاح ضریب توان و مبدل LLC است در شکل 6 نشان داده شده است.

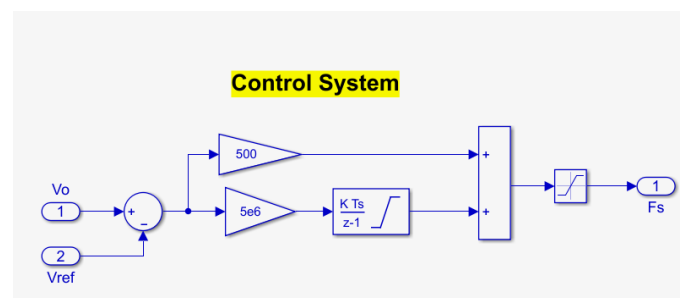


شکل 6- ساختار شبیه‌سازی شده در PSpice

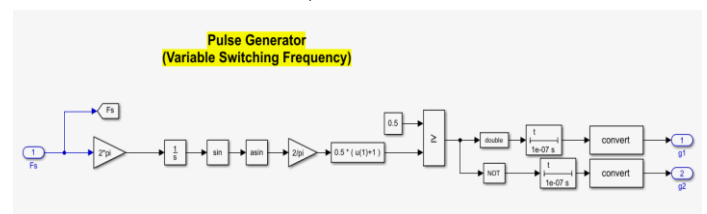
سیستم کنترلی مبدل LLC پیاده شده در متلب در شکل 7 نشان داده شده است. خروجی این کنترل کننده سیگنال‌های گیت مبدل LLC است که از طریق لینک MATLAB-PSpice به مدار قدرت شبیه سازی شده در PSpice ارسال می‌شود.



(الف)



(ب)

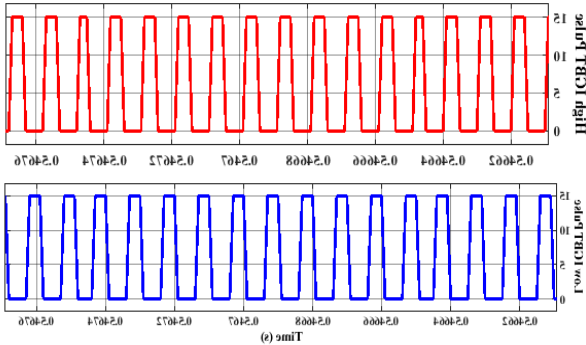


(ج)

شکل 7- سیستم کنترلی مبدل LLC در MATLAB؛ (الف) سیستم کنترلی کلی؛ (ب) تولید کننده فرکانس رزونانس مبدل LLC؛ (ج) تولید کننده پالس کلیدزنی با فرکانس متغییر

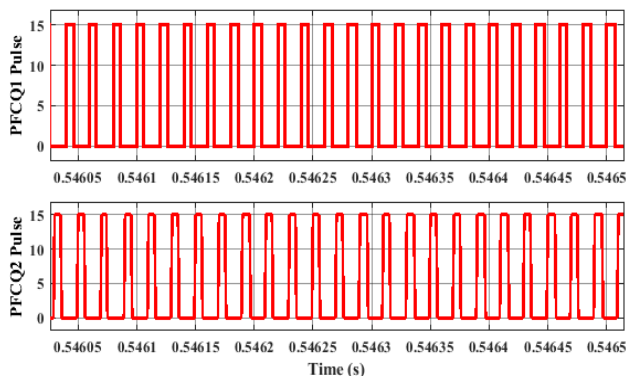


سیگنال‌های کلیدزنی مبدل LLC که از طریق متلب به PSPICE منتقل می‌شود در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل 14- سیگنال گیت کلیدزنی مبدل LLC

سیگنال کلیدزنی مبدل اینترلیو افزایشدهنده برای PFC به صورت شکل 15 است که گیت ماسفت‌ها از همدیگر 180 درجه اختلاف فاز دارند.



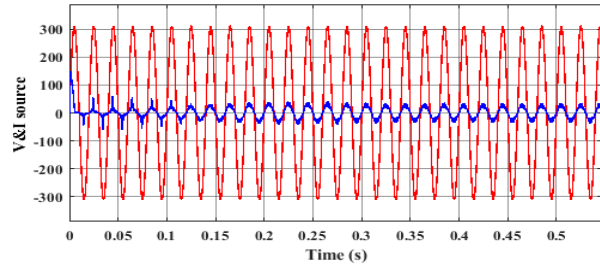
شکل 15- نتایج شبیه‌سازی؛ (الف) ولتاژ و جریان خروجی؛ (ب) توان خروجی

#### 1-4- مدار قدرت شبیه‌سازی شده در متلب

به منظور کنترل مدار برای رسیدن ضریب توان واحد از روش کنترلی نشان داده شده در شکل 16 استفاده شده است. در این روش کنترلی، فاز ولتاژ منبع توسط PLL استخراج شده و به جریان مرجع تولیدی توسط کنترل کننده PI برای حلقه کنترلی ولتاژ، ضرب می‌شود. بعد جریان مرجع که همفاز با ولتاژ ورودی است با جریان مبدل مقایسه می‌شود تا سیگنال کنترلی کلیدزنی طوری تولید شود که جریان مبدل همفاز با ولتاژ منبع گردد که در این صورت ضریب توان یک خواهد بود.

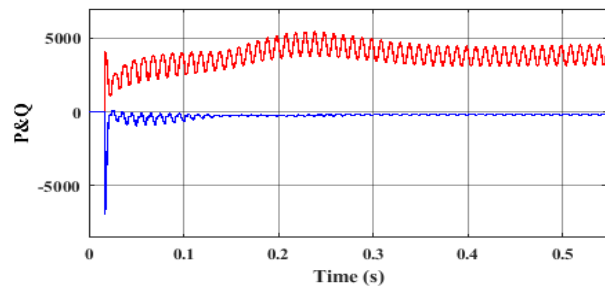
#### 2-4- سیستم کنترل PFC

نتایج شبیه‌سازی برای مبدل برای ولتاژ و جریان خط، ولتاژ خروجی و جریان خروجی مبدل یکسو کننده در شکل 10 نشان داده شده است. جریان و ولتاژ منبع با هم هم فاز شده‌اند که باعث ایجاد ضریب توان نزدیک به یک خواهد شد که در شکل 11 نشان داده شده است. ولتاژ خروجی به ولتاژ 400 ولت DC ثابت شده است.



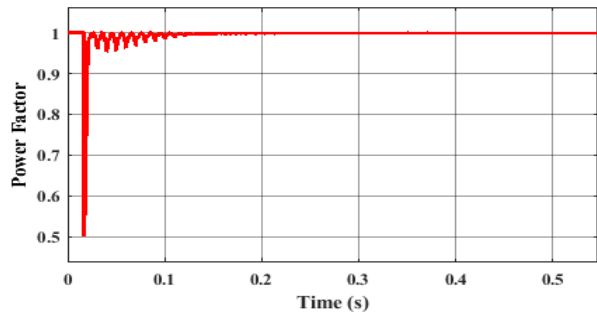
شکل 10- موج ولتاژ و جریان ورودی مبدل

شکل 11 توان اکتیو و غیر اکتیو کشیده شده توسط مبدل را نشان می‌دهد. با توجه ضریب توان واحد، توان غیراکتیو تقریباً برابر صفر است و توان اکتیو تقریباً برابر توان اکتیو مبدل یعنی 3300 وات است.



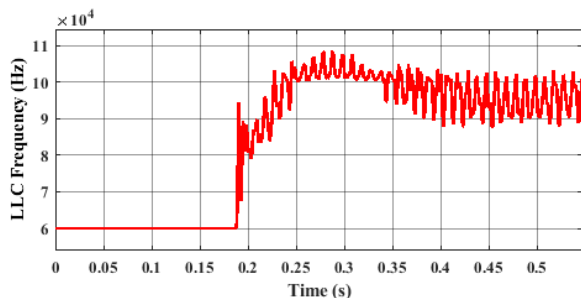
شکل 11- توان اکتیو و غیر اکتیو مبدل

شکل 12 ضریب توان مبدل را نشان می‌دهد. طبق این شکل ضریب توان مبدل که در ابتدا نزدیک 0.5 بود بعد از اعمال سیستم کنترلی به PFC به نزدیک واحد رسیده است که این نشان دهنده عملکرد بسیار خوب مبدل PFC و سیستم کنترلی آن است.



شکل 12- ضریب توان مبدل

شکل 13 نشان دهنده فرکانس مبدل LLC است. طبق این شکل فرکانس کلیدزنی مبدل LLC متغییر است که مبدل بتواند رزونانس کرده و ولتاژ خروجی رو کنترل کند.



شکل 13- فرکانس کلیدزنی مبدل LLC مبدل

صفحه: □

### 3-4- ضریب توان مبدل

ولتاژ و جریان خروجی مبدل و توان خروجی آن در شکل زیر نشان داده شده است. توان خروجی متناسب با توان طراحی شده 3.3 کیلووات است. به منظور طراحی این مبدل مشخصات ورودی به صورت زیر است:

```

%% Design Parameters
Line_Voltage_DC = 220; % DC line voltage for AC sweep
Line_Voltage_Peak = 220*sqrt(2); % Input Voltage Peak to the Full Bridge Rectifier [V]
f_line = 50; % Power line frequency [Hz]
Voref = 400; % Desired Output Voltage from PFC Preconverter [V]
Power = 3.3e3; % Maximum steady state power capability [W]
R = 48.48; % Arbitrary resistive load [Ohms]
del_V = 10; % Peak-Peak Output Voltage Ripple [V]
IndCurrRipple = 8; % Inductor Current Ripple [%]
Conv_efficiency = 92; % Nominal efficiency of the preconverter [%]
t_holdup = 16.6e-3; % Minimum hold up time for a minimum output voltage of 340V [sec]
f_sw = 50e3; % MOSFET Switching Frequency [Hz]
    
```

طراحی مبدل به صورت مراحل زیر خواهد بود:

```

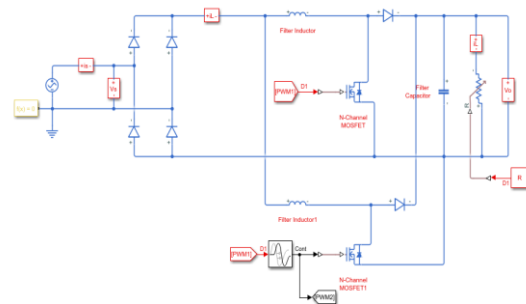
%% Converter Design
Duty = (Voref-Line_Voltage_Peak)/Voref;
I_in_peakmax = 2*(Power/(Conv_efficiency*0.01))/Line_Voltage_Peak;

%% Filter Inductance
del_I = (IndCurrRipple/100)*I_in_peakmax;
L = (Line_Voltage_Peak*Duty)/(f_sw*del_I);

%% Filter Capacitance
C = max((2*Power*t_holdup)/((Voref)^2-340^2),Power/(2*pi*f_line*del_V*Voref));

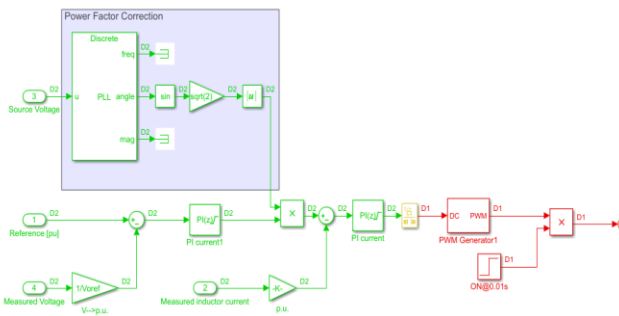
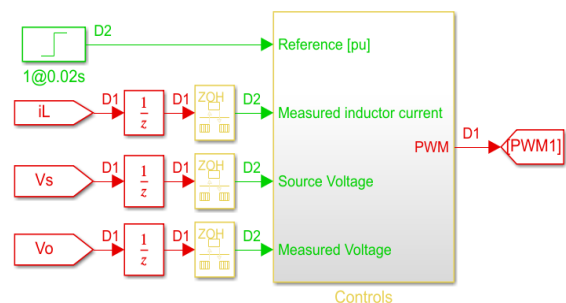
%% Control Parameters
Ts = 1/(30*f_sw); % Sampling time for the plant [sec]
Tsc = 1/(2*f_sw); % Sampling time for the controller [sec]
Kp_i = 0.0932783606685321; % Proportional Gain of the Inner Current Loop controller
Ki_i = 1301.53195410891; % Integral Gain of the Inner Current Loop controller
Kp_v = 0.115029697259215; % Proportional Gain of the Outer Voltage Loop controller
Ki_v = 21.7500988443087; % Integral Gain of the Outer Voltage Loop controller
    
```

مدار قدرت شبیه سازی شده در متلب به صورت شکل 16 است.



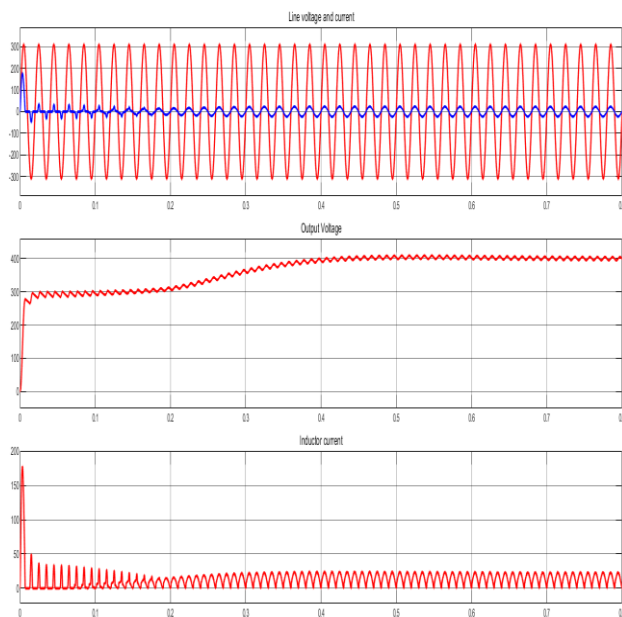
شکل 16-مدار قدرت شبیه سازی شده در متلب

به منظور کنترل مدار برای رسیدن ضریب توان واحد از روش کنترلی نشان داده شده در شکل زیر استفاده شده است. در این روش کنترلی، فاز ولتاژ منبع توسط PLL استخراج شده و به جریان مرجع تولیدی توسط کنترل کننده PI برای لوپ کنترلی ولتاژ، ضرب می شود. بعد جریان مرجع که همفاز با ولتاژ ورودی است با جریان مبدل مقایسه می شود تا سیگنال کنترلی کلیدزنی طوری تولید شود که جریان مبدل هم فاز با ولتاژ منبع گردد که در این صورت ضریب توان یک خواهد بود.

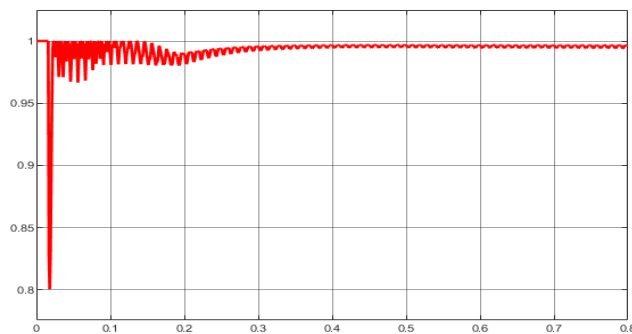


شکل 17-سیستم کنترل PFC

نتایج شبیه سازی برای مبدل برای ولتاژ و جریان خط، ولتاژ خروجی و جریان خروجی مبدل یکسو کننده در شکل 17 نشان داده شده است. همان طور که از شکل مشاهده می شود جریان و ولتاژ منبع با هم هم فاز شده اند که باعث ایجاد ضریب توان نزدیک به یک خواهد شد که در **Error!** **Reference source not found.** نشان داده شده است. ولتاژ خروجی به ولتاژ 400 ولت DC ثابت شده است.



شکل 18-نتایج شبیه سازی برای ولتاژ و جریان



شکل 19-ضریب توان مبدل

ولتاژ و جریان خروجی مبدل و توان خروجی آن در شکل 20 نشان داده شده است. توان خروجی متناسب با توان طراحی شده 3.3 کیلووات است.



در قطعات غیرفعال، حتی درصد کمی از تلفات منجر به مقدار زیادی بار حرارتی شود که مدیریت آن دشوار است. برای هر سیستم خنک کننده برای سیستم خنک کننده هوا، بار حرارتی مستقیماً بر اندازه هیت سینک و متعاقباً چگالی توان مبدل تأثیر می گذارد. استفاده از گاز طبیعی مایع به عنوان سوخت و خنک کننده می تواند گزینه دیگری برای پیشران باشد. الکترونیک قدرت می تواند به صورت بروی توی توسط سیستم مدیریت حرارتی گاز طبیعی مایع بروی توی خنک شود [23]. در طراحی این سیستم، وزن اضافی برای سیستم خنک کننده الکترونیک قدرت وجود ندارد.

#### ج- تداخل الکترومغناطیسی

فرکانس سوئیچینگ یک عامل مهم برای بهبود چگالی توان است. با این حال، سوئیچینگ بیش از حد  $dv/dt$  می تواند مشکلات تداخل الکترومغناطیسی (EMI) ایجاد کند. تغییر مرحله ای سوئیچینگ در هر سیکل سوئیچینگ می تواند جریان های حالت مشترک و حالت عادی نوسانی فرکانس بالا تولید کند [29]. جریان زنگی عمدتاً ناشی از عناصر انگلی است که در هر جزء غیرفعال وجود دارد. فرکانس جریان بین صدها کیلوهرتز و چندین مگاهرتز باشد. جریان فرکانس بالا می تواند نویز EMI و میدان مغناطیسی نوسانی القا کند که بر همه دستگاه های نزدیک [30] تأثیر می گذارد. به منظور کاهش انتشار EMI به دلیل تعویض دستگاه، فیلترهای EMI به طور کلی در طراحی مبدل مورد نیاز است. فیلترهای EMI وزن بیشتری به برنامه اضافه می کنند و به طور موثر بهبود چگالی توان را محدود می کنند. بنابراین، به حداقل رساندن انتشار EMI و طراحی فیلتر EMI موثر چالش اصلی در طراحی مبدل توان بالا و چگالی توان بالا است.

#### د. مغناطیسی

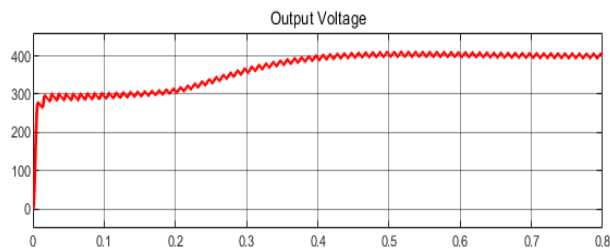
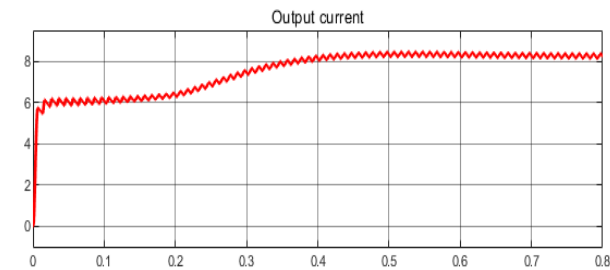
مواد فولادی مغناطیسی تأثیر مستقیمی بر اندازه و کارایی المان القایی در مبدل های قدرت دارند. این نسبت توان چند نمونه معرف مواد مورد استفاده در هسته های القایی توان بالا و فرکانس بالا می باشد [فرکانس سوئیچینگ در برنامه های کاربردی با چگالی توان بالا استفاده می شود. نسبت توان با افزایش فرکانس از آن زمان کاهش می یابد

#### E. خازن ها

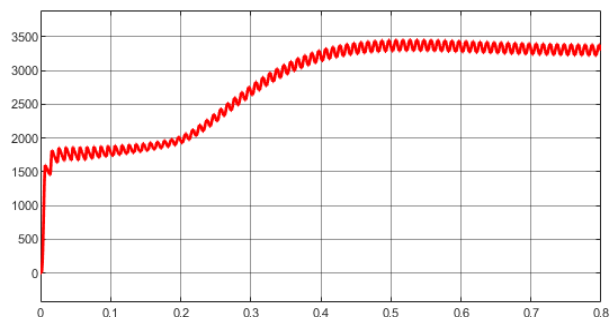
خازن های فیلم به طور کلی در کاربردهای توان و چگالی توان بالا استفاده می شوند. برای مبدل های کلاس MW، از دست دادن خازن ها می تواند بار حرارتی مبدل ها را افزایش دهد. ESR خازن ها را می توان با انتخاب هادی خوب و مواد دی الکتریک به حداقل رساند. بهینه سازی هندسه خازن ها نیز امکان پذیر است [26]. پیشرفته ترین مواد دی الکتریک با چگالی انرژی بالا برای خازن های فیلم هستند [28]. اگرچه چگالی انرژی آنها زیاد است، اما دمای عملیاتی آنها به اندازه کوپلی استرهای آروماتیک پلی اوره و فلورنیل نیست. خازن های دمای بالا در مبدل های کلاس مگاوات ترجیح داده می شوند زیرا می توانند تنش سیستم مدیریت حرارتی را کاهش دهند. با این حال، این دو ماده چگالی انرژی کمتری از خود نشان می دهند.

#### 6- نتیجه گیری

در این پژوهش یک بررسی جامع و مقایسه معماری های مبدل DC به DC با توان بالا بالقوه که می توانند به چگالی توان بالا برای برآوردن الزامات کاربرد هواپیمای الکتریکی آینده دست یابند، ارائه شده اند. مشخص شده است که خازن های پرند و توپولوژی های مبدل غیر ایزوله نوع تقویت کننده چند سطحی می توانند به چگالی توان برتر نسبت به معماری های



(الف)



(ب)

شکل 20- نتایج شبیه سازی؛ (الف) ولتاژ و جریان خروجی؛ (ب) توان خروجی

#### 5- چالش ها برای تبدیل برق DC-DC MW

استفاده از فرکانس بالا، توپولوژی مبدل مناسب، مواد پیشرفته، سیستم مدیریت حرارتی موثر، استراتژی های طراحی کلیدی در توسعه مبدل های توان با چگالی توان بالا کلاس MW هستند. چالش های زیادی وجود دارد که باید در هنگام توسعه مبدل ها در نظر گرفته شود. زیر بخش های زیر این چالش های کلیدی را خلاصه می کند.

#### الف. دستگاه های سوئیچینگ نیمه هادی

دستگاه های شکاف پهن باند ساخته شده از زیرلایه های کاربرد سیلیکون یا نیتريد گالیم امکانات و کاربردهای جدیدی را باز کرده اند. فناوری SiC در حال حاضر در پذیرش صنعت و تولید انبوه در مقایسه با GaN technology جلوتر است. با این حال، قالب های SiC منفرد هنوز به حدود 100 آمپر محدود هستند و مقیاس بندی این دستگاه های سوئیچ کننده نیمه رسانا برای کنترل 1000 A یا بالاتر به نوآوری بیشتری در بسته بندی و یکپارچه سازی نیاز دارد [20][21]. موضوع دوم مربوط به کنترل اندوکتانس های گیت انگلی هنگام تعویض سخت این دستگاه ها است [22].

#### ب. خنک کننده

در کاربردهای توان بالا، سیستم مدیریت خنک کننده یکی دیگر از عناصر چالش برانگیز در طراحی مبدل است. با توجه به تلفات سوئیچینگ و تلفات

- [17] D. Yamaguchi and H. Fujita, "A New PV Converter for a High-Leg Delta Transformer Using Cooperative Control of Boost Converters and Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9542–9550, 2018.
- [18] J. Dallamuta, M. Fiori, M. Oliveira, A. Demian, and L. R. Barbosa, "Soft – Switched Interleaved Boost Converter with Quadratic Voltage Gain for Renewable Energy Applications," no. 03, 2016.
- [19] M. L. Bharathi and D. Kirubakaran, "Comparative study on solar powered interleaved boost converter," *Indian J. Sci. Technol.*, vol. 8, pp. 270–279, 2015.
- [20] Mitulkumar, R. Dave. K.C.Dave, "Analysis of Boost Converter", *Internationa Journal of Engineering and Technology* 2012.
- [21] Kaplar, Robert J., Jason C. Neely, Dale L. Huber, and Lee J. Rashkin. "Generation -After-Next Power Electronics: Ultrawide- bandgap devices, high-temperature packaging, and magnetic nanocomposite materials." *IEEE Power Electronic s Magazine* 4, no. 1 (2017): 36-42.
- [22] Rogers, Susan. "Advanced power electronics and electric motors R&D." *US DOE Presentation*, May 14 (2013).
- [23] Shen, Z. John, Gourab Sabui, Zhenyu Miao, and Zhikang Shuai. "Wide-bandgap solid-state circuit breakers for DC power systems: Device and circuit considerations." *IEEE T ransactions on Electron Devices* 62, no. 2 (2015): 294 -300.
- [24] O'Donnell, Shane, Jean-Louis Debauche, Pat Wheeler, and Alberto Castellazzi. "Silicon carbide MOSFET s in more electric aircraft power converters: T he performance and reliability benefits over silicon IGBT s for a specified flight mission profile." In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pp. 1 -10. IEEE, 2016.
- [25] T. J. Lagier, C. Laurent, W. Francois, et. al, "A 100 kW 1.2 kV 20 kHz DC-DC converter prototype based on the Dual Active Bridge topology", in *International Conference on Industrial T echnology*, pp. 559-564, Lyon, France, Feb, 2018.
- [26] G. Ortiz, M. G. Leibl, J. E. Huber, J. W. Kolar, "Design and Experimental T esting of a Resonant DC–DC Converter for Solid- State T ransformers", *IEEE T rans. Power Electron.*, vol. 32, no. 10, p p. 7534 – 7542.
- [27] M. Alifanov, "Power Electronic design of a Multi MWdc/dc converter", *Dissertation in Chalmers University of Technology*, Goteborg, Sweden.
- [28] M. Stojadinovic, J. Biela, "Comparison of high power non-isolated multilevel DC-DC converters for medium-voltage battery storage applications", in *17th European Conference on Power Electornics and Applications*, Geneva, Switzerland, Sep, 2015.
- [29] O. Kreutzer, M. Gerner, M. Billmann, M. Maerz, "A 3.6 kV full SiC fuel cell boost converter for high power electric aircraft", in *T ransportation Electrification Conference and Expo*, pp. 220 - 225, Long Beach, CA, USA, Aug, 2018.
- [30] Q. Wei, H. Cha, F. Z. Peng, L. M. T olbert, "55 -kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles", *IEEE T rans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1668 -1678, Apr, 2012.

دیگر دست یابند. مبدل پیشنهادی از مزایایی مانند جریان ورودی کم موج، بهره ولتاژ بالا، سوئیچینگ جریان صفر کلید اصلی، تنش ولتاژ پایین کلید اصلی بهره می برد. علیرغم داشتن بهره ولتاژ بالا، تعداد قطعات به کار رفته در مبدل پیشنهادی کم است. داشتن مزیت کلیدزنی جریان صفر کلید اصلی و تنش ولتاژ پایین آن باعث افزایش راندمان مبدل پیشنهادی می شود. تحلیل حالت پایدار مبدل پیشنهادی در این مقاله مورد بحث قرار گرفته است.

#### 7- مراجع

- [1] Bowman, Cheryl L. "Visions of the future: Hybrid electric aircraft propulsion." (2016).
- [2] Athalye, P.; Maksimovic, D.; Erickson, R. "High- Performance Front-End Converter for Avionics Applications[Aircraft Power Systems]"; *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst.* 2003, 39, 462-470.
- [3] Sarlioglu, Bulent, and Casey T . Morris. "More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft." *IEEE transactions on T ransportation Electrification* 1, no. 1 (2015): 54-64.
- [4] Jansen, Ralph, Cheryl Bowman, Amy Jankovsky, Rodger Dyson, and James Felder. "Overview of NASA Electrified Aircraft Propulsion (EAP) Research for Large Subsonic T ransports." In *53rd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Co nference*, p. 4701.
- [5] Todorovic, M. H., Palma, L., P. N. Enjeti, "Design of a Wide Input Range DC–DC Converter with a Robust Power Control Scheme Suitable for Fuel Cell Power Conversion", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 3, pp. 1247–1255, 2008.
- [6] Gu, D., Czarkowski, D., Ioinovici, A., "A Large DC-Gain Highly Efficient Hybrid Switched-Capacitor-Boost Converter for Renewable Energy Systems", in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, pp. 2495–2500, 2011.
- [7] Hu, X., Gong, C., "A High Voltage Gain DC–DC Converter Integrating Coupled Inductor and Diode– Capacitor Techniques", *IEEE Trans. Power Electron.* , pp. 789–800, 2014.
- [8] Fardoun, AA, Ismail, EH, Sabzali AJ, Al-Saffar MA. "Bidirectional Converter for High-Efficiency Fuel Cell Powertrain", *J Power Sources*, pp. 470-482, 2014.
- [9] Tseng, K. C., Lin, J. T., Cheng, C. A., "An Integrated Derived Boost-Flyback Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles", in *Proc. IEEE IFEEC*, pp. 283-287, 2013.
- [10] Chen, S. M., Wang, C. Y., Liang, T. J., "A Novel Sinusoidal Boost-Flyback CCM/DCM DC-DC Converter", in *Proc. IEEE APEC*, pp. 3512-3516, 2014.
- [11] Yang, L. S., Liang, T. J., Chen, J. F., "Transformer-less DC–DC Converter with High Voltage Gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3144–3152, 2009.
- [12] Zhao, Y., Li, W. H., He X. N., "Single-Phase Improved Active Clamp Coupled-Inductor-Based Converter with Extended Voltage Doubler Cell", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 6, pp. 2869-2878, 2012.
- [13] Hu, Y. H., Xiao, W. D., Li, W. H., He, X. N., "Three- Phase Interleaved High-step-up Converter with Coupled- Inductor-Based Voltage Quadrupler", *IET Power Electronics.*, Vol. 7, No. 7, pp. 1841-1849, 2014.
- [14] Lee, J. H., Liang, T. J., Chen, J. F., "Isolated Coupled- Inductor-Integrated DC–DC Converter with Nondissipative Snubber for Solar Energy Applications *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 7, pp. 3337-3348, 2014.
- [15] N. Coruh, S. Urgun, T. Erfidan, and S. Ozturk, "A simple and efficient implementation of interleaved boost converter," *Proc. 2011 6th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2011*, no. Dcm, pp. 2364–2368, 2011.
- [16] [www.ti.com](http://www.ti.com) (Texas Instruments).