Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers
Vol. 21 No. 4, 2024
DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.108

A New Configuration for Static Ground Power Unit of Airplan

Mohammadreza Soltanpour [1] , Davoud Yousefian[2]

[1] Professor, Department of Electrical Engineering, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran
soltanpour@ssau.ac.ir
[2] Ph.D Student, Department of Electrical Engineering, Faculty of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran
dyoosefian@aut.ac.ir

Abstract:
In this paper, a new designing procedure is proposed for the static ground power unit of airplanes. The proposed structure is generally made up of an input and output section, introduced as the dc and ac sides. In order to reach a superior rectifying operation, both six pulse rectifier and injection of third harmonic current have been considered at the dc side of the proposed ground power unit. In the ac side, a neutral point clamped inverter has been implemented to reach a high performance output required by the GPU. Every single part of the proposed configuration has been discussed, designed and presented including third harmonic injection method, inductors, dc link capacitors, the output filter and the isolation transformer. The proposed ground power unit has been simulated in Matlab/Simulink environment. The simulation results confirmed its superior performance by providing a standardized ac voltage at the output for GPU applications.

Keywords: **Airplane Ground Power Unit, Third Harmonic Current Injection, NPC Inverter, LC Filter.**

Article Type: **Research**

Received: 11. 03. 2023

Revised: 07. 08. 2023

Accepted: 24. 10. 2023

Corresponding author: Mohammadreza Soltanpour

Corresponding author's address: Saeidi Ave. Elec. Eng. Dep., Shahid Sattari University,Tehran, Iran.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

Copyright © 2024 The Authors. Published by Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. This work is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International license (https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/). Non-commercial uses of the work are permitted, provided the original work is properly cited.

1. Motivation of the work

Nowadays, mechanical devices in aerospace industry are being replaced with power electronic converters thanks to the electrical engineering modern advances. Additionally, the low air and noise pollution requirements must be considered during the airplane loading and waiting in the airport. For these reasons, it is mandatory to design a strong power source, ground power unit (GPU), to provide electricity to the airplane during these actions. Here, a new designing methodology for GPU is proposed to provide a reliable output voltage considering the standards of this industry [1].

2. Contributions

In general, a GPU consists of input and output filters, a rectifier, a converter and an isolation transformer converting the input voltage into a three-phase, 400 Hz and 115 Vrms output. In this paper a new methodology is proposed to develop a high-performance ground power unit. Both ac-dc and dc-ac sections are designed and discussed to reach the expected behavior of ground power unit in airplane applications. In ac-dc section, an active third harmonic injection circuit is employed along with the classic three phase diode-bridge rectifier. Active third harmonic injection circuit mainly consists of two sections known as current shaping and current injecting circuits. The current shaping circuit is able to produce a third harmonic current synchronized with the ac input current using a half bridge inverter. The current injecting circuit connects the rectifier and current shaping parts through bidirectional switches. Fig.1. illustrates different parts of the active third harmonic injection ac-dc section.

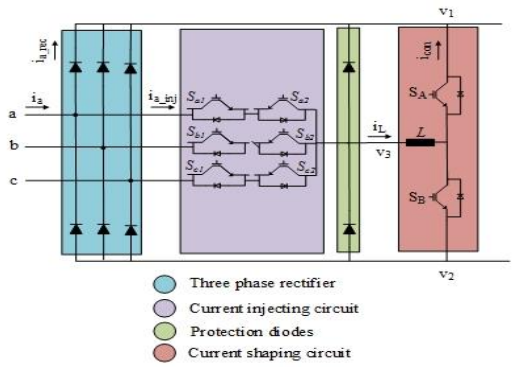


Fig.1. different parts of the active third harmonic injection ac-dc section.

In ac-dc section, a neutral point clamped (NPC) inverter in employed and controlled based on the control method in [2].

3. Procedures

In order to analyze the performance of the third harmonic injection circuit, the current of phase a (in Fig.1) during one cycle is obtained as

follows:
$$i_a = \begin{cases} I_{a_peak}\dfrac{v_a}{V_{a_peak}} & 0 < \omega t < \dfrac{\pi}{6} \\ \dfrac{v_{ab}}{R} - \dfrac{v_{cb}}{v_{ac}} I_{a_peak}\dfrac{v_c}{V_{a_peak}} & \dfrac{\pi}{6} < \omega t < \dfrac{\pi}{2} \\ \dfrac{v_{ac}}{R} - \dfrac{v_{bc}}{v_{ac}} I_{a_peak}\dfrac{v_b}{V_{a_peak}} & \dfrac{\pi}{2} < \omega t < \dfrac{5\pi}{6} \\ I_{a_peak}\dfrac{v_a}{V_{a_peak}} & \dfrac{5\pi}{6} < \omega t < \pi \end{cases}$$
(1)

Fig. 2. Depicts the waveforms of the active third harmonic rectifier implemented in the proposed ground power unit.

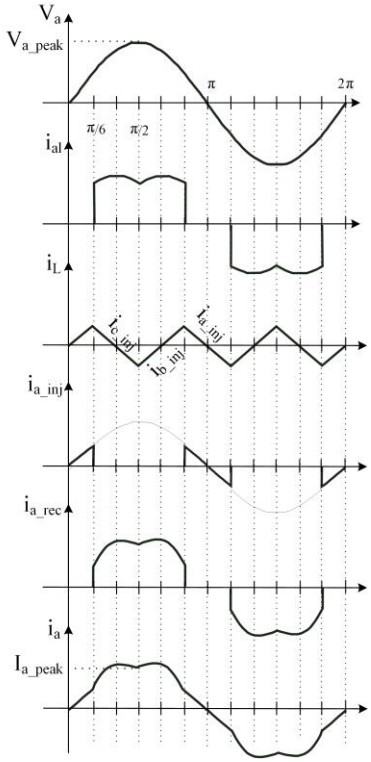


Fig. 2. The waveforms of the active third harmonic rectifier.

Also, the inductance L of this part is obtained using the following equation.

$$L = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}u_{a,rms}}{4\Delta i_{L,pp} f_P} \quad (2)$$

where f_P is the switching frequency and $\Delta i_{L,pp}$ is the maximum acceptable current tipple. The dc-link capacitors can be found as follows considering Δu for the maximum voltage ripple and M_m as the modulation index:

$$C = \frac{I_N}{2\Delta u\, f_s}(1 - M_{\min}) \quad (3)$$

4. Findings

The proposed ground power unit is modeled in Matlab/Simulink. The simulation results confirmed that

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

thanks to the NPC inverter and the active third harmonic injection circuit at ac-dc side, the proposed GPU is able to show Ohmic performance in the input, strong behavior in the dc-link capacitor voltage and acceptable output voltage required by the airplane. In order to illustrate the impact of the active third harmonic injection circuit, comparative results are provided with and without considering the current injection circuit. Simulation results confirm that it is mandatory to implement the current injection circuit for this application.

5. Conclusion

In this paper a new methodology is proposed to design the ground power unit of aircrafts. The designing procedure for all different parts of the device is presented and discussed. Both ac-dc and dc-ac stages are considered and designed. In ac-dc stage the active third harmonic injecting circuit is implemented for the three phase diode bridge rectifier. This method improves the power factor in the input current and results to cost reduction in filters. In the dc-ac stage a three level neutral point clamped inverter is considered regarding the high performance required in this application. All the equations and procedures to design different parts of the proposed ground power unit are presented including the NPC inverter control, inductance, dc link capacitance, output filters and isolation transformer.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران

نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال بیست و یکم، شماره چهارم، زمستان ۱۴۰۳، صفحات ۱۰۸-۱۱۶

DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.108

روشی جدید برای طراحی واحد تغذیه زمینی استاتیک (GPU) هواپیما

محمد رضا سلطانپور[۱]، داود یوسفیان[۲]

۱- استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری- تهران- ایران

soltanpour@ssau.ac.ir

۲- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران- ایران

dyoosefian@aut.ac.ir

چکیده: در این مقاله، روش جدیدی برای طراحی واحد تغذیه زمینی استاتیک هواپیما ارائه گردیده است. ساختار پیشنهادی به طور کلی از دو بخش ورودی و خروجی به نام‌های بخش dc و بخش ac تشکیل شده است. در ورودی ساختار پیشنهادی، از یکسوساز شش پالسه و تزریق کننده جریان هارمونیک سوم استفاده شده که منجر به بهبود عملکرد یکسوسازی گردیده است. در قسمت ac دستگاه نیز، با به کارگیری اینورتر NPC، خروجی مطلوب و مورد نیاز کاربردهای هواپیمایی تامین شده است. معادلات و الزامات طراحی تمامی قسمت‌های ساختار پیشنهادی از جمله روش تزریق هارمونیک سوم، اندوکتانس، خازن لینک dc و فیلتر خروجی و ترانسفورماتور ایزولاسیون ارائه و بررسی گردیده است. به منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، ساختار مذکور در محیط نرم افزار Matlab/Simulink پیاده سازی گردیده است. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب آن را با فراهم کردن ولتاژ ac مطلوب و مورد تقاضا برای کاربردهای GPU نشان داده است.

کلمات کلیدی: واحد تغذیه زمینی هواپیما، تزریق هارمونیک سوم، اینورتر NPC، فیلتر LC خروجی

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۱/۱۲/۲۰

بازنگری: ۱۴۰۲/۰۵/۱۶

پذیرش: ۱۴۰۲/۰۷/۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمدرضا سلطانپور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – تهران –بزرگراه شهید سعیدی – خیابان دانشگاه هوایی– دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری – دانشکده‌ی برق

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

حق انتشار این مستند، متعلق به نویسندگان آن است. ۱۴۰۳ ©. ناشر این مقاله، انجمن مهندسین برق و الکترونیک ایران است.

این مقاله تحت گواهی زیر منتشرشده و هر نوع استفاده غیرتجاری از آن مشروط بر استناد صحیح به مقاله و با رعایت شرایط مندرج در آدرس زیر مجاز است.

Creative Commons Attribution-NonCommercial 4.0 International license

(https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

۱- مقدمه

پیشرفت‌های اخیر در حوزه ادوات الکترونیک قدرت موجب افزایش به کارگیری این تجهیزات در بسیاری صنایع از جمله صنایع هوایی گردیده است [۱, ۲]. این امر باعث بروز تغییراتی گسترده در سامانه-های مخابراتی، کنترلی و سایر سرویس‌های هواپیما و در نتیجه منجر به ایجاد سیستم‌های الکتریکی پیچیده‌تر و پیشرفته‌تری در آن‌ها شده است. این سیستم بایستی قادر به تامین کیفیت توان و ایمنی بالای مورد نیاز در هواپیما باشد. به منظور تامین توان مورد نیاز بخش‌های مختلف سیستم الکتریکی پیچیده هواپیما در شرایط انجام امور تعمیر و نگهداری، سوختگیری، بارگیری و انتظار در باند فرودگاه، دستگاهی به نام واحد تغذیه زمینی (GPU[1]) در فرودگاه‌ها به طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد [۳].

دستگاه GPU به طور کلی در دو دسته دینامیک و استاتیک ساخته می‌شود که نوع دینامک بر پایه سیستم موتور – ژنراتور دوار و نوع استاتیک بر پایه مبدل الکترونیک قدرت (اینورتر) می‌باشد. لازم به ذکر است که GPU های استاتیک نسبت به نوع دینامیک دارای هزینه تمام شده کمتر، هزینه تعمیرات نگداری کمتر، قابلیت اطمینان بیشتر و بازدهی بالاتر می‌باشد [۴].

سیستم الکتریکی هواپیما دارای بارهای متعددی است و GPU باید قادر باشد که ولتاژ ورودی را به ولتاژ سه فاز ۱۱۵ Vrms و فرکانس ۴۰۰ هرتز تبدیل نماید. این دستگاه با توان ظاهری بین ۱۰ تا ۱۸۰ کیلوولت آمپر ساخته می‌باشد [۵]. ساختار این دستگاه به طور کلی شامل فیلتر ورودی، یکسوساز، اینورتر، فیلتر خروجی و ترانسفورماتور ایزولاسیون می‌باشد.

اگرچه یکسوسازهای دیودی به دلیل سادگی وساختار ساده به طور گسترده‌ای در مبدل‌های سه فاز ac/dc مورد استفاده قرار گرفته‌اند، اما در سیستم الکتریکی هواپیما به کارگیری این یکوسازها به تنهایی راهکار مناسبی نیست. دلیل این امر را می‌توان بروز هارمونیک به دلیل وجود بارهای غیر خطی متعدد در این سیستم بیان نمود. رویکرد به کارگیری یکسوساز پل دیودی همراه با مدولاسیون جریان غیر فعال یکی از روش‌های پیشنهاد شده برای سیستم‌های با بارهای غیر خطی می‌باشد [۶, ۷]. اما استفاده از این رویکرد در GPU به دلیل وجود مشکلاتی همچون ابعاد بسیار بزرگ قسمت‌های غیر فعال از جمله مقاومت‌ها به دلیل پایین بودن فرکانس کاری آن‌ها، بروز اعوجاج، نیاز طراحی پیچیده برای کاربردهای حساس و همچنین پایین بودن بازدهی به دلیل وجود مقاومت عملکرد مورد نظر را به همراه ندارد. رویکرد به کارگیری یکسویاز پل دیودی سه فاز همراه با مدولاسیون فعال تزریق جریان روشی جذاب‌تر برای این کاربرد می‌باشد چرا که مزایایی همچون عملکرد مناسب و ابعاد و وزن کمتر را دارا می‌باشد [۸, ۹].

فیلتر ورودی به منظور حداقل سازی تاثیر تبدیل ولتاژ ac به dc به یکسوساز متصل می‌شود. در مقالات از یکسوسازهای چند پالسه، دو سطحی و چند سطحی به منظور حداقل سازی هارمونیک‌های جریان ac استفاده شده است [۱۰-۱۲]. اخیرا تکنولوژی چند سطحی برای مرحله dc به ac پیشنهاد شده است [۱۳, ۱۴]. این مبدل‌ها به دلیل ویژگی‌هایی از جمله کیفیت خروجی بالاتر و نسبت dv/dt کمتر نسبت به مبدل‌های دوسطحی، گزینه مناسبی برای به کارگیری در ساختار GPU هستند [۱۵]. به منظور حذف کردن ریپل جریان، خروجی ac اینورتر معمولا به یک فیلتر LC متصل می‌گردد و نهایتا با به کار گیری یک ترانسفورماتور بایستی هواپیما از اینورتر ایزوله گردد [۱۶, ۱۷].

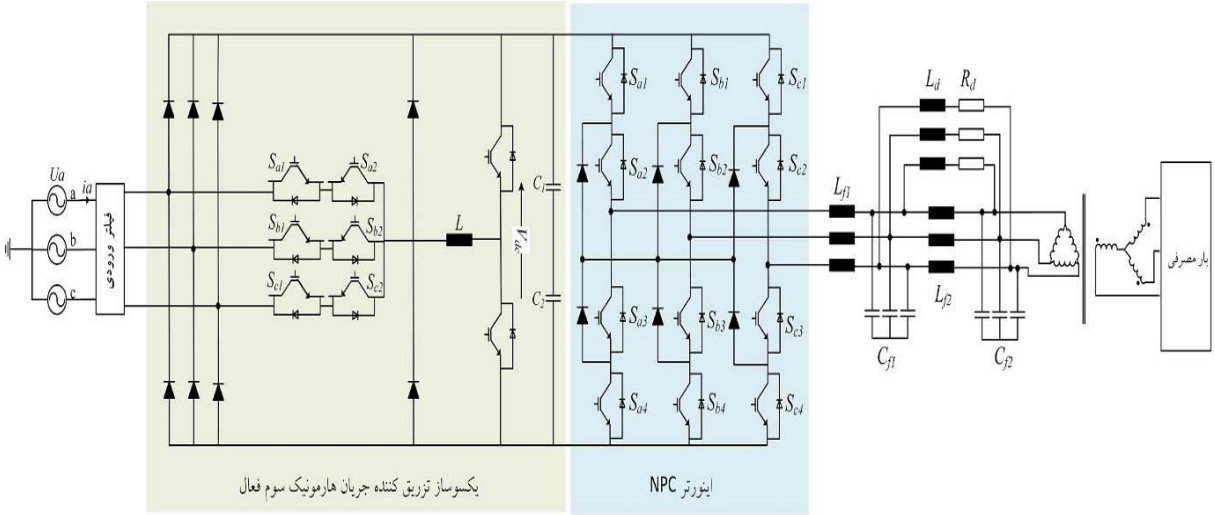
به منظور کنترل GPU تا کنون روش‌های متعددی ارائه شده است. در حوزه طراحی کنترلر اما، فرکانس خروجی نسبتا بالای GPU یک چالش جدی محسوب می‌شود. چرا که بر خلاف اینورترهای ۵۰ هرتز، در GPU به دلیل نرخ بالای فرکانس خروجی، فرکانس نمونه برداری ۲ kHz قابل اجرا نیست چرا که نسبت بین فرکانس اصلی و فرکانس نمونه برداری ناکافی خواهد بود. لذا در GPU لازم است نرخ فرکانس نمونه برداری بین ۱۰-۱۵ kHz باشد. علاوه بر این، پهنای باند بالای مورد نیاز برای حلقه داخلی کنترل جریان باعث شده است که برای GPU کنترلرهای تک – حلقه بر ساختارهای حلقه دوگانه ترجیح داده شوند. کنترلر رزونانسی به دلیل ساختار ساده و عملکرد قدرتمند، گزینه‌ای جذاب برای حذف هارمونیک‌های مرتبه بالا می‌باشد [۱۸]. اما این روش نیازمند ملاحظات دقیق برای مرزهای پایداری و انتخاب روش گسسته سازی می‌باشد. مرجع [۱۹] با استفاده از کنترل Deadbeat موفق به بهبود قابلیت حذف اغتشاشات گردیده است. اما عملکرد این روش تحت تاثیر نرخ نمونه برداری، نسبت A/D و نحوه اعمال برنامه در پردازنده دیجیتال می‌باشد. با معرفی حلقه فیدبک فاز در [۲۰] امکان دنبال کردن خودکار سیگنال مرجع توسط خروجی اینورتر در GPU فراهم شده است. اما به دلیل محدودیت کنترلرهای PI، عملکرد این روش تحت بارهای غیر خطی هواپیما دچار مشکل می‌گردد چرا که لازم است ابتدا خطی سازی سیستم انجام شود.

این مقاله عملکرد اینورتر سه سطحی NPC[2] را به عنوان مبدل GPU تحت بارهای خطی و غیر خطی در فرکانس ۴۰۰ هرتز بررسی و مطالعه نموده است. همچنین تمامی اصول مورد نیاز برای مدولاسیون و کنترل مبدل و طراحی سایر قسمت‌های GPU از جمله ساختار تزریق هارمونیک سوم فعال برای یکسوساز نیز مطالعه و بررسی شده است.

سایر بخش‌های این مقاله به شرح زیر است. در بخش دوم طراحی GPU شامل فیلتر و روش‌های کنترلی مورد نیاز ارائه گردیده است. در

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]



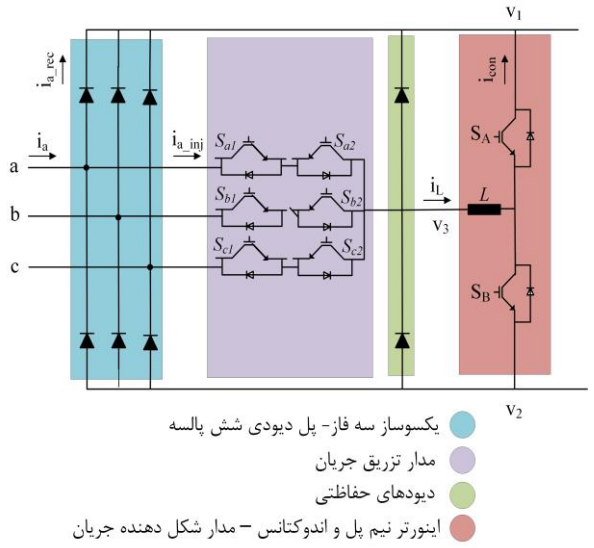
شکل(۱): ساختار GPU پیشنهادی

بخش سوم نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی تحت شرایط مختلف بررسی و تحلیل شده است. بخش پایانی و چهارم این مقاله نیز شامل نتیجه‌گیری می‌باشد.

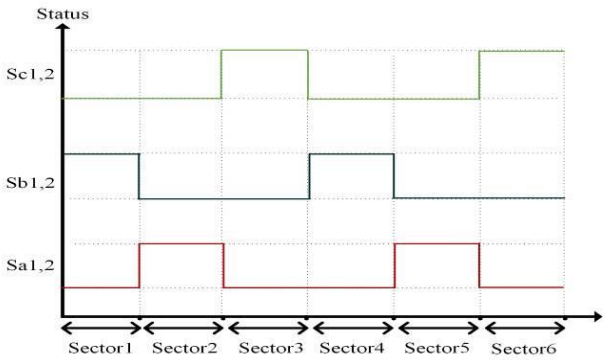
۲- طراحی ساختار جدید GPU

ساختمان GPU پیشنهادی این مقاله در شکل ۱ نشان داده شده است. قسمت تبدیل ac به dc از یک یکسوساز پل دیودی شش پالسه سه فاز با یک مدار تزریق هارمونیک سوم فعال تشکیل شده است که به لینک dc یک اینورتر سه سطحی NPC متصل شده است. اینورتر مذکور ولتاژ خروجی ۱۱۵ Vrms در فرکانس ۴۰۰ Hz را برای هواپیما تولید می‌کند که توسط یک ترانسفورماتور به آن متصل شده است.

در شکل ۲ قسمت‌های مختلف یکسوساز فعال تزریق‌کننده جریان هارمونیک سوم نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌گردد این ساختار علاوه بر پل دیودی و دیودهای حفاظتی دارای دو مدار فعال به نام‌های مدار شکل دهنده جریان و مدار تزریق‌کننده جریان می‌باشد. مدار شکل‌دهنده جریان قادر به تولید جریان هارمونیک سوم قابل قبول و سنکرون‌شده‌ای با تغذیه ac ورودی می‌باشد. به منظور محقق شدن این امر از یک اینورتر نیم-پل استفاده شده است. مدار تزریق کننده جریان از سه کلید قدرت دو جهتی تشکیل شده است که به مدار شکل دهنده جریان متصل می‌گردد. در این روش تزریق جریان، در هر لحظه تنها کلید دوجهته‌ای که به کمترین اندازه ولتاژ فاز متصل است روشن می‌باشد. این امر با مقدار کمی همپوشانی انجام می‌گردد تا از بروز اضافه ولتاژ در اندوکتانس جلوگیری گردد. توضیحات بیشتر یکسوساز مذکور در بخش ۲-۱ ارائه گردیده است. اینورتر NPC با تکنیک PWM[۳] و بالانس کردن خازن‌های dc طبق روش ارائه شده در [۲۱] کنترل شده است. در ادامه فرایند و اصول طراحی تمام قسمت‌های GPU با ذکر جزئیات ارائه شده است.



شکل (۲): معرفی بخش‌های مختلف یکسوساز فعال تزریق کننده جریان



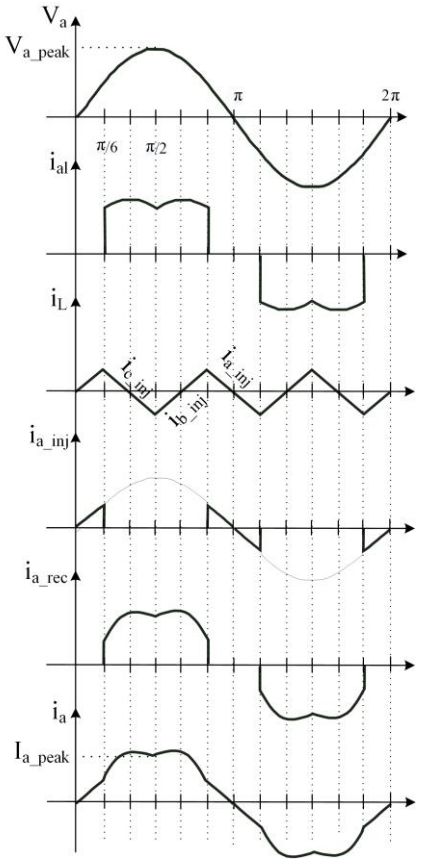
شکل(۳): نحوه کلیدزنی برای کنترل مدار تزریق جریان

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]
[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

۲-۱- تزریق هارمونیک سوم و مدولاسیون جریان

در این مقاله، کنترل بخش تزریق جریان با پیروی از تکنیک ارائه شده در [۶] مطابق شکل ۳ و به نحوی انجام شده است که با تغذیه ورودی سنکرون باشد. در این شکل هر Sector معادل ۶۰ درجه می‌باشد. لازم به ذکر است که فرکانس کلیدزنی ۲ برابر فرکانس مولفه اصلی ولتاژ ورودی می‌باشد و تزریق جریان به فازی که کمترین ولتاژ را دارد صورت گرفته است تا منجر به کاهش تلفات و توان مورد نیاز مدار گردد. همچنین به منظور پیاده‌سازی این روش، تنها به مقایسه‌گرهایی به منظور تولید سیگنال‌های کلیدهای قدرت دوجهته نیاز است.

اینورتر نیم‌پل وظیفه کنترل جریان تزریق شده توسط کلیدهای قدرت دوجهتی را برعهده دارد. مدولاسیون این اینورتر به نحوی صورت می‌پذیرد که جریان هارمونیک سوم سنکرون شده با تغذیه را تولید نماید. جریان مرجع یک شکل موج نیم-مثلثی سنکرون شده با تغذیه ac و با فرکانسی ۶ برابر فرکانس اصلی می‌باشد. رگولاتور جریان به منظور تولید سیگنال‌های کلیدزنی اینور نیم پل از یک کنترلر P-I [۴] به همراه PWM تشکیل شده است.



شکل(۴): شکل موج‌های یکسوساز فعال تزریق هارمونیک سوم GPU

در شکل ۴ شکل‌موج‌های یکسوساز مذکور با جزئیات نشان داده شده است. در ادامه این بخش برای یک دوره تناوب نحوه عملکرد و رفتار این قسمت از دستگاه GPU پیشنهادی مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است.

الف. بازه ۰ تا π/6 رادیان: در این بازه، جریان مورد نیاز توسط مدار تزریق جریان (شکل۲) برای فاز a متناسب با جریان ورودی مربوطه می‌باشد (i_{a_inj}). که مشابه جریان مدار شکل‌دهنده در همین بازه است (i_L). جریان مورد تقاضا توسط مدار تزریق برای دو فاز دیگر برابر صفر می‌باشد. همچنین، جریان یکسوساز در این بازه صفر می‌باشد (i_{a_rec}). لذا جریان مورد نیاز از منبع ولتاژ برابر جریان مورد تقاضا توسط مدار تزریق می‌باشد ($i_{a_inj} = i_a$).

ب. بازه π/6 تا π/2 رادیان: در این بازه جریان مورد تقاضا توسط مدار تزریق جریان در فاز a برابر صفر می‌باشد (i_{a_inj}). در این حالت جریان مدار شکل‌دهنده (i_L) به فاز c تزریق می‌گردد. در این زمان جریان یکسوساز مخالف صفر می‌باشد و جریان فاز a در منبع تغذیه مشابه جریان یکسوساز است. لازم به ذکر است که در یکسوسازهای سه فاز مرسوم، شکل موج جریان مشابه i_{al} در شکل ۴ می‌باشد. اما زمانی که مدار تزریق نیز به کار گرفته شود شکل موج جریان اندکی متفاوت خواهد بود چرا که مدار شکل دهنده به ولتاژ خروجی متصل شده است.

پ. بازه π/2 تا 5π/6: جریان مورد نیاز توسط مدار تزریق برای فاز a در این دوره صفر می‌باشد (i_{a_inj}). جریان مدار شکل‌دهنده (i_L) اکنون به فاز b تزریق می‌گردد. در این زمان جریان یکسوساز برای فاز a مخالف صفر می‌باشد و جریان مورد نیاز از منبع تغذیه برابر جریان مورد تقاضا توسط یکسوساز است (i_{a_rec}).

ت. بازه 5π/6 تا π : در این بازه، جریان مورد نیاز توسط مدار تزریق برای فاز a متناسب با جریان ورودی مربوطه می‌باشد (i_{a_inj}). این جریان مشابه جریان مدار شکل‌دهنده در همین بازه می‌باشد i_L. جریان یکسوساز صفر می‌باشد و مشابه قبل جریان مورد نیاز توسط منبع ولتاژ مشابه جریان مورد تقاضا برای مدار تزریق می‌باشد.

ث. در π رادیان بعدی: عملکرد یکسوساز در نیم سیکل منفی بعدی مشابه نیم سیکل مثبت خواهد بود.

آنالیز و توضیحات بیشتر رفتار یکسوساز مذکور در بخش ضمائم ارائه گردیده است.

۲-۲- طراحی اندوکتانس

برای محاسبه مقدار اندوکتانس تزریق کننده جریان L، ابتدا ولتاژ و جریان آن به شرح زیر محاسبه گردیده است:

$$u_L = \sqrt{\frac{3}{2}} u_N \qquad (۱)$$

که در این رابطه u_N حداکثر ولتاژ ورودی خط – خط می‌باشد.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

$$i_{L,pK} = \frac{I_N}{2} \quad (۲)$$

که در این رابطه I_N دامنه جریان سینوسی ورودی به GPU می‌باشد. بنابراین برای مقدار rms جریان سلف مذکور داریم:

$$i_{L,rms} = I_N \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}} \quad (۳)$$

$$\Delta i_{L,pp} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}u_{a,rms}}{4Lf_P} \quad (۴)$$

که در رابطه فوق، $\Delta i_{L,pp}$ حداکثر ریپل مجاز جریان می‌باشد. نهایتا با در نظر گرفتن (۴) رابطه مهم زیر برای محاسبه مقدار اندوکتانس سلف تزریق کننده جریان به دست می‌آید:

$$L = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}u_{a,rms}}{4\Delta i_{L,pp} f_P} \quad (۵)$$

در (۵)، f_P فرکانس کلیدزنی و $u_{a,rms}$ ولتاژ تغذیه GPU می‌باشد.

۲-۳- طراحی خازن‌ها

خازن لینک dc بایستی به نحوی انتخاب گردد که قادر به محدود کردن اضافه ولتاژ در خروجی پل دیودی باشدحداکثر ریپل ولتاژ باید در محدوده 2.5% در نظر گرفته شود:

$$C = \frac{I_N}{2\Delta u\, f_s}(1 - M_{\min}) \quad (۵)$$

که در این رابطه Δu حداکثر ریپل ولتاژ خازن می‌باشد. همچنین M_m ضریب مدولاسیون می‌باشد. پس از محاسبه ظرفیت مورد نیاز در لینک dc، خازن‌های سری C_1 و C_2 عبارتند از:

$$C_1 = C_2 = 2C \quad (۶)$$

۲-۴- کنترل مبدل NPC

قسمت dc-ac از یک مبدل NPC سه سطحی که از طریق ترانسفورماتور $\Delta - Y$ به هواپیما متصل شده تشکیل گردیده است. ایده اصلی کنترل این مبدل، به کارگیری الگوریتم PWM با هدف متعادل سازی نقطه نوترال لینک dc می‌باشد. برای این منظور، با اندازه‌گیری ولتاژ لینک dc، تغییرات ولتاژ باس dc ناشی از ریپل ولتاژ پل یکسوساز در استراتژی مدولاسیون لحاظ گردیده است. با روش PWM، حداقل سازی جریان باس dc از طریق تزریق مولفه صفر در ولتاژ مرجع انجام شده است. میزان مولفه صفر تزریق شده وابسته به تفاوت ولتاژ خازن‌ها می‌باشد [۲۱]. بنابراین، انحراف ولتاژ خازن‌ها در میزانی کم تنظیم شده است. لازم به ذکر است که به کار گیری اینورتر NPC در مقایسه با اینورترهای دو سطحی در کاربردهای یکسان موجب نیاز به فیلتر خروجی کوچک‌تر می‌گردد [۲۲, ۲۳].

۲-۵- طراحی فیلتر خروجی

فیلتر خروجی در GPU بایستی استانداردهای مورد نیاز برای ولتاژ تحویلی به هواپیما را برآورده سازد. این الزامات عبارتند از:

- ریپل ولتاژ خروجی Δv_{out} کمتر از ۱ درصد مقدار نامی باشد [۲۴]. بنابراین لازم است $\Delta v_{out} \le 4.6V$ در نظر گرفته شود.
- ریپل جریان اندوکتانس فیلتر Δi_L کمتر از ۳۰ درصد مقدار پیک جریان خروجی باشد. به عبارت دیگر $\Delta i_L \le 6.4A$
- حداکثر امپدانس سیگنال کوچک خروجی $Z_{out-\max}$ بایستی سه و نیم برابر حداکثر امپدانس خروجی باشد. $Z_{out-\max} \le 3.5\Omega$
- برآورده کردن الزامات میزان آلودگی تولید شده مطابق [۲۴]
- فیلتر خروجی بایستی دارای وزن کم، قیمت پایین و تلفات اندک باشد

این الزامات مجموعه قیودی هستند که در فرآیند طراحی فیلتر خروجی باید در نظر گرفته شوند. به علاوه، محدودیت‌های الکتریکی مانند حداکثر جریان خازن فیلتر راکتیو باید در نظر گرفته شوند. به منظور کاهش هزینه و سایز فیلتر، در این مقاله الزامات زیر در نظر گرفته شده است:

۱. تعداد سطوح ولتاژی بیشتر به منظور کاهش ریپل ولتاژ خروجی فرکانس بالا
۲. تعداد بیشتر بانک‌های LC به منظور دسترسی به میرایی بهتر در مولفه‌های فرکانسی بالاتر

در این مقاله بانک LC دو-سطحی در نظر گرفته شده که در شکل ۱ نشان داده شده است.

حداکثر ریپل ولتاژ که رابطه مستقیم با ولتاژ لینک dc و ارتباط معکوس با فرکانس کلیدنی دارد از رابطه زیر محاسبه شده است [۲۵]:

$$\Delta v_{out} = \frac{M(1-M)v_{dc}}{16L_f C_f f_s^2} \quad (۷)$$

که در این رابطه M شاخص مدولاسیون و f_s فرکانس کلیدزنی می‌باشد.

ریپل جریان در اندوکتانس عبارت است از:

$$\Delta i_L = \frac{M(1-M)v_{dc}}{2L_f f_s} \quad (۸)$$

لازم به ذکر است که Δi_L مستقل از C_f می‌باشد و از طریق ولتاژ لینک dc و فرکانس کلیدزنی تعریف شده است. همچنین امپدانس خروجی که وابسته به نرخ L_f / C_f از رابطه (۹) قابل محاسبه است.

$$Z_{out} = \frac{L_f}{2(1-M)C_f Z_{in}} \quad (۹)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

که در این رابطه $Z_{in} = v_{dc} / (2\Delta i_{out})$

پیک جریان راکتیو در خازن عبارت است از:

$$i_{c,\max} = \omega_0 C_f \sqrt{2} v_{out,n} \le 3 \quad (۱۰)$$

که در این رابطه $\omega_0 = 2\pi 400$. مقادیر نهایی محاسبه شده در بخش نتایج شبیه سازی ارائه شده است.

مقاومت دمپینگ طبق اصول ارائه شده در [۲۶] محاسبه شده است:

$$R_d = R_0 Q_{opt} \quad (۱۱)$$

$$R_0 = \sqrt{L_{f2} / C_{f2}} \quad (۱۲)$$

$$Q_{opt} = \sqrt{\frac{r(3+4r)(1+2r)}{2(1+4r)}} \quad (۱۳)$$

که در این رابطه $r = L_d / L_{f1}$. لذا مقدار $R_d = 1.21\Omega$

۲-۶- ترانسفورماتور ایزولاسیون

همان طور که پیش از این گفته شد GPU از طریق یک ترانسفورماتور ایزولاسیون ستاره – مثلث به هواپیما متصل می‌شود. این کار باعث محدود شدن تاثیر نامتعادلی بار و اعوجاج می‌شود. نسبت اولیه به ثانویه به شکل زیر طراحی شده است:

$$\frac{N_p}{N_s} = a \quad (۱۴)$$

$$V_s = \frac{\sqrt{3} v_0}{a} \quad (۱۵)$$

۳- نتایج شبیه‌سازی

در جدول ۱ مقادیر عددی بدست آمده برای قسمت‌های مختلف GPU مطابق روابط ارائه شده در قسمت قبل نمایش شده است. این نتایج با فرض ولتاژ ورودی 480 V ، فرکانس کلید زنی 36 kHz ، ریپل ولتاژ خازن لینک dc برابر 1.5%، ریپل جریان سلف تزریق کننده جریان برابر 2.6A محاسبه گردیده است.

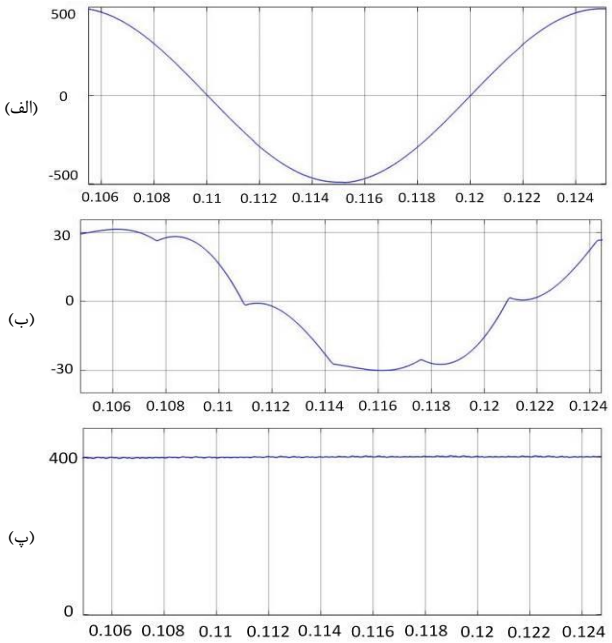
جدول (۱): مشخصات GPU پیشنهادی

ولتاژ فاز ورودی $u_{a,b,c}$	*480 V rms*
فرکانس ورودی f_N	*50 Hz*
فرکانس کلیدزنی f_s	*36 kHz*
توان نامی خروجی P	*10 kW*
اندوکتانس تزریق کننده جریان L	*2.2 mH*
خازن لینک dc C_1, C_2	*24 μF*
سلف فیلتر خروجی L_{f1}	*574 μH*
سلف فیلتر خروجی L_{f2}	*5.74 μH*
خازن فیلتر خروجی C_{f1}	*3.58 μF*
خازن فیلتر خروجی C_{f2}	*3.22 μF*
مقاومت دمپینگ R_d	*1.21Ω*
اندوکتانس L_d	*2.87 μH*

ساختار پیشنهاد شده برای GPU در محیط Matlab/Simulink پیاده سازی شده است. به منظور ارزیابی عملکرد آن، دو حالت مختلف در نظر گرفته شده است. در حالت اول، از تزریق کننده جریان فعال صرف نظر گردیده است و رفتار سیستم بدون این قسمت‌ها ارائه شده است. در حالت دوم، کل سیستم توسعه داده شده مدلسازی و رفتار آن بررسی شده است.

در شکل ۵ رفتار GPU در قسمت ac-dc هنگامی که از سلف تزریق کننده جریان صرف نظر شده، نشان داده شده است. در شکل (۳-الف) ولتاژ فاز a تغذیه GPU و در شکل (۵-ب) جریان همان فاز ارائه گردیده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، جریان مذکور دارای اعوجاج بالایی بوده و در این کاربرد قابل قبول نمی‌باشد. شکل (۵-ب) ولتاژ خازن C1 در لینک dc را نشان داده است که در این مورد به دلیل عملکرد خوب اینورتر NPC ، عملکرد GPU در مورد تعادل ولتاژ لینک dc قابل قبول بوده است.

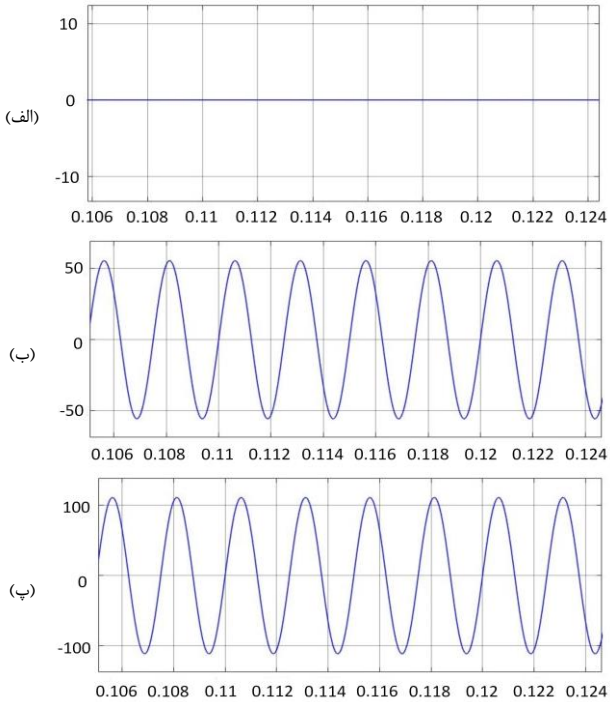
همچنین در شکل ۶ رفتار GPU در بخش ac با فرض صرف نظر از سلف تزریق کننده جریان نشان داده شده است. همان طور که در شکل (۶-الف) ملاحظه می‌گردد، جریان سلف تزریق کننده جریان صفر می‌باشد. جریان بار در شکل (۶-ب) و ولتاژ خروجی 400 Hz و 115 V در شکل (۶-پ) نشان داده شده است.



شکل (۵): عملکرد GPU در بخش dc بدون حضور تزریق کننده جریان: الف) ولتاژ منبع تغذیه (ولت) – ب) جریان خط ورودی (آمپر) – پ) ولتاژ خازن C1 (ولت)

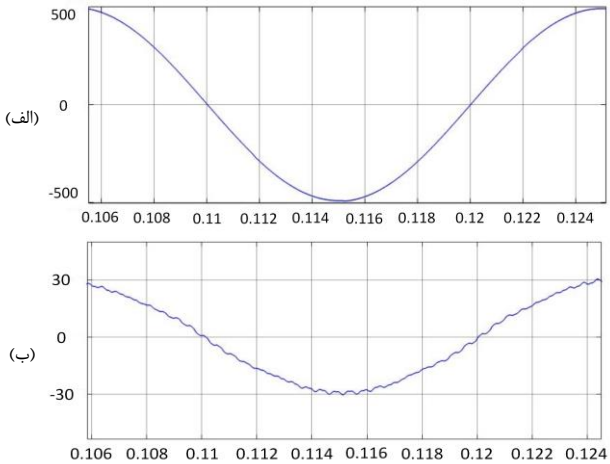
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

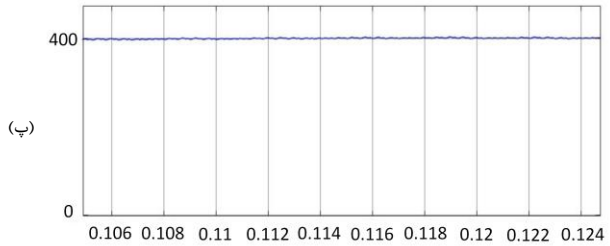
[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]



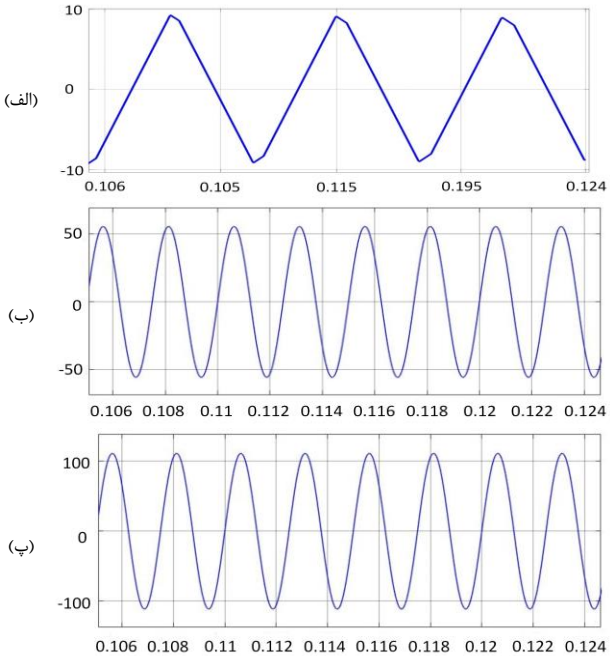
شکل (۶): عملکرد GPU در بخش ac بدون حضور تزریق کننده جریان: الف) جریان سلف تزریق کننده جریان (آمپر) – ب) جریان بار (آمپر) – پ) ولتاژ بار (ولت)

نهایتا، مدلسازی کل سیستم پیشنهادی انجام و نتایج آن در ادامه آورده شده است. در شکل ۷ رفتار GPU در قسمت ac-dc هنگامی که تمام بخش‌های سیستم از جمله قسمت تزریق کننده جریان در نظر گرفته شده‌اند نمایش داده شده است. در شکل‌های (۷-الف)، (۷-ب) و (۷-پ) به ترتیب ولتاژ فاز a تغذیه GPU، جریان همان فاز و ولتاژ خازن C1 در لینک dc را نشان داده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، سلف تزریق کننده جریان و فیلتر ورودی به خوبی باعث کاهش اغتشاش و ضریب قدرت بالای جریان ac ورودی شده‌اند (شکل ۷-ب). ضمن اینکه همچنان ولتاژ لینک dc با عملکرد مناسب همراه بوده است (شکل ۷ – پ). همچنین در شکل ۸ جریان تزریق شده توسط سلف L (شکل ۸-الف) و شکل موج‌های جریان (۸-ب) و ولتاژ (۸-پ) بخش ac نشان داده شده است.





شکل (۷): عملکرد GPU در بخش dc با حضور تزریق کننده جریان: الف) ولتاژ منبع تغذیه (ولت) – ب) جریان خط ورودی (آمپر) – پ) ولتاژ خازن C1 (ولت)



شکل (۸): عملکرد GPU در بخش ac با حضور تزریق کننده جریان: الف) جریان سلف تزریق کننده جریان (آمپر) – ب) جریان بار (آمپر) – پ) ولتاژ بار (ولت)

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار جدیدی برای طراحی GPU هواپیما پیشنهاد گردید. دستگاه مذکور از نوع استاتیک و بر پایه مبدل‌های الکترونیک قدرت توسعه داده شد. تمامی مراحل طراحی قسمت‌های ac-dc و dc-ac شامل یکسوساز، تزریق کننده جریان، اینورتر، فیلتر خروجی و ترانسفورماتور ایزولاسیون ارائه و مطرح شد. قسمت یکسوساز به تزریق‌کننده هارمونیک سوم فعال مجهز گردیده است و مبدل مورد استفاده از نوع اینورتر NPC سه سطحی در نظر گرفته شده است. با بررسی نتایج شبیه‌سازی مشخص شد که روش پیشنهادی قادر به تولید رفتار اهمی در سمت ورودی، رفتار مناسب در لینک dc و خروجی ac با ولتاژ و فرکانس مورد نیاز برای هواپیما می‌باشد.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]
[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

ضمایم

در این قسمت رفتار یکسوساز مورد استفاده در GPU پیشنهادی این مقاله برای بدست آوردن جریان آن در بازه زمانی π/6 تا π/2 مورد بررسی قرار گرفته است. برای سایر بازه‌ها همان‌طور که در بخش ۲-۱ نشان داده شد رفتار مشابهی وجود خواهد داشت. با در نظر گرفتن شکل‌های ۲ و ۴، جریان فاز a در یکسوسازهای مرسوم برابر است با:

$$i_{al} = \frac{v_{ab}}{R} \qquad \text{(ض۱)}$$

که در این رابطه $v_{ab} = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t + \pi/6)$ و R بار مصرفی است.

اکنون جریان یکسوساز را می‌توان به شرح زیر بدست آورد:

$$i_{a_rec} = i_{al} - i_{con} \qquad \text{(ض۲)}$$

که در این رابطه i_{con} جریان مدار شکل دهنده می‌باشد.

با فرض اینکه در شرایط قطع بودن S_A و وصل بودن S_B پارامتر $u=1$ و برای حالت عکس آن $u=0$ است با تحلیل اینورتر نیم پل می‌توان به معادله زیر رسید:

$$L\frac{di_L}{dt} = v_3 - v_2 - (v_1 - v_2)(1-u) \qquad \text{(ض۳)}$$

$$i_{con} = (1-u)i_l \qquad \text{(ض۴)}$$

با توجه به اینکه فرکانس کلیدزنی مدار شکل‌دهنده بیشتر از فرکانس ولتاژ ورودی می‌باشد، می‌توان از سمت چپ تساوی ارائه شده در (ض۳) صرف نظر کرد. دلیل این امر این است که در مدل متوسط عبارت $L\,di_L/dt$ نسبت به ولتاژ ورودی بسیار کوچک می‌باشد. با توجه به این ساده‌سازی و با در نظر گرفتن (ض۴) معادله زیر به دست می‌آید.

$$i_{con} = \frac{v_3 - v_2}{v_1 - v_2} i_L \qquad \text{(ض۵)}$$

که در این بازه زمانی، $v_1 = v_a$ ، $v_2 = v_b$ و $v_3 = v_c$ می‌باشد. نهایتا با در نظرگرفتن (ض۱)، (ض۲) و (ض۵) داریم:

$$i_{a_rec} = \frac{v_{ac}}{R} - \frac{v_{cb}}{v_{ab}} i_{c_inj} \qquad \text{(ض۶)}$$

با استدلال مشابهی برای سایر بازه‌های زمانی، جریان فاز a به شرح زیر خواهد بود:

$$i_a = \begin{cases} I_{a_peak}\dfrac{v_a}{V_{a_peak}} & 0 < \omega t < \dfrac{\pi}{6} \\ \dfrac{v_{ab}}{R} - \dfrac{v_{cb}}{v_{ac}} I_{a_peak}\dfrac{v_c}{V_{a_peak}} & \dfrac{\pi}{6} < \omega t < \dfrac{\pi}{2} \\ \dfrac{v_{ac}}{R} - \dfrac{v_{bc}}{v_{ac}} I_{a_peak}\dfrac{v_b}{V_{a_peak}} & \dfrac{\pi}{2} < \omega t < \dfrac{5\pi}{6} \\ I_{a_peak}\dfrac{v_a}{V_{a_peak}} & \dfrac{5\pi}{6} < \omega t < \pi \end{cases} \qquad \text{(ض۷)}$$

که در این رابطه $I_{a_peak} = 3V_{a_peak}/2R$ می‌باشد.

مراجع

[1] V. Raveendran, M. Andresen, and M. Liserre, "Improving onboard converter reliability for more electric aircraft with lifetime-based control," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, pp. 5787-5796, 2019.

[2] Soltanpour M, Radmanesh H, Yousofian D. A New Method to Enhance the Low Voltage Ride Through Capability of Doubly Fed Induction Generator Using Resistive Type Superconducting Fault Current Limiter. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2022; 19 (4) :153-162

[3] P. Naderi, S. Sharouni, and M. Heidary, "A novel analysis on a new DC-excited flux-switching machine using modified MEC method for ground power unit application," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 35, pp. 1907-1915, 2020.

[4] C.-W. Yang, M.-Z. Lu, and C.-M. Liaw, "Development of an aircraft electric power architecture with integrated ground power unit," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 58, pp. 3446-3459, 2022.

[5] U. B. Jensen, M. P. Rasmussen, T. Mortensen, F. Blaabjerg, and J. Pedersen, "A new control method for ۴۰۰hz ground power units for airplanes," in Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242), 1998, pp. 1469-1476.

[6] P. Pejovic, "A novel low-harmonic three-phase rectifier," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 49, pp. 955-965, 2002.

[7] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, and C. L. Bak, "Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications ",IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, pp. 2083-2098, 2015.

[8] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-phase PFC rectifier systems," in 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011, pp. 1-27.

[9] T. Friedli, M. Hartmann, and J. W. Kolar, "The essence of three-phase PFC rectifier systems—Part II," IEEE Transactions on Power electronics, vol. 29, pp. 543-560, 2013.

[10] G. Gong, M. L. Heldwein, U. Drofenik, J. Minibock, K. Mino, and J. W. Kolar, "Comparative evaluation of three-phase high-power-factor AC-DC converter concepts for application in future more electric aircraft,"

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]

IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, pp. 727-737, 2005.

[11] bagheri A, Alizadeh M, khodabakhshi N. The Capacitor Voltage Balancing for a four-switch three-phase rectifier using a space vector modulation technique and auxiliary signal design. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2020; 17 (2) :1-12

[12] Abdollahi R, Jalilian A. 24-Pulse Fork Autotransformer Based Converter for Improvement of Power Quality Indices . Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2014; 11 (1) :29-36

[13] M. Abarzadeh, H. M. Kojabadi, F. Deng, and Z. Chen, "Enhanced static ground power unit based on flying capacitor based h-bridge hybrid active-neutral-point-clamped converter," IET Power Electronics, vol. 9, pp. 2337-2349, 2016.

[14] Sabahi M, Ashraf gandomi A, Saeidabadi S. Grid-Tie Multicell Inverter with High Safety and Ability to Obtain Maximum Power from Solar Cells. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2016; 13 (3) :95-104

[15] T. Debnath, K. Gopakumar, L. Umanand, D. Zielinski, and K. Rajashekara, "A Nine-Level Inverter With Single DC-Link and Low-Voltage Capacitors as Stacked Voltage Sources With Capacitor Voltage Control Irrespective of Load Power Factor," IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 3, pp. 522-536, 2022.

[16] M. Abarzadeh and H. M. Kojabadi, "A static ground power unit based on the improved hybrid active neutral-point-clamped converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, pp. 7792-7803, 2016.

[17] Hosseinpour M, Asad M, Mousavi-Aghdam S R. Stability Improvement of Grid-connected Converter with LCL Filter based on Capacitor Current Active Damping by Computational Delay Reduction. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2023; 20 (1) :129-142

[18] R. Cárdenas, C. Juri, R. Pena, P. Wheeler, and J. Clare, "The application of resonant controllers to four-leg matrix converters feeding unbalanced or nonlinear loads," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, pp . ۱۱۲۰-۱۱۲۹, ۲۰۱۱.

[19] D. Manohar and P. Seema, "Deadbeat controller with phase corrector for 400-Hz inverter used in ground power units of aircrafts," in 2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 2015, pp. 127-131.

[20] C. Li, S.-M. Ji, and D.-P. Tan, "Multiple-loop digital control method for a 400-Hz inverter system based on phase feedback," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, pp. 408-417, 2012.

[21] F. Donoso, A. Mora, R. Cardenas, A. Angulo, D. Saez, and M. Rivera, "Finite-set model-predictive control strategies for a 3L-NPC inverter operating with fixed switching frequency," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, pp. 3954-3965, 2017.

[22] S.-J. Chee, S. Ko, H.-S. Kim, and S.-K. Sul, "Common-mode voltage reduction of three-level four-leg PWM converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, pp. 4006-4016, 2015.

[23] F. Rojas, R. Kennel, R. Cardenas, R. Repenning, J. C. Clare, and M. Diaz, "A new space-vector-modulation algorithm for a three-level four-leg NPC inverter," IEEE transactions on energy conversion, vol. 32, pp. 23-35, 2016.

[24] M. Standard, "Aircraft electric power characteristics," Department of Defense Interface Standard (MIL-STD-704F), 2004.

[25] D. O. Boillat, T. Friedli, J. Mühlethaler, J. W. Kolar, and W. Hribernik, "Analysis of the design space of single-stage and two-stage LC output filters of switched-mode AC power sources," in 2012 IEEE Power and Energy Conference at Illinois, 2012, pp.۸-۱ .

[26] R. W. Erickson, "Optimal single resistors damping of input filters," in APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285), 1999, pp. 1073-1079.

[1] Ground Power Unit

[2] Neutral Point Clamped

[3] Pulse Width Modulation

[4] Proportional-Integral

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-02-16]

[DOI: 10.61186/jiaeee.21.4.89]