

طراحی، شبیه‌سازی، ساخت و جایگزینی اینورتر استاتیکی در هواپیما

سید مهدی نوری، حبیب‌اله اعلمی، محمد حسین خانزاده، محمد صادق مظاهری

گروه برق

دانشگاه امام حسین (ع)

تهران، ایران

smnouri1000@yahoo.com

چکیده - این مقاله طراحی، شبیه‌سازی، ساخت نمونه آزمایشگاهی و جایگزینی یک اینورتر استاتیکی به جای یک اینورتر دینامیکی در هواپیما را ارائه می‌کند. ولتاژ ورودی این اینورتر ۲۷ ولت DC و ولتاژ خروجی آن سه‌فاز ۳۶ ولت با فرکانس ۴۰۰ هرتز و توان خروجی یک کیلو-ولت-آمپر می‌باشد. سائز این اینورتر به دلیل محدودیت در فضای نصب و وزن آن، باید حتی‌المقدور کوچک باشد که مستلزم کاهش ابعاد ترانس‌ها به‌وسیله افزایش فرکانس سوئیچینگ است. این امر موجب ازدیاد تلفات شده که برای کاهش تلفات و حفاظت از سوئیچ‌ها نیاز به استفاده از مدارهای اسنابر می‌باشد. همچنین با طراحی کنترلر PID دیجیتال، یونیت کنترلی اینورتر دینامیکی از هواپیما حذف می‌گردد. از مزایای این اینورتر این است که رگولاسیون ولتاژ خروجی ثابت است و THD به کمتر از ۳ درصد می‌رسد. حذف ترانس سه‌فاز و کوچک شدن فیلتر خروجی نیز از مزایای دیگر این اینورتر می‌باشد. نتایج این تحقیق به ساخت نمونه آزمایشگاهی منجر شده و مورد تست و آزمایش عملیاتی قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی - اینورتر استاتیکی؛ کنترل دیجیتالی؛ مدارهای اسنابر؛

سوئیچینگ؛ پوش پول؛

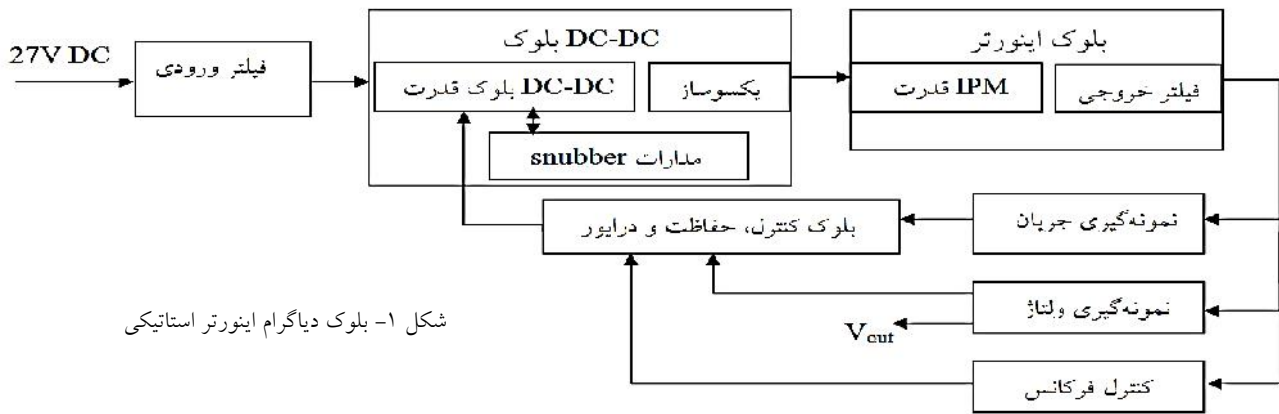
ولتاژ ورودی این اینورتر ۲۷ ولت DC است که از ژنراتور DC یا باتری هواپیما تأمین می‌شود و شفت یک روتور DC را با سرعت ۱۲۰۰۰ دور در دقیقه می‌چرخاند و ولتاژ سه‌فاز ۳۶ ولت با فرکانس ۴۰۰ هرتز را در استاتور ژنراتور AC القا می‌کند. رگولاسیون و کنترل ولتاژ خروجی اینورتر هواپیما توسط یک یونیت جدا از سیستم اینورتر و به روش کنترل جریان میدان روتور DC انجام می‌پذیرد. با توجه به طراحی قدیمی سیستم و بروز اشکالات و ایرادات متعدد در اینورتر مربوطه به لحاظ ساختار دینامیکی آن (نظیر خرابی بلبرینگ‌ها، خرد شدن زغال‌ها و دیگر اشکالات مکانیکی) و شرایط تحریم، نیاز به جایگزینی آن با یک سیستم جدیدتر، استاتیکی و با کنترل دیجیتالی (حذف یونیت کنترلی) به همراه سیستم عیب‌یاب سریع توسط نمایشگرهای LED ضروری است. جریان بی‌باری راه‌انداز در اینورتر دینامیکی به دلیل بالا بودن جریان اولیه راه‌اندازی در موتور DC حدود ۱۷۰ آمپر می‌باشد، اما در طراحی سیستم استاتیکی جدید، به ۸ آمپر کاهش می‌یابد. ضمناً، از آنجایی که ساختار کاملاً بومی است، بهینه‌سازی یا هر گونه تغییرات احتمالی، متناسب با نیازهای آتی، به سرعت امکان پذیر است.

۲. طراحی اینورتر

اینورترهای نوع دینامیکی (موتور-ژنراتور) نسل اولیه اینورترها می‌باشند و به سبب اشکالات مکانیکی، هزینه تعمیر و نگهداری بالا دارند. به تدریج در روبه‌رو شدن با نیازهای مختلف و با بالا رفتن سرعت در ادوات نیمه‌هادی، اینورترهای استاتیکی به روش سوئیچینگ ساخته شد و سپس با استفاده از خواص مواد فرو مغناطیس، اینورترهای رزونانسی تولید شد. با پیشرفت تکنولوژی در ادوات نیمه‌هادی و ورود پردازنده‌های دیجیتالی قوی‌تر و ساخت انواع میکروکنترلرها، کنترل کننده‌ها دیجیتالی شدند لذا مدولاسیون‌های SVM و SPWM در طراحی‌ها به‌کارگیری شدند.

۱. مقدمه

امروزه با توجه به تحریم اقتصادی و ضرورت امر تعمیر و نگهداری سیستم‌های هوایی جهت رسیدن به خودکفائی تخصصی، طراحی سیستم‌های جایگزین و بومی کردن تکنولوژی مربوطه ضروری به نظر می‌رسد. از جمله سیستم‌های هوایی، سیستم اینورتر دینامیکی (موتور-ژنراتور) می‌باشد که وظیفه تولید ولتاژ سه‌فاز ۳۶ ولت با فرکانس ۴۰۰ هرتز برای استفاده سیستم‌های مختلف هواپیما نظیر سیستم ناوبری و سایت را در طول پرواز به‌عهده دارد.



شکل ۱- بلوک دیاگرام اینورتر استاتیکی

علاوه بر جداسازی ورودی از خروجی نیاز به ترانس سه‌فاز مرتفع شده، در نتیجه در فضای کمتر، ولتاژ مورد نظر تولید شده و خروجی 400Hz در بلوک اینورتر بدون استفاده از ترانس، مستقیماً به بار اعمال می‌گردد [۴].

به منظور کنترل و یا قطع خروجی، بلوک‌های نمونه‌گیر جریان و ولتاژ و فرکانس، سیگنال نمونه برداری شده از فیلتر خروجی اینورتر را به بلوک کنترل و حفاظت اعمال می‌کنند. کاهش جریان اولیه راه اندازی از ۱۷۰ آمپر به ۸ آمپر، افزایش سرعت سوئیچینگ و کاهش ابعاد ترانس فریت، کم کردن تلفات با استفاده از مدارات اسنابر، حذف ترانس خروجی و سیستم کنترلی کاملاً دیجیتال، برتری این طرح را نسبت به اینورتر دینامیکی و سایر طرح‌های استاتیکی نشان می‌دهد. در ادامه به بررسی توپولوژی به‌کار رفته در بلوک‌های اصلی می‌پردازیم.

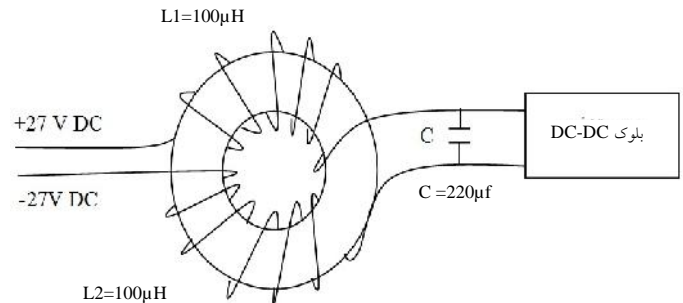
۲.۱. بلوک مبدل DC-DC

توپولوژی به‌کار رفته در بلوک DC-DC پوش پول تغذیه جریان^۲ است (شکل ۳).

استفاده از ترانس فیدبک fed current در این توپولوژی باعث بالا رفتن توان خروجی و کم شدن عدم تقارن در پوش پول و حذف سلف خروجی می‌گردد. مزایای این توپولوژی نسبت به سایر توپولوژی‌ها نظیر فلای‌بک و پل در این است که انرژی در هسته ترانس ذخیره نمی‌شود و جریان در ثانویه همزمان با هدایت ترانزیستور مربوطه در اولیه به راه می‌افتد. فوران ایجاد شده در هسته پیرامون منحنی B-H متقارن است. کارکرد هر یک از ترانزیستورها در فرکانسی برابر نصف فرکانس کاری اصلی صورت می‌پذیرد و لذا عوامل محدود کننده نظیر حرارت به نصف کاهش می‌یابد [۵].

اجزای این توپولوژی در اینورتر شامل ترانس‌های پوش پول و تغذیه جریان و ترانزیستورهای قدرت IGBT، دیودهای یکسوساز و مدارهای اسنابر می‌باشد. دیودهای D2 و D3 و وظیفه یکسوسازی و D4 و D5 دیودهای مدار اسنابر می‌باشند [۶]. دیود D1 دیود مربوط به فیدبک fed current است.

در این اینورتر در مبدل قدرت DC به DC از مدولاسیون PWM با فرکانس حامل ۱۶ کیلوهرتز و در مبدل DC به AC از مدولاسیون SPWM با فرکانس حامل ۱۸ کیلوهرتز استفاده می‌شود. نمای بلوکی اینورتر استاتیکی در «شکل ۱» مشاهده می‌شود. اساس کار اینورتر بر مبنای سوئیچینگ فرکانس بالای ترانزیستورهای قدرت IGBT تحت مدولاسیون PWM و SPWM می‌باشد [۱] و [۲]. فیلتر خط ورودی وظیفه ممانعت از تشعشع رادیویی در فرکانس کاری و جلوگیری از ورود اسپایک‌های موجود در تغذیه اصلی مدار را به‌عهده دارد. همان‌طور که در «شکل ۲» ملاحظه می‌شود این نوع فیلتر یک فیلتر پایین‌گذر است که متشکل از دو سلف و یک خازن می‌باشد.

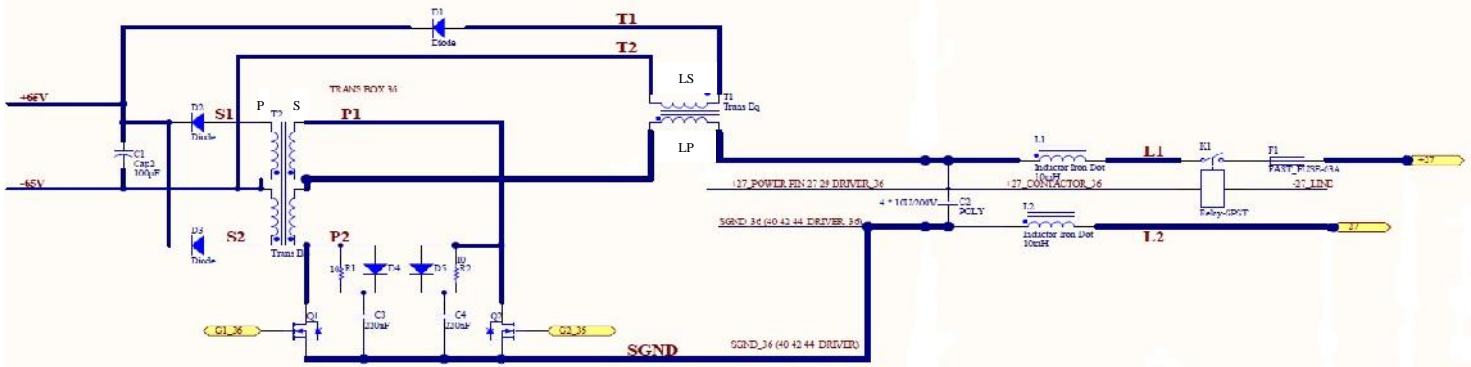


شکل ۲- فیلتر ورودی

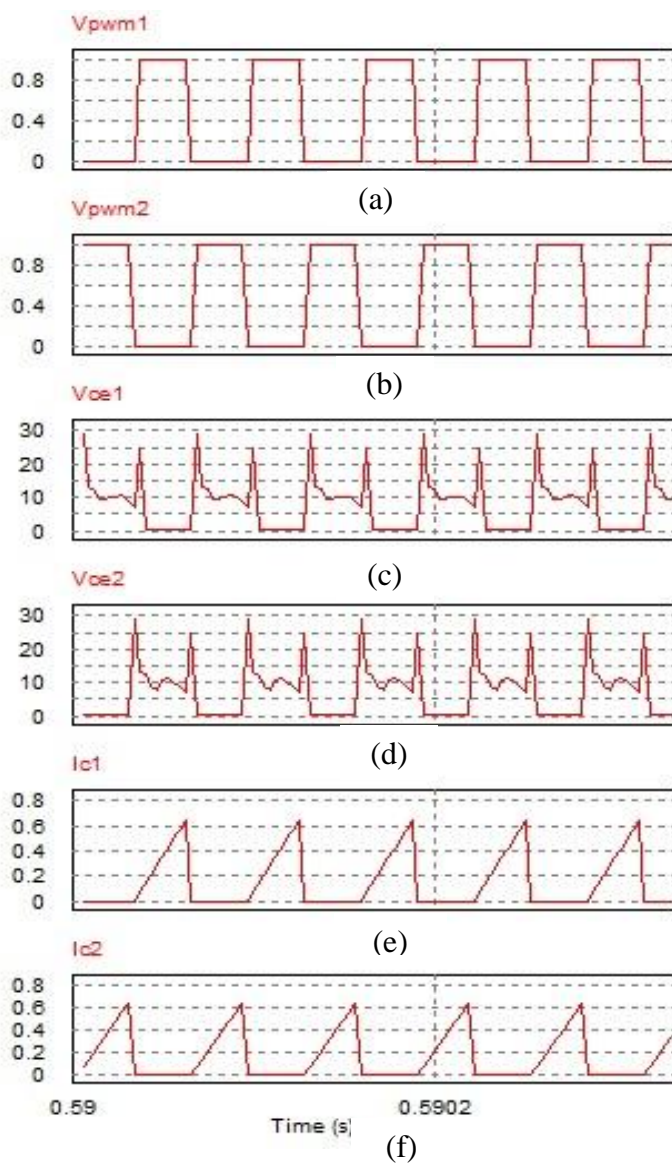
لازم به‌ذکر است که جهت پیش‌سلف‌ها بر روی تروید فریتی خلاف جهت می‌باشد تا در نقش تضعیف‌کننده نویز ظاهر شود و مقدار سلف‌های L1 و L2 با هم برابر است.

ولتاژ ۲۷ ولت ورودی اینورتر از باتری یا ژنراتور هواپیما تأمین می‌شود. این ولتاژ پس از عبور از فیلتر ورودی و بلوک DC-DC به ولتاژ ۶۵ ولت DC تبدیل می‌گردد و ترانزیستورهای IGBT در بلوک هوشمند قدرت^۱ (IPM) را تغذیه می‌کند [۳].

در این اینورتر برای افزایش سطح ولتاژ DC و ایزولاسیون و جلوگیری از اتلاف و اشباع در هسته ترانس‌ها، در مبدل DC-DC از ترانس‌های فریت با قابلیت گذردهی مناسب در فرکانس بالا استفاده شده است. به این ترتیب



شکل ۳- بلوک DC-DC



سلف‌های ترویج شده $L1$ و $L2$ و خازن‌های موازی شده $C2$ اجزای یک نویز فیلتر می‌باشند که از ورود نویز سوئیچینگ 16KHz به طرف خط 27 ولت جلوگیری می‌کنند. در این توپولوژی وقتی ترانزیستورهای $Q1$ یا $Q2$ روشن هستند ولتاژ دو سر نیم ترانس مربوطه ثانویه $VO+VD$ است، لذا ولتاژ سر وسط اولیه آن Vct برابر با $NP/NS(VO+VD)$ می‌باشد. نسبت (NP/NS) طوری انتخاب می‌شود که ولتاژ Vct به 25% درصد کمتر از پایین‌ترین ریپل ولتاژ ورودی باشد. با روشن شدن هر ترانزیستور سر نقطه‌دار ترانس تغذیه جریان NLP نسبت به سر دیگر منفی‌تر می‌شود و جریان در سر وسط پوش پول جاری می‌گردد. با خاموش شدن ترانزیستور سر نقطه‌دار اولیه ترانس NLP مثبت می‌شود تا جریان LP را ثابت نگه دارد لذا سر نقطه‌دار NLS مثبت می‌ماند و دیود $D1$ به سمت ولتاژ خروجی هدایت می‌کند و جریان به خروجی تزریق می‌شود $[V]$ و $[A]$.

منحنی‌های «a» و «b» شکل موج سوئیچینگ PWM و منحنی‌های «c» و «d» ولتاژ کلکتور آمیتر ترانزیستورها و کاهش در محدوده تغییرات سوئیچینگ آن، با این توپولوژی را توسط نرم‌افزار PSIM نشان می‌دهند.

«شکل ۴» شکل موج به دست آمده ولتاژ کلکتور آمیتر ترانزیستورهای قدرت به وسیله اسیلوسکوپ حافظه‌دار را نشان می‌دهد. در پیش ترانس‌های فریت ضمن رعایت تناسب قطر سیم با فرکانس سوئیچینگ و جریان عبوری و اشباع هسته، به منظور جلوگیری از اثر پوستی در فرکانس بالا از دسته سیم‌های موازی لیتز^۳ استفاده می‌کنیم.

خلاصه اطلاعات مورد نیاز جهت ساخت ترانس‌های تغذیه جریان و پوش پول به شرح «جدول ۱» می‌باشد.

شکل موج جریان ترانزیستورها در منحنی‌های «e» و «f» به صورت شیب حاکی از جریان کشیده شده از ترانزیستورها می‌باشد.

پالس‌های ساخته شده توسط بلوک کنترل ابتدا ایزوله شده و توسط ترانس با توپولوژی Fly Back تقویت شده و به صورت حفاظت شده به گیت‌ها اعمال می‌گردند. در مدار درایور، ترانس TR1 وظیفه اصلی ایزولاسیون پالس PWM خروجی میکروکنترلر از گیت ترانزیستورهای قدرت IGBT را بر عهده دارد (شکل ۵). خازن C3 به منظور تسریع در ارسال پالس ولتاژ به گیت (G1) ترانزیستورهای قدرت در زمان روشن شدن ترانزیستور Q1 کاربرد دارد و به همراه مقاومت R4 در زمان خاموش شدن ترانزیستور Q1 ولتاژ باقی مانده در خازن‌های داخلی گیت ترانزیستورهای قدرت IGBT را از طریق ترانزیستور Q2 به شکل یک اسنابر RC تخلیه می‌نماید.

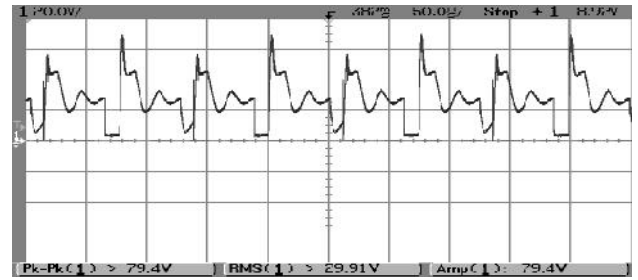
۲.۲. بلوک اینورتر

این بلوک که همان مبدل DC-AC می‌باشد، از دو بخش قدرت IPM و فیلتر خروجی تشکیل شده است. مدار داخلی IPM (با مشخصه فنی PM25RSB120) یک مجموعه متشکل از هفت IGBT قدرت است که شش عدد به صورت پل سه‌فاز بسته شده همراه با مدارات راه‌انداز و محافظ، درون یک بسته می‌باشند. مازول IPM وظیفه تبدیل ولتاژ ۶۵ ولت DC به ۳۶ ولت سه‌فاز AC با فرکانس ۴۰۰ هرتز را بر عهده دارد. اگر ولتاژ موثر خط (خروجی) باشد و V_{PH} ولتاژ هر فاز و V_{DC} ولتاژ خروجی بلوک DC-DC و m_a ضریب مدولاسیون باشد داریم:

$$V_L = \sqrt{3} \times \frac{(V_{PH})}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a \cdot V_{DC} \cong 0.612 \times m_a \cdot V_{DC} \quad (3)$$

$$V_L \cong 0.612 \times m_a \cdot V_{DC} \cong 36V, \quad m_a \cong 0.95 \quad (4)$$

در مدولاسیون SPWM، پهنای پالس مدولاسیون به تناسب دامنه یک موج سینوسی مبنا با فرکانس ۴۰۰ هرتز در مرکز همان پالس، تغییر داده می‌شود و با بالا رفتن فرکانس موج حامل تا 18 KHz ضریب اعوجاج و هارمونیک‌های مرتبه پائین‌تر به نحو قابل توجهی کاهش می‌یابند و فیلترها کوچک‌تر می‌شوند.



شکل ۴- ولتاژ کلکتور امیتر

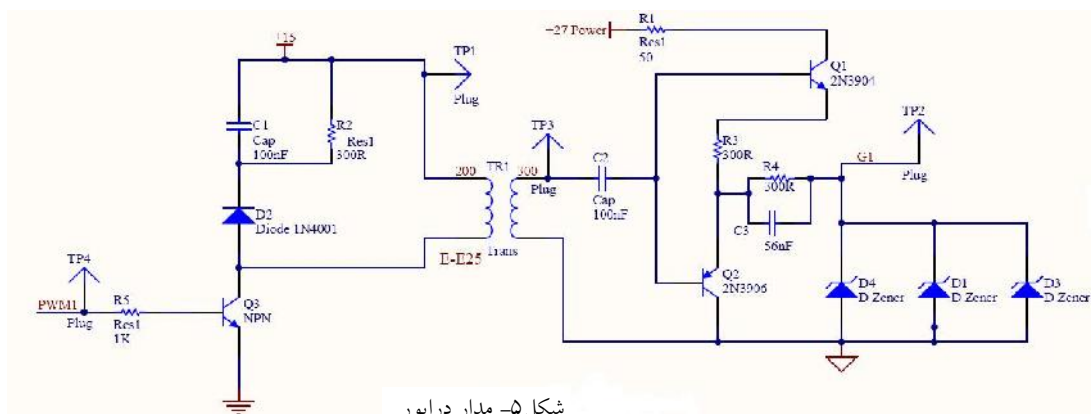
در بلوک DC-DC جهت حفاظت از ترانزیستورهای قدرت در سوئیچینگ فرکانس بالا نیاز به مدار اسنابر می‌باشد که مقاومت‌های R1 و R2 و خازن‌های C3 و C4 به همراه دیودهای D4 و D5 تشکیل اسنابرهای RCD می‌دهند. (شکل ۳)

اگر فرکانس سوئیچینگ 16 KHz و زمان روشن شدن هر ترانزیستور ۵۰۰ نانوثانیه و زمان خاموش شدن ۷۰۰ نانوثانیه باشد، برای حداکثر جریان عبوری I_L در ماکزیمم ولتاژ کلکتور- امیتر V_m در اسنابر RCD داریم [۷]:

$$C_3 = C_4 = \frac{t_{off} \times I_L}{2V_m} \cong 220nf \quad (1)$$

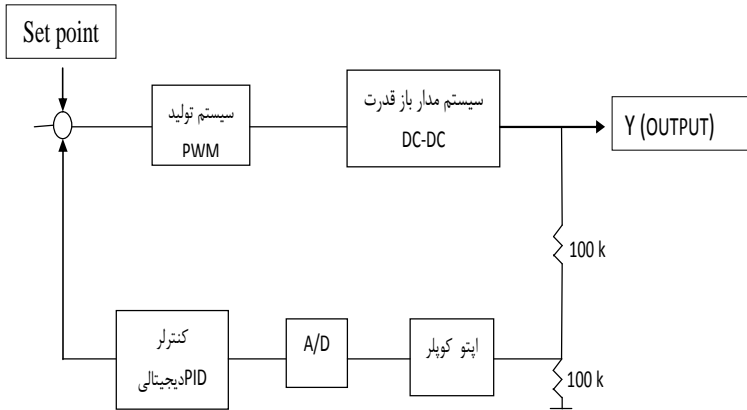
$$R_1 = R_2 \leq \frac{t_{on(min)}}{5C} \cong 10\Omega \quad (2)$$

وظیفه اصلی بلوک DC-DC عبارت است از افزایش سطح ولتاژ DC مورد نیاز به ۶۵ ولت برای اعمال آن به بلوک IPM جهت ساخت ولتاژ سه‌فاز 400Hz و بدون نیاز به استفاده از سه ترانس (افزایش حجم)، با ایزولاسیون از ورودی و بالا بردن ضریب مدولاسیون PWM که در نتیجه شکل موج خروجی در حالت بی‌باری و بار کامل ثابت بوده و THD کم می‌شود [۹] و [۱۰]. لازم به ذکر است رگولاسیون ولتاژ روی طبقه DC-DC اعمال می‌شود. در حقیقت در صورت ثابت ماندن ولتاژ DC که به طبقه IPM اعمال می‌شود، خروجی AC ثابت باقی می‌ماند. برای درایو کردن IGBT ها در این بلوک از پالس ترانسفورمر استفاده شده است.



شکل ۵- مدار درایور

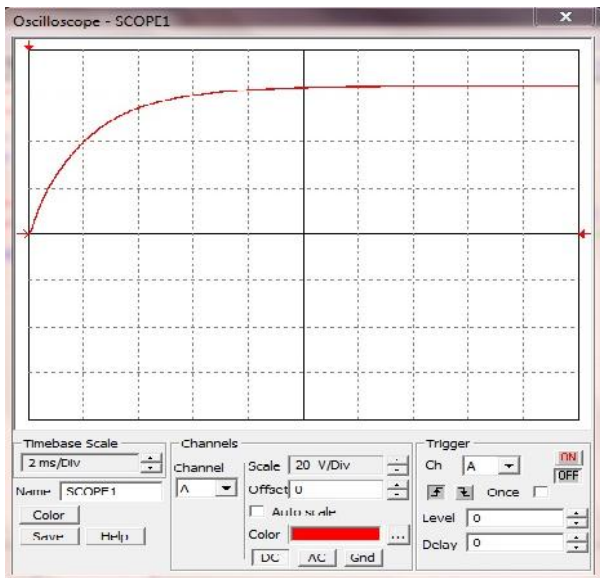
ورودی آن از نمونه‌گیر ولتاژ خروجی و پس از ایزوله‌سازی توسط اپتوکوپلر به دست می‌آید. زمانی که ولتاژ خروجی بلوک DC-DC در اثر تغییرات بار کم یا زیاد می‌شود، با استفاده از بلوک کنترلی PID طراحی شده در میکروکنترلر، پهنای پالس PWM زیاد یا کم می‌شود، لذا ولتاژ ۶۵ ولت DC برای تغذیه بلوک اینورتر همواره کنترل شده و ولتاژ خروجی اینورتر ثابت می‌ماند [۱۲] و [۱۳]. «شکل ۷» نمای این حلقه کنترلی را نشان می‌دهد.



شکل ۷- حلقه کنترلی اینورتر

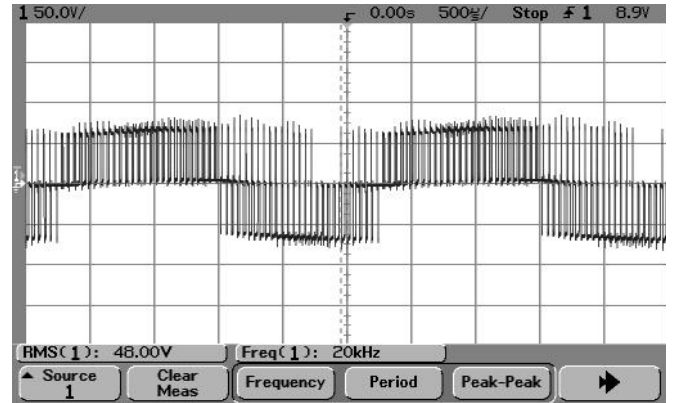
۳. شبیه‌سازی و نتایج

«شکل ۸» پاسخ گذرای تابع تبدیل حلقه باز خروجی بلوک DC-DC به ورودی پله را در محیط نرم افزار PSIM نشان می‌دهد که با تقریب مناسب (حذف قطب دورتر) دارای ثابت زمانی حدود ۲۰ میلی‌ثانیه می‌باشد.



شکل ۸- خروجی حلقه باز بلوک DC-DC

در این اینورتر فیلتر مثلث خروجی دارای خازن های ۱۰ میکروفاراد و سلف های ۱۰۰ میکروهانری است و سیگنال پیام ۴۰۰ هرتز به آسانی با فیلتر پایین گذر قابل جدا شدن از سیگنال SPWM فرکانس بالاست. «شکل ۶» سیگنال SPWM خروجی را قبل از فیلتر شدن نشان می‌دهد.



شکل ۶- سیگنال خروجی فیلتر نشده

در فیلتر خروجی اگر AL اندوکتانس سلف برحسب نانوهارنری در ۱۰۰۰ دور باشد برای سلف تروید با قطر داخلی 35mm از شرکت مایکرومتالز تعداد دور پیچش (n) برای بار RL در فرکانس W برابر است با:

$$L = \frac{\sqrt{2}RL}{W} \cong 100 \sim H \quad (5)$$

$$AL \cong 40, n = \sqrt{L(nH)/AL} \cong 50 \quad (6)$$

$$C = \frac{1}{RLW\sqrt{2}} \cong 10 \sim f \quad (7)$$

پالس های SPWM مورد نیاز برای گیت های ۶ عدد IGBT درون ماژول IPM توسط میکروکنترلرهای بلوک حفاظت و کنترل، تولید شده و دارای فرکانس حامل 18 KHz می‌باشند.

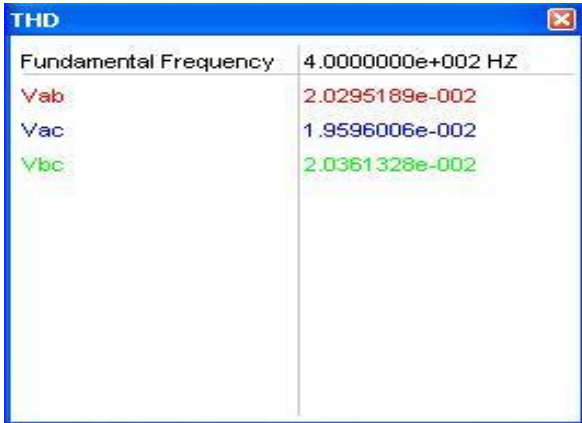
۳.۳. بلوک کنترل، حفاظت و درایور

این بلوک وظایفی از قبیل تولید پالس های PWM و SPWM، درایو پالس های PWM، رگولاسیون ولتاژ DC، محافظت سیستم در برابر ولتاژ و جریان بالا و اعلام خرابی سیستم را عهده دار است. کلیه فرامین حفاظت، قطع، وصل و نمایشگرها از طریق دو میکروکنترلر موجود در این بلوک تأمین می‌شود. یکی از میکروکنترلرها فرامین و سیگنالهای PWM بلوک DC-DC را تأمین و دیگری فرامین و سیگنالهای SPWM بلوک IPM و اینورتر را برعهده دارد.

به منظور رگولاسیون ولتاژ DC خروجی بلوک DC-DC، در این اینورتر یک کنترلر PID دیجیتالی با قابلیت تنظیم در محل توسط میکروکنترلر طراحی شده است [۱۱].

حد بهره سیستم بی‌نهایت و حدفاز آن ۶۰ درجه می‌باشد که مقادیر مطلوبی هستند. مکان هندسی ریشه‌ها به طور کامل در سمت چپ محور موهومی است و با تغییر بهره، سیستم حلقه بسته ناپایدار نمی‌شود.

در «شکل ۱۰» THD محاسبه شده توسط نرم‌افزار در حالت بار کامل نشان داده شده که در حدود ۲ درصد است و مقداری مطلوب برای استفاده سیستم‌های هوایی می‌باشد.

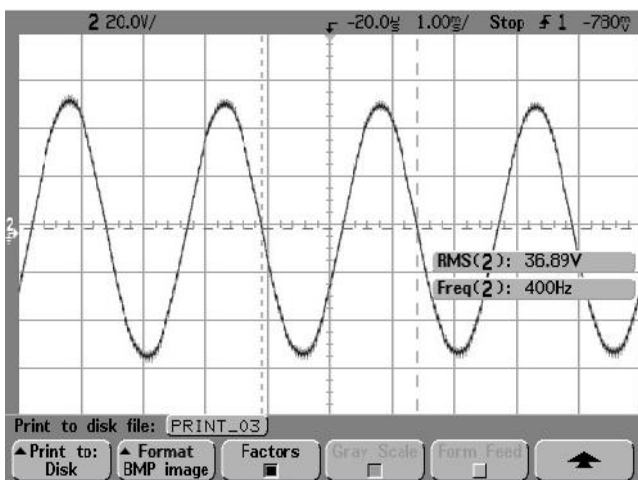


شکل ۱۰- THD نرم‌افزاری ولتاژ خروجی

«شکل ۱۱» THD محاسبه شده توسط Distortion Analyzer مدل HP-334A و «شکل ۱۲» سیگنال خروجی نهایی اینورتر به وسیله اسیلوسکوپ را نمایش می‌دهد.



شکل ۱۱- THD عملی ولتاژ خروجی



شکل ۱۲- شکل موج ولتاژ خروجی

برای جبران‌سازی، شبیه‌سازی حلقه کتتری با کنترلر PID ساده شده به صورت زیر در محیط نرم‌افزار MATLAB انجام می‌پذیرد:

$$\ddagger \cong 20ms \quad (8)$$

$$G(s) \cong \frac{50}{S+50} \quad (9)$$

$$H(s) \cong \frac{S+800}{S+115} \quad (10)$$

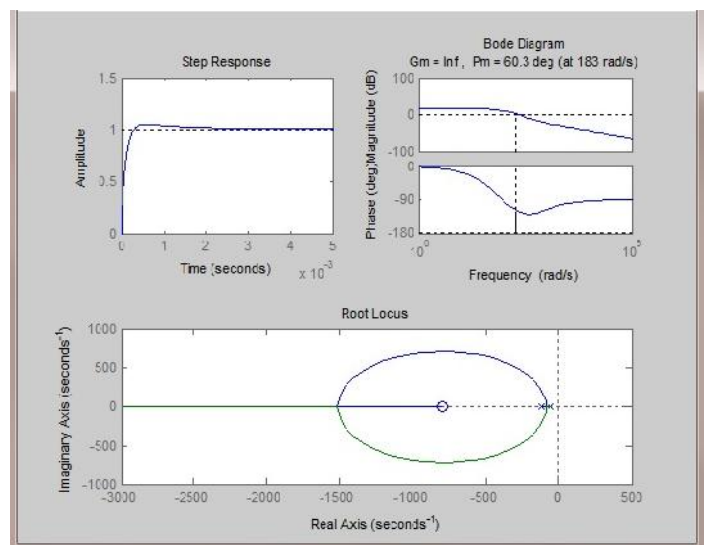
$$GH(s) \cong \frac{50S+40000}{S^2+165S+5750} \quad (11)$$

که با نمونه برداری ۲ میلی‌ثانیه در حوزه گسسته خواهیم داشت:

$$H(z) \cong \frac{1614Z-166.7}{Z-0.7937} \quad (12)$$

$$y(n) = 0.7937y(n-1) - 1614x(n) + 166.7x(n-1) \quad (13)$$

با استفاده از این فرمول و در محیط نرم افزارهای مختلف نظیر CodeVision میکروکنترلر بلوک کنترل، حفاظت و درایور به گونه‌ای برنامه ریزی می‌شود که در بارهای خروجی مختلف با تغییر مناسب در عرض پالس مدولاسیون، سطح ولتاژ DC خروجی بلوک DC-DC و در نتیجه خروجی اینورتر همواره ثابت باقی بماند. «شکل ۹» پاسخ گذرا، دیاگرام بد و مکان هندسی ریشه‌ها را در محیط نرم‌افزار MATLAB نشان می‌دهد.



شکل ۹- پاسخ گذرا، دیاگرام بد و مکان هندسی ریشه‌ها

مراجع

«شکل ۱۳» نمای ظاهری اینورتر نمونه آزمایشگاهی را نشان می‌دهد.

- [1] G. L. Basile, S. Buso, S. Fasolo, P. Tenti, "A 400 Hz, 100 kVA, Digitally Controlled UPS for Airport Installations", Industry Applications Conference, Pages:2261-2268, vol4, Oct 2000
- [2] Haibin Zhu, Yaohua Li, ZixinLi, Ping Wang, "Design and Performance Analysis of High Power Static 400-Hz Supply", Power and Energy Engineering Conference, APPEEC 2009
- [3] "High power converters and AC drives", Bin.Wu, Institute of electrical and electronics engineering, John wiley & sons, USA, 2006
- [4] Wen-Chang Tsai, "Effect of Inverter Parameters on Iron Losses in a PWM Inverter-Fed Induction Motor", Fourth International Conference on Innovative Computing, Information and Control, IEEE, 2009.
- [5] Domingo A. Ruiz-Caballero, "A New Flyback-Current-Fed Push-Pull" Power Electronics, IEEE Transactions on Volume: 14, Issue: 6, 1999
- [6] Manal H. Hashem, Tarek Ahmed " Switched Capacitor Snubber-Assisted Zero Current Soft Switching PWM High Frequency Inverter with Two-Lossless Inductive Snubbers", IEEE PEDS, 2005
- [7] "switching power supply design", third edition, Abraham.I.Pressman, Keith Billings, Taylor Morey, Mc Graw-Hill, 2009
- [8] "Power electronics for aircraft application", Dr Mohamad H Taha, Lucas Aerospace, Hemel Hempstead, 2000
- [9] James Gafford, M. Mazzola, J. Robbins, and G. Molen, "A Multi-Kilowatt High-Frequency AC-Link Inverter for Conversion of Low-Voltage DC to Utility Power", Power Electronics Specialists Conference PESC 2008.
- [10] C.Y. Inaba, Y. Konishi and M. Nakaoka, "High-frequency flyback-type soft-switching PWM DC-DC power converter with energy recovery transformer and auxiliary passive lossless snubbers", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 1, January 2004
- [11] Liviu Mihalache, "DSP Control of 400 Hz Inverters for Aircraft Applications" Power Conversion Technologies Inc, Harmony, Industry Applications Conference, IEEE, USA, 2002
- [12] Li Jian, Kang Yong, Chen Jian, "A Novel Repetitive PD Control Strategy for Single-phase 400Hz CVCF Inverters" IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE, 2002
- [13] Zixin Li, Yaohua Li, Ping Wang, Haibin Zhu, Congwei Liu, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400-Hz Ground Power Unit for Airplanes", Transactions on industrial electronics, vol. 57, NO. 2. IEEE, Feb 2010



شکل ۱۳- نمای ظاهری اینورتر استاتیکی نمونه آزمایشگاهی

۴. نتیجه

یک اینورتر استاتیکی سه‌فاز ۳۶ ولت با فرکانس ۴۰۰ هرتز برای هواپیما طراحی شد و پس از شبیه‌سازی، نمونه آزمایشگاهی ساخته شد. این اینورتر جایگزین یک اینورتر دینامیکی در هواپیما می‌گردد. جریان راه‌اندازی از ۱۷۰ آمپر به کمتر از ۸ آمپر کاهش یافت. به دلیل محدودیت در مکان نصب، با افزایش فرکانس سوئیچینگ در طراحی و استفاده از ترانس‌های فریت، ابعاد اینورتر کاهش یافت و با توپولوژی کنترل بر روی ولتاژ DC در تغذیه بلوک اینورتر و بکارگیری کنترلر کاملاً دیجیتال و مدولاسیون SPWM ترانس سه‌فاز حذف، فیلتر خروجی کوچک‌تر، هارمونیک‌های فرکانس بالا حذف و THD کمتر از ۳ درصد به دست آمد. همچنین یونیت کنترلی اینورتر دینامیکی از مدار هواپیما حذف شد و یک اینورتر کاملاً بومی با مشخصات فنی کاملاً استاندارد و قابلیت تعمیر و نگهداری آسان‌تر در داخل کشور با ایجاد توانمندی جهت هر گونه تغییرات احتمالی متناسب با نیازهای آتی حاصل گردید.