Archive of SID

طراحی و ساخت یک اینورتر فرکانس بالای کنترل شده به روش PWM با ویژگی کلیدزنی نرم جهت استفاده در سیستمهای گرمایش القایی

علی یزدان‌پناه — دانشجوی دکترای دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز
سید حسین حسینی — استاد قطب علمی مهندسی مکاترونیک، دانشگاه تبریز
مهران صباحی — دانشجوی دکترای دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز

چکیده

اینورترهای متداول نیم پل فرکانس بالا با ویژگیهایی همانند سادگی ساختار و کنترل‌پذیری، مصارف زیادی در کاربردهای خانگی و صنعتی پیدا کرده‌اند. برای این مبدلها میزان توان تولیدی به خصوص در روش کنترلی PWM، به منظور داشتن شرایط کلیدزنی نرم، بسیار محدود می‌شود. برای مقابله با این مشکل اینورتری با ساختار جدید معرفی شده است. این مقاله یک اینورتر نیم پل فرکانس بالا، با ویژگی کلیدزنی نرم را معرفی می‌کند که با یک مدار استابر اکتیو شبه‌تشدیدی ترکیب شده است. این اینورتر براساس ساختار اینورترهای نیم پل فرکانس بالای متداول طراحی شده که برای تنظیم پیوسته توان خروجی از روش کنترلی فرکانس ثابت PWM بهره می‌گیرد. محدوده کلیدزنی نرم برای اینورتر نیم پل پیشنهادی به طور قابل توجهی نسبت به اینورتر نیم پل مرسوم افزایش می‌یابد. از جمله کاربردهای این مدار می‌توان به اجاقهای آشپزی اشاره کرد که با بازده حرارتی بالا و در فرکانسهای ثابت حدود ۲۰ kHz کار می‌کنند. در خاتمه، بعضی نتایج عملی آورده شده که علاوه بر تایید نتایج شبیه‌سازی، کاربردی بودن مدار پیشنهادی را نیز معلوم می‌کنند.

کلمات کلیدی: کلیدزنی نرم، سیستمهای گرمایش القایی، اینورترهای نیم پل فرکانس بالا.

Design and Implementation of PWM Controlled High-Frequency Inverter with Soft-Switching Attribute for Induction-Heating Applications

A. Yazdanpanah — Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran
S. H. Hosseini — Center of Excellence for Mechatronics, University of Tabriz
M. Sabahi — Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

Abstract

Conventional high-frequency half-bridge inverters are used widely in industrial and domestic utilizations due to their simplicity and controllability. The output power of these inverters, especially in PWM control technique, will be limited to a narrow range if soft-switching attributes such as zero voltage and zero current switching (ZVZCS) are used. In order to solve this problem this paper proposes a new soft-switching high-frequency half-bridge inverter, which employs an active quasi-resonant snubber. This inverter, which is controlled by fixed-frequency PWM control technique can regulate output power continuously and is designed according to the principals of conventional high-frequency half-bridge inverters. The soft-switching operation condition of the proposed inverter is expanded to wider range than conventional one. Fixed-frequency, 20 kHz, high thermal efficiency induction-heating cookers are some of the potential applications of this new topology which can be used in domestic and industrial applications. Experimental results illustrate the proof of both the verification of simulation results and the feasibility features of the proposed inverter.

Key words: Soft-switching, Induction heating systems, High frequency half bridge inverters.

www.SID.ir

Archive of SID

۱- مقدمه

اخیراً سیستمهای گرمایش القایی به علت برخورداری از قابلیت‌هایی نظیر تمیزی، عدم تولید آلاینده‌ها، قابلیت اطمینان بالا و کنترل‌پذیری، کاربردهای زیادی در مصارف خانگی و صنعتی پیدا کرده‌اند [۱]. از جمله کاربردهای خانگی می‌توان به پخت و پز اشاره کرد [۲ و ۳]. از طرف دیگر به علت اینکه در سیستمهای گرمایش القایی، می‌توان ظروف آشپزی را به طور مستقیم گرم کرد، این سیستمها در مقایسه با دیگر گرم کننده‌های الکتریکی، از امنیت و راندمان بهتری برخوردارند [۱].

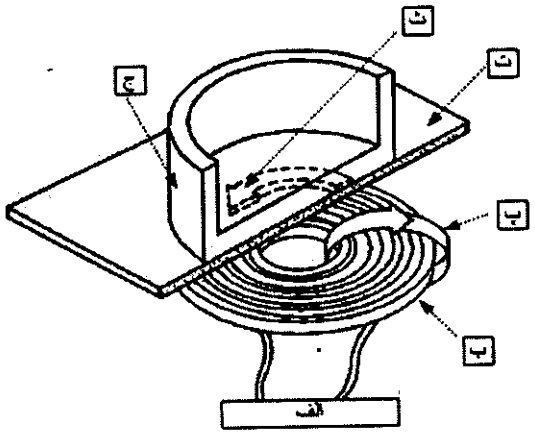
اینورترهای فرکانس بالای PWM[1] متداول به طور گسترده‌ای در سیستمهای گرمایش القایی فرکانس بالا، به کار گرفته شده‌اند ولی در این نوع اینورترها شرایط کلیدزنی نرم تنها برای باند باریکی از توان خروجی قابل حصول است [۴ و ۵]. بنابراین، در کاربردهای فرکانس بالا با مشکلات زیادی مواجه هستند که از جمله آنها می‌توان به تلفات زیاد و نویز EMI[2] ناشی از کلیدزنی سخت اشاره کرد. از آنجایی که در یک سیستم گرمایش القایی لازم است میدان مغناطیسی مناسبی جهت تولید گرمایش به وجود آید، جریان خروجی اینورتر بایستی دارای دامنه و فرکانس بالا باشد. لذا، لازم به نظر می‌رسد که، در این اینورترها بیش از پیش به مسائلی نظیر نویز EMI، به خصوص کلیدزنی نرم توجه شود.

برای حل این مشکلات، این مقاله اینورتری را معرفی می‌کند که در آن کلیدها به کمک یک مدار Snubber اکتیو شبه‌تشدیدی، تحت شرایط جریان و ولتاژ صفر، عمل می‌کنند. به بیان دیگر، مدار snubber اکتیو به عنوان یک مدار کمکی به اینورتر نیم پل متداول اضافه شده‌است. این مدار کمکی اجازه خواهد داد اینورتر نیم پل متداول محدوده وسیعی از توانهای خروجی را با حفظ راندمان بالا به روش PWM کنترل و تنظیم نماید. در این صورت برای محدوده وسیعی از تغییرات توان خروجی راندمانی بالا برای سیستم به دست می‌آید.

در این مقاله به بررسی و تحلیل عملکرد مدار پیشنهادی با توجه به نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی‌ها و مدار آزمایشگاهی می‌پردازیم. تمامی شبیه‌سازی‌ها با استفاده از نرم افزار PSCAD/EMTDC، به دست آمده‌اند. نتایج عملی علاوه بر اینکه روابط تئوری و شبیه‌سازی شده را تائید می‌کنند، ویژگی‌های منحصر به فرد مدار پیشنهادی را نیز به اثبات می‌رسانند.

۲- معرفی یک سیستم گرمایش القایی

شکل (۱) یک سیستم گرمایش القایی برای مصارف پخت و پز را نشان می‌دهد. این سیستم شامل یک اینورتر است که جریان فرکانس بالایی را در درون سیم پیچ تولید می‌کند. عبور جریان از سیم پیچ (طبق قانون مداری آمپر) میدان مغناطیسی فرکانس بالایی در اطراف آن ایجاد می‌کند. اگر در این میدان مغناطیسی یک ظرف که هادی جریان الکتریسیته است قرار دهیم، طبق قانون فاراده در آن جریان گردابی حاصل می‌شود. این جریان گردابی باعث ایجاد تلفات فکو در ظرف هادی شده و آن را گرم می‌کند [۵]. اجزای سیستم به شرح زیر معرفی می‌شوند:



شکل ۱- معرفی عملکرد کلی یک سیستم گرمایش القایی

الف- منبع تغذیه (اینورتر) فرکانس بالا
ب- سیم پیچ سیستم گرمایش القایی
پ- میدان مغناطیسی فرکانس بالا
ت- پَن، که یک عایق الکتریکی و از جنس شیشه یا سرامیک می‌باشد
ث- جریان گردابی
ج- ظرف آشپزی

1- Pulse-Width-Modulation (PWM)
2- Electro-Magnetic-Interference (EMI)

www.SID.ir

Archive of SID

۳- مدار معادل بار

با توجه به مطالب توضیح داده شده در بخش ۲، به طور کلی از لحاظ مداری تزویج مغناطیسی بین سیم‌پیچ و بار یک سیستم گرمایش القایی (که در اینجا ظرف آشپزی است) را با ترانسفورماتوری مدل می‌کنند که طرف ثانویه آن تنها از یک دور سیم پیچی، با مقاومت اهمی ناچیز، تشکیل شدهٔ است [۶]. این مدل در شکل (۲- الف) نشان داده شده است که V_o ولتاژ خروجی اینورتر و R_1، L_1، R_2 و L_2 به ترتیب مقاومت و اندوکتانس سیم پیچ طرف اولیه، مقاومت بار، و اندوکتانس طرف ثانویه می‌باشند. با این فرض که تمامی شار تولید شده توسط سیم پیچ اولیه از سیم پیچ ثانویه عبور می‌کند، می‌توان ضریب تزویج مغناطیسی را یک گرفت و از اندوکتانس نشتی طرف ثانویه صرف نظر کرد. با انتقال طرف ثانویه به طرف اولیه مدار ساده شده شکل (۲- ب) حاصل می‌شود. مقادیر اندوکتانسها از روابط (۱) و (۲) محاسبه می‌شوند.

$$L_1 = L_l + NL_M \qquad (۱)$$

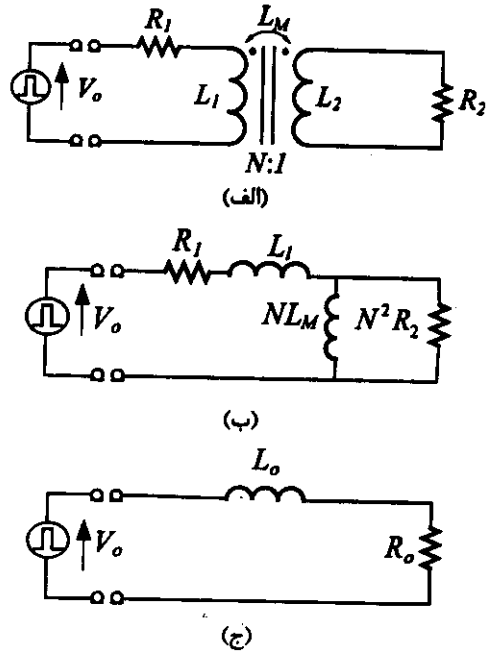
$$L_2 = \frac{L_M}{N} \qquad (۲)$$

که L_M، L_1 و L_L به ترتیب مقادیر اندوکتانس متقابل، اندوکتانس سیم پیچی و اندوکتانس نشتی می‌باشند. به آسانی می‌توان مدار معادل ساده شدهٔ بار را به صورت شکل (۲- ج) به دست آورد، که در آن L_o و R_o سلف و مقاومت معادل بار از دید اینورتر می‌باشند، که از روابط (۳) و (۴) به دست می‌آیند.

$$L_o = L_l - AL_2 \qquad (۳)$$

$$R_o = R_1 + AR_2 \qquad (۴)$$

که $A = \omega_s L_M / \sqrt{\omega_s^2 L_2^2 + R_2^2}$ و $\omega_s = 2\pi f_s$، f_s فرکانس منبع می‌باشند. از این به بعد در تمامی تحلیلها از مدار معادل نهایی بار (L_o، R_o) استفاده خواهد شد.



شکل ۲- مدار معادل بار در یک سیستم گرمایش القایی، الف: مدار معادل ترانسفورماتوری، ب: مدار معادل از دید طرف اولیه، ج: مدار معادل نهایی

۴- معرفی یک اینورتر نیم پل متداول فرکانس بالا

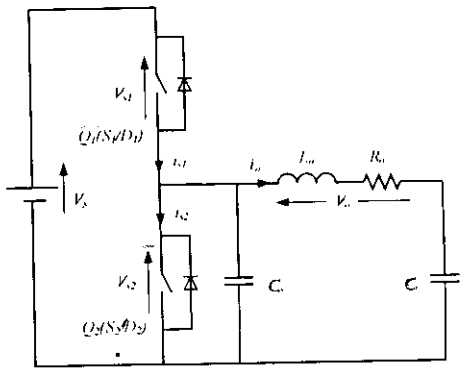
شکل (۳) یک اینورتر نیم پل متداول تشدید سری فرکانس بالایی که با روش PWM کنترل می‌شود را نشان می‌دهد [۷، ۸ و ۹]. این پیکربندی از جهت سادگی، پایداری، تعداد کم اجزای مدار و هزینه پایین، کاربردهای زیاد صنعتی و خانگی پیدا کرده و قادر به تولید توان از محدوده کم تا محدوده متوسط می‌باشد. این اینورتر می‌تواند توان مورد نیاز بار القائی خود را با قطع و وصل کلیدهای S_1 و S_2 به طور پی در پی از یک منبع DC فراهم کند. طرز کار این مدار به این صورت است که ابتدا با روشن شدن کلید S_1، توان از منبع DC (V_s)، به بار القائی (L_o، R_o) منتقل می‌شود. با قطع شدن کلید S_1 خازن Snubber، C_s که به V_s شارژ شده مانع از تغییرات سریع ولتاژ برروی کلید شده و نتیجتاً کلید S_1 در شرایط ZVS[1] خاموش می‌شود. وقتی که خازن C_s کاملاً تخلیه شد و ولتاژ آن به صفر رسید دیود D_2 شروع به هدایت می‌کند و به محض صفر شدن جریان دیود D_2 کلید Q_2 در شرایط جریان و ولتاژ صفر (ZVS و

1- Zero Voltage Switching (ZVS)

www.SID.ir

Archive of SID

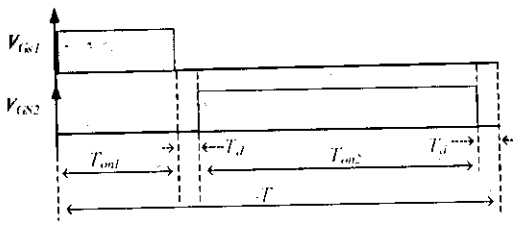
(ZCS[1]) می‌تواند روش شود. با خاموش شدن کلید S_2 در شرایط ZVS (به علت هدایت دیود D_2) جریان بار مسیر خود را از طریق دیود D_1 خواهد بست و توان از مدار تشدید به منبع منتقل خواهد شد. به محض صفر شدن جریان دیود D_1، کلید S_1 را می‌توان در شرایط ZVS و ZCS روشن کرد.



شکل ۳- اینورتر نیم پل متداول با Snubber خازنی

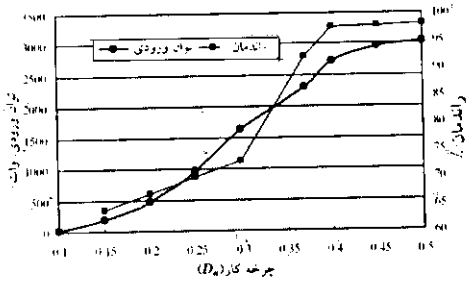
شکل (۴) سیگنالهای کنترلی تولید شده توسط مدار دزایو برای کلیدهای S_1 و S_2 را نشان می‌دهد. توان خروجی اینورتر را می‌توان به طور پیوسته با تغییر چرخه‌کار[2]، D_a به روش کنترلی PWM نامتقارن، تنظیم کرد. رابطه چرخه‌کار از رابطه (۵) به دست می‌آید.

$$D_a = (T_{on1} + T_d)/T \qquad (۵)$$

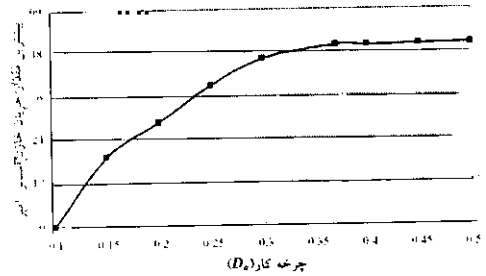


شکل۴ - شماتیک سیگنالهای کنترلی کلیدها

در اینجا T_{on1}، T_d و T به ترتیب مدت زمان هدایت کلید S_1، مدت زمان تاخیر و زمان یک دوره کاری اینورتر می‌باشند. شکل (۵ و ۶) نتایج شبیه‌سازی مشخصه توان ورودی و پیک جریان خازن C_r را برحسب D_a برای اینورتر متداول نشان می‌دهند. جدول (۱) مقادیر عددی اجزای مداری این اینورتر را نشان می‌دهد.



شکل ۵- تغییرات توان ورودی و راندمان سیستم برحسب چرخه‌کار



شکل ۶- تغییرات پیک جریان خازن اسنابر برحسب چرخه‌کار

جدول ۱- مقادیر عددی اجزای مداری اینورتر نیم پل متداول

عبارت	نشانه	مقدار
ولتاژ DC منبع	Vs	۲۸۳ ولت
فرکانس کلیدزنی	f_S	۲۰ کیلو هرتز
خازن snubber بدون تلف	C_s	۰/۱۸۵ میکرو فاراد
خازن تشدید بار	C_r	۱/۷۳ میکرو فاراد
مقاومت بار	R_o	۲/۵۴ اهم
اندکتانس بار	L_o	۵۷/۹۶ میکرو هانری

همچنانکه در شکل (۵) نشان داده شده است، توان ورودی و راندمان با افزایش D_a افزایش می‌یابند. به عبارتی دیگر با افزایش زمان هدایت کلید S_1 میزان جذب انرژی از منبع و در نتیجه میزان توان ورودی افزایش می‌یابد. توان خروجی این اینورتر در شرایط ZVS به ناحیه بین ۲/۵ تا ۳/۱ کیلووات محدود می‌شود. راندمان اینورتر برای D_a <۰/۳۶ به علت کلیدزنی سخت به

1- Zero Current Switching (ZCS)
2- Duty Cycle

www.SID.ir

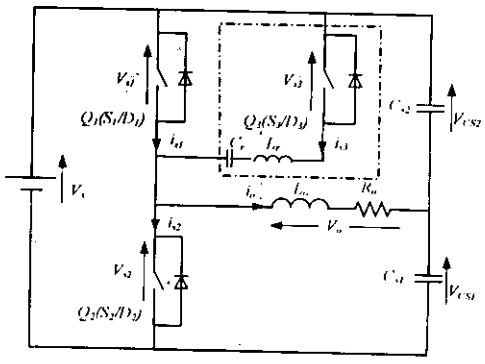
Archive of SID

شدت کاهش می‌یابد. بنابراین لازم است اینورتر راندمان بالایی که قادر به عملکرد مناسب تحت شرایط کلیدزنی نرم برای محدوده وسیعی از تغییرات توان خروجی است، معرفی شود. همچنانکه در شکل (۶) نشان داده شده است پیک جریان خازن C_r با افزایش D_a، افزایش می‌یابد، و با توجه به مقدار پیک جریان می‌توان مقدار نامی این خازن را برای این اینورتر تعیین کرد.

۵- معرفی اینورتر نیم پل فرکانس بالای کنترل شده با مدولاسیون PWM با ویژگی کلیدزنی نرم

۵-۱- ساختار مداری

شکل (۷) ساختار مداری اینورتر نیم پل فرکانس بالای پیشنهادی با ویژگی کلیدزنی نرم جهت استفاده در سیستمهای گرمایش القایی را نشان می‌دهد. ولتاژ ورودی V_s حدود ۲۸۳ ولت می‌باشد. مدار این اینورتر براساس اینورتر نیم پل نشان داده شده در شکل (۳) طراحی و خازن C_{s2} و یک مدار Snubber اکتیو شبه‌تشدیدی (مدار کمکی) به آن تلفیق شده‌اند. مدار کمکی که با خط چین نشان داده شده و با کلید S_1 موازی شده، شامل یک سلف L_r و خازن C_r است که با کلید S_3 سری شده‌اند. مدار snubber شبه‌تشدیدی کمک خواهد کرد که کلید S_1 در شرایط ZVS و ZCS عمل کند. در واقع مدار کمکی، با معکوس کردن جریان کلید Q_1، (که در اثر تشدید بین L_r و C_r است) موجب می‌شود که قبل از خاموش شدن S_1، دیود D_1 هدایت کند. بنابراین S_1 می‌تواند تحت شرایط ZVS و ZCS برای هر زمان دلخواه خاموش شود. نتیجتاً می‌توان با تغییر زمان هدایت S_1 به طور پیوسته توان خروجی را کنترل کرد.



شکل ۷- اینورتر نیم پل پیشنهادی با مدار Snubber شبه تشدیدی کمکی

مقادیر بار برای این اینورتر، L_o و R_o می‌باشند که براساس کاربرد آن در یک سیستم گرمایش القایی و برای فرکانس کار ۲۰ kHz، تعیین شده‌اند.

۵-۲- تحلیل عملکرد اینورتر

اگر سیگنالهای کلیدزنی هر کلید به صورت شکل (۸) به کلیدها اعمال شود، این اینورتر می‌تواند تحت شرایط کلیدزنی نرم کار کند. به عبارتی دیگر، توان خروجی این اینورتر می‌تواند به طور پیوسته با استفاده از مدولاسیون PWM و تغییر زمان هدایت کلیدهای Q_1 و Q_2 در طول یک دوره کاری، تنظیم شود. در حالی که زمان روشن بودن Q_3 (T_{on3}) و زمان هم پوشانی (T_o) ثابت خواهند ماند، تنها زمانهای هدایت کلیدهای Q_1 و Q_2 تغییر می‌کنند. توان خروجی به ازای کاهش زمان هدایت Q_1 و زیاد شدن زمان هدایت Q_2 به طور هم زمان قابل کاهش است که این تغییرات در شکل (۸) ترسیم شده‌اند. چرخه‌کار D_b از رابطه (۶) به دست می‌آید.

$$D_b = (T_{on} + T_{d1})/T \qquad (۶)$$

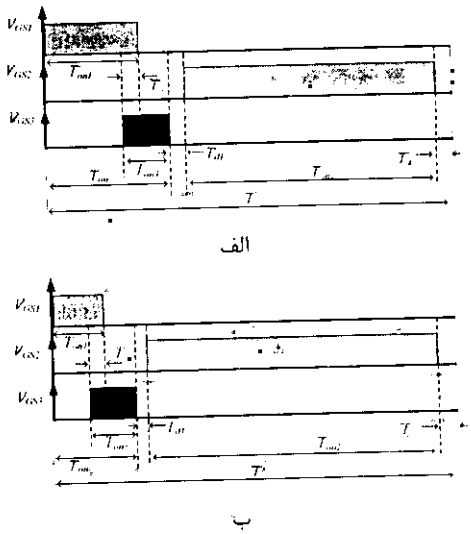
که در آن T_{d1} زمان تاخیر بین روشن شدن کلیدهای Q_2 و Q_3 است. جدول (۲) معرف نشانه‌های نشان داده شده در شکل (۸) می‌باشد.

جدول ۲- معرفی نشانه‌های شکل (۸)

نشانه	عبارت
V_{GS1}	سیگنال ولتاژ گیت کلید S_1
V_{GS2}	سیگنال ولتاژ گیت کلید S_2
V_{GS3}	سیگنال ولتاژ گیت کلید S_3
T_{on1}	زمان هدایت کلید S_1
T_{on2}	زمان هدایت کلید S_2
T_{on3}	زمان هدایت کلید S_3
T	زمان یک دوره تناوب اینورتر
T_{on}	کل زمان هدایت کلیدهای S_1، S_2
T_{d1}	زمان تاخیر شمارهٔ ۱
T_{d2}	زمان تاخیر شماره ۲
T_o	زمان هم پوشانی T_{on1} و T_{on2}

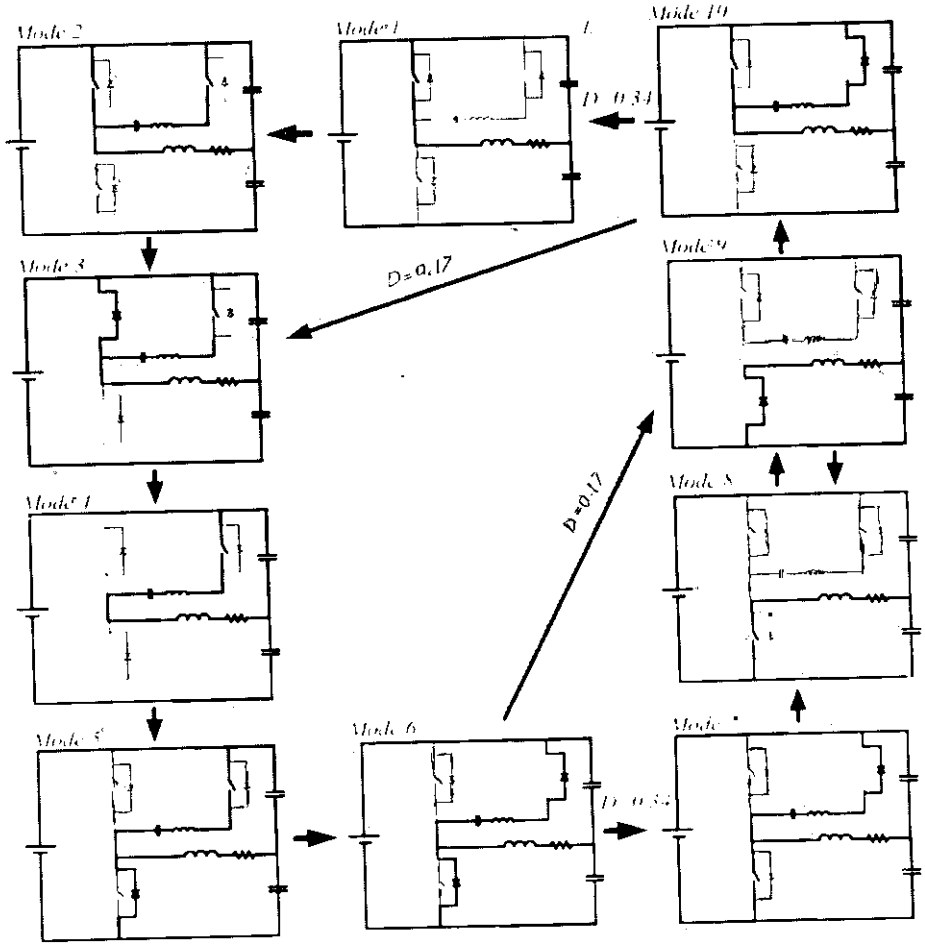
www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۸- فرمان گیت کلیدهای اینورتر پیشنهادی

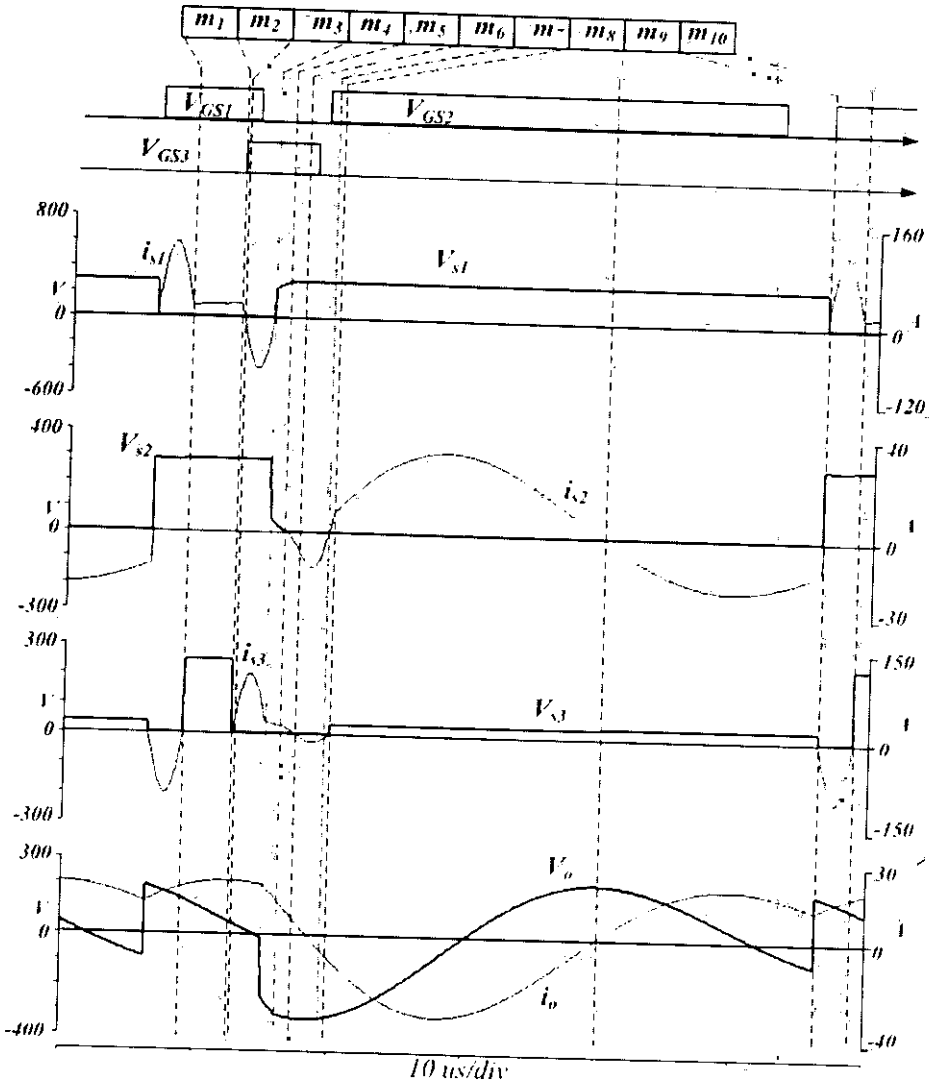
به منظور تغییر توان خروجی اینورتر بایستی مقدار چرخه‌کار D_b را تغییر داد، که کمترین مقدار آن با توجه به فرکانس تشدید مدار کمکی تعیین می‌شود. مدهای عملیاتی اینورتر به ۱۰ مرحله تقسیم‌بندی می‌شوند که در شکل (۹) نشان داده شده‌اند. هر یک از مدهای کاری اینورتر با توجه به مدار معادل آن توضیح داده شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی به ازای چرخه‌کار D_b=۰/۳۴ در شکل (۱۰) نشان داده شده‌اند.



شکل ۹- مدار معادل هریک از مدهای کاری اینورتر

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۱۰- شکل موجهای حاصل شده از شبیه سازی برای چرخه‌کار D_h = ۰/۳۴

جهت جریانها و قطبش ولتاژها بر روی شکل (۷) ارائه شده است. جدول (۳) مقادیر هر یک از پارامترهای مداری اینورتر شبیه‌سازی شده را به طور خلاصه نشان می‌دهد. مقدار هر یک از این پارامترها با توجه به بار مناسب برای یک سیستم گرمایش القایی از نقطه نظر عمی و همچنین با توجه به ناحیه کلیدزنی نرم و میزان توان خروجی در راستای نتایج شبیه‌سازی، استخراج شده‌اند. عملکرد هر مد به صورت زیر می‌باشد که این مدها بر روی سیکل (۱۰) با حروف m_1، m_2،... نشان داده شده‌اند.

جدول ۳- مقادیر عددی اجزای مداری اینورتر نیم پل پیشنهادی

عبارت	نشانه	مقدار
ولتاژ DC منبع	Vs	۲۸۳ ولت
فرکانس کلیدزنی	f_s	۲۰ کیلو هرتز
خازن تسدید مدار کمکی	C_r	۰/۱۸۵ میکرو فاراد
اندکتانس تسدید مدار کمکی	L_r	۲/۰۹ میکرو هانری
مقاومت بار	R_o	۲/۵۴ اهم
اندکتانس بار	L_o	۵۷/۹۶ میکرو هانری
خازنهای تشدید بار	C_{s1} ،C_{s2}	۰/۴۰۱ میکرو فاراد

www.SID.ir

Archive of SID

مد ۱: ابتدا فرض می‌کنیم که خازنهای C_{s2} و C_{s1} به یک اندازه که همان نصف ولتاژ منبع DC است، شارژ شده باشند. با فرض هدایت S_1 جریان بار در جهت مثبت از بار عبور کرده و خازن C_{s1} را شارژ و خازن C_{s2} را تخلیه می‌کند. با روشن شدن کلید S_3 خازن C_r با سلف L_r شروع به تشدید کرده و جریان i_{S3} شروع به افزایش می‌کند تا مد ۲ به وجود آید.

مد ۲: در طول این مد S_1 و S_3، هر دو روشن می‌باشند. جریان عبوری از Q_1 (i_{S1}) به علت تشدید بین C_r و L_r در مدار کمکی، معکوس شده و از طریق دیود D_1 مسیر خود را می‌بندد. در واقع مجموع جریانهای تشدید، i_{S3} و کلید S_1 تامین کننده جریان بار خواهند بود. کلید S_3 در شرایط ZCS روشن می‌شود پس تلفات روشن شدن کلید به صفر میل می‌کند. جریان i_0 خازن C_{s1} را شارژ و خازن C_{s2} را دشارژ می‌کند تا ولتاژ آن به صفر میل کند. با روشن شدن دیود D_1 توسط جریان i_{S3} مد ۲ به مد ۳ تبدیل می‌شود.

مد ۳: با هدایت دیود D_1 سیگنال کنترل از گیت کلید S_1 برداشته می‌شود تا به محض صفر شدن جریان دیود، کلید S_1 در شرایط ZVS و ZCS خاموش شود. با صفر شدن جریان در دیود D_1، این دیود خاموش و مد چهار حاصل می‌شود. جریان تشدید، i_{S3} تامین کننده جریان بار و دیود D_1 خواهد بود.

مد ۴: با خاموش شدن Q_1 جریان مدار تشدید کمکی، i_{S3} تامین کننده جریان بار (L_0 و R_0) خواهد بود. وقتی مجموع ولتاژ خازن C_r و سلف L_r بزرگتر از ولتاژ منبع DC (V_s) شوند دیود D_2 شروع به هدایت کرده و مد پنج حاصل می‌شود.

مد ۵: در این مد جریان بار از طریق دیود D_2 و مدار تشدید کمکی تامین می‌شود. جریان مدار تشدید کمکی کم شده تا به صفر رسیده و معکوس شود. با معکوس شدن i_{S3} دیود D_3 شروع به هدایت می‌کند و مد ششم شروع می‌شود.

مد ۶: در این مد با عبور جریان i_{S3} از D_3 می‌توان S_3 را تحت شرایط ZVS و ZCS خاموش کرد. در زمان هدایت D_2 سیگنال کنترل کلید S_2 ارسال شده تا به محض صفر شدن جریان D_2 کلید S_2 در شرایط ZVS و ZCS روشن شود. در این مدار بایستی پارامترهای مدار طوری طراحی شود که دیودهای D_2 و D_3 هدایت کنند تا کلیدزنی نرم در مدار محقق شود. از طرفی دیگر اگر دیود D_2 زودتر از دیود D_3 خاموش شود مد هفتم حاصل شده و در غیر اینصورت (اگر دیود D_3 زودتر از دیود D_2 خاموش شود) مد نهم آغاز می‌شود (این حالت در چرخه‌های کاری پایین خصوصاً در D=0.17 اتفاق می‌افتد). اینکه کدام دیود زودتر خاموش شود بستگی به اندازه چرخه‌کار و پارامترهای مدار دارد. در طول مد ششم جریان بار معکوس شده و خازن C_{s2} که در طول مدهای ۳، ۴ و ۵ با قطبش منفی و خازن C_{s1} که در طول مدهای قبلی با قطبش مثبت شارژ شده بودند، شروع به تخلیه بر روی بار می‌کنند. مجموع جریان این خازنها جریان بار را تامین می‌کنند.

مد ۷: جریان بار از مدار تشدید کمکی و کلید S_2 عبور می‌کند. جریان مدار تشدید کمکی کم شده تا به صفر برسد، با صفر شدن جریان، دیود D_3 نیز خاموش می‌شود و مد هشتم حاصل می‌شود. جریان بار توسط خازنهای C_{s1} و C_{s2} تامین می‌شود.

مد ۸: جریان کلید S_2 همان جریان بار خواهد بود که به صفر رسیده و در این مد خازن C_{s1} در جهت ولتاژهای منفی و خازن C_{s2} در جهت ولتاژهای مثبت کاملاً شارژ شده‌اند. به محض صفر شدن و سپس معکوس شدن جریان بار، دیود D_2 هدایت خواهد کرد.

مد ۹: با معکوس شدن جریان بار، خازنهای C_{s1} و C_{s2} شروع به تخلیه کرده و مسیر جریان از طریق دیود D_2 بسته خواهد شد. با روشن شدن کلید S_1 مد دهم حاصل می‌شود. اگر از مد ششم به این مد آمده باشیم، یعنی ابتدا D_3 خاموش شده باشد، با روشن شدن کلید S_2 به مد هشتم بر می‌گردیم.

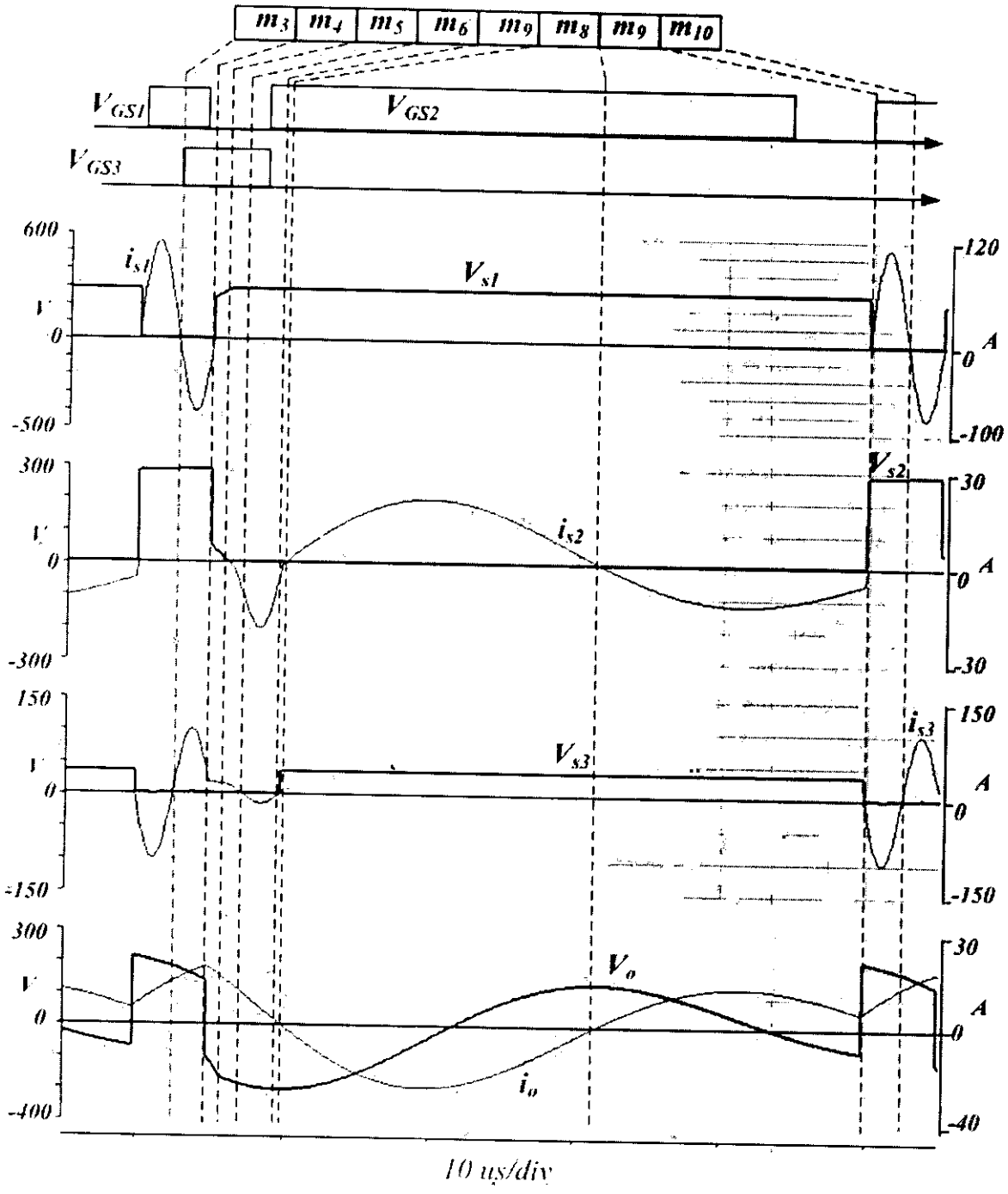
مد ۱۰: با صفر شدن جریان دیود D_3 این دیود خاموش خواهد شد و این مد به مد یک بر می‌گردد. اگر مقدار چرخهٔ کار D_b همچنانکه در شکل (۱۱) نشان داده شده است کم باشد آنگاه می‌توان سیگنال کلید S_3 را وقتی که D_3 در حال هدایت است فرستاد تا به محض صفر شدن جریان در دیود، کلید S_3 در شرایط ZVS و ZCS روشن شود تا از مدهای یک و دو پرش کرده و مستقیماً به مد سه برسد. به عبارتی دیگر، با کوچک شدن مقدار چرخه‌کار می‌توان مدهای یک و دو را حذف کرد.

شکل (۱۰) نشان می‌دهد که تمام کلیدها (برای D_b=۰/۳۴) شرایط کلیدزنی نرم فراهم شده است. همچنانکه از این شکل پیداست حین هدایت دیود D_3 در مد ۱۰ کلید S_3 خاموش می‌ماند تا مدهای یک و دو حذف نشوند. شکل (۱۱) نشان می‌دهد که تمام کلیدها به ازای چرخه‌کار D_b=۰/۱۷ در شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌کنند. در این شرایط (D_b=۰/۱۷) وقتی که دیود D_3 در مد ۱۰ هدایت می‌کند پالس گیت کلید S_3 ارسال

www.SID.ir

Archive of SID

می‌شود و مدهای یک و دو حذف می‌شوند. با خاموش شدن D_3 و روشن شدن D_1، کلید S_3 در شرایط ZCS و ZVS روشن شده و مد ۳ حاصل می‌شود. با توجه به بحث گذشته کمترین مقدار چرخه‌کار D_b=۰/۱۷ می‌باشد چرا که اگر چرخه‌کار به کمتر از ۰/۱۷ برسد دیگر کلیدهای S_1 و S_3 در شرایط کلیدزنی نرم در مد ۳ یا ۱۰ خاموش یا روشن نخواهند شد.



شکل ۱۱- شکل موجهای حاصل شده از شبیه‌سازی برای چرخه‌کار D_b = ۰/۱۷

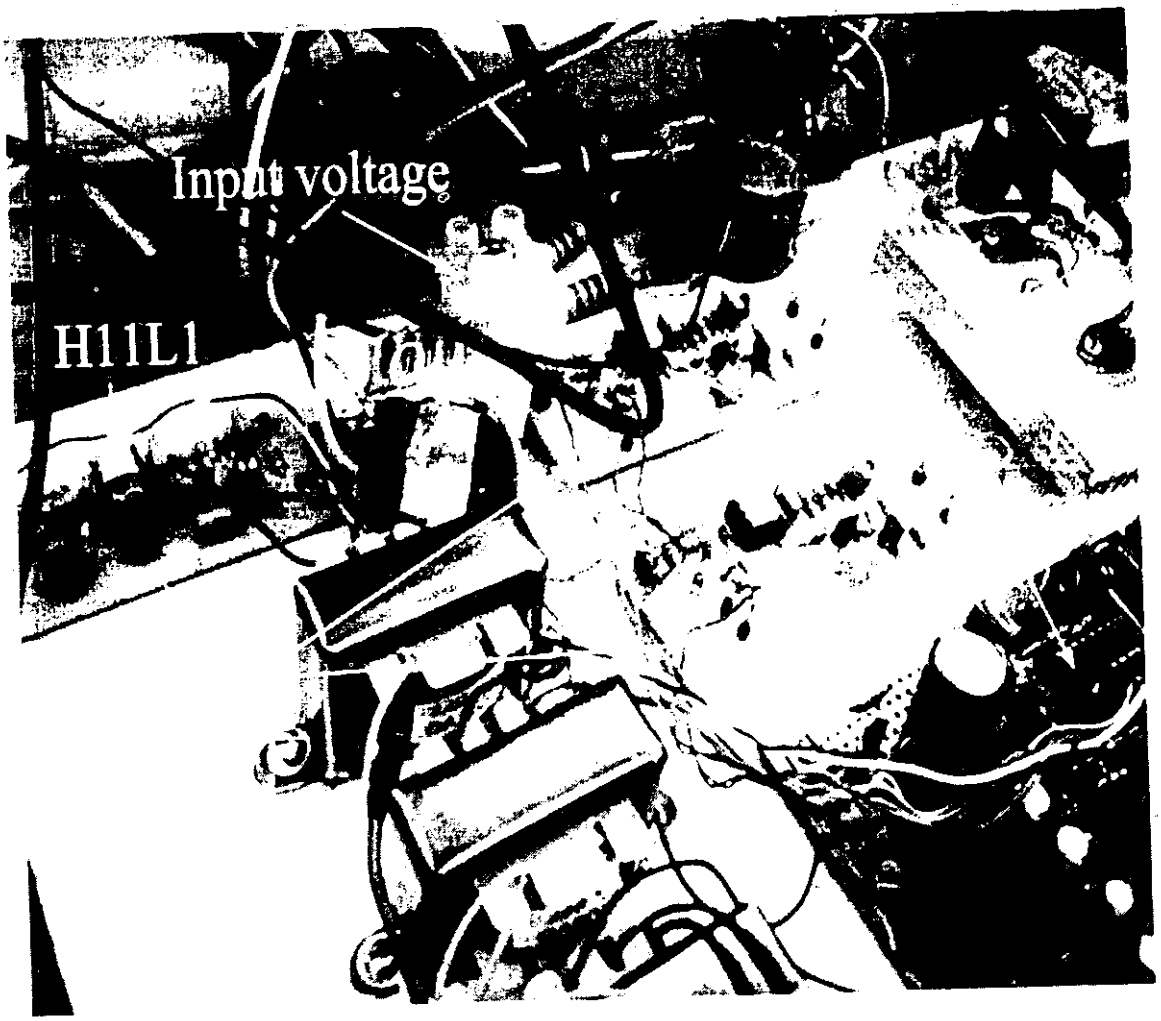
www.SID.ir

Archive of SID

۶- نتایج آزمایشگاهی

۶-۱ ساختار مدار درایو

قسمتهایی از مدار کنترلی و مدارات درایو تولید کننده سیگنال کنترلی کلیدهای Q_1 ، Q_2 و Q_3 در شکل (۱۲) نشان داده شده‌اند. مدار کنترلی شامل یک میکروکنترل‌کننده و یک تراشه با اسم تجاری SG3524N می‌باشد که سیگنالهای کنترلی را برای کنترل توان فراهم می‌کنند. برنامه کنترل توان از میکروکنترل‌کننده خوانده می‌شود. تراشه SG3524N دارای تمام امکانات تولید پالسهای کنترلی برای یک مدار الکترونیک قدرت می‌باشد.این تراشه با استفاده از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM) و به ازای یک فرکانس ثابت قادر به کنترل کلیدزنی است. سیگنال کنترلی در مدار درایو توسط تراشه H11L1 به پایانه گیت کلید قدرت اعمال می‌شود. این تراشه یک مدار درایو کم هزینه، با اندازه کوچک است که به راحتی قابل استفاده می‌باشد. این درایو قادر به تشخیص اتصال کوتاه کلید و جریان اضافی می‌باشد، علاوه بر این، مدار همراه با این تراشه قادر است با جداسازی مدار قدرت از مدار کنترلی آن را از صدمات ناشی از مدار قدرت حفظ کند. حلقه کنترلی در این مدار توسط فیدبکی که از جریان تسیم‌پیچ سیستم گرمایش القایی گرفته می‌شود، کامل می‌شود. اگر پیشینه جریان اندازه‌گیری شده سیم‌پیچی به بیش از حد مجاز برسد و یا جریان به حالت بدون بار کاهش پیدا کند، فرمان قطع به کلیدهای مدار قدرت اعمال می‌شود.



شکل ۱۲- قسمتی از مدار کنترل و قدرت

www.SID.ir

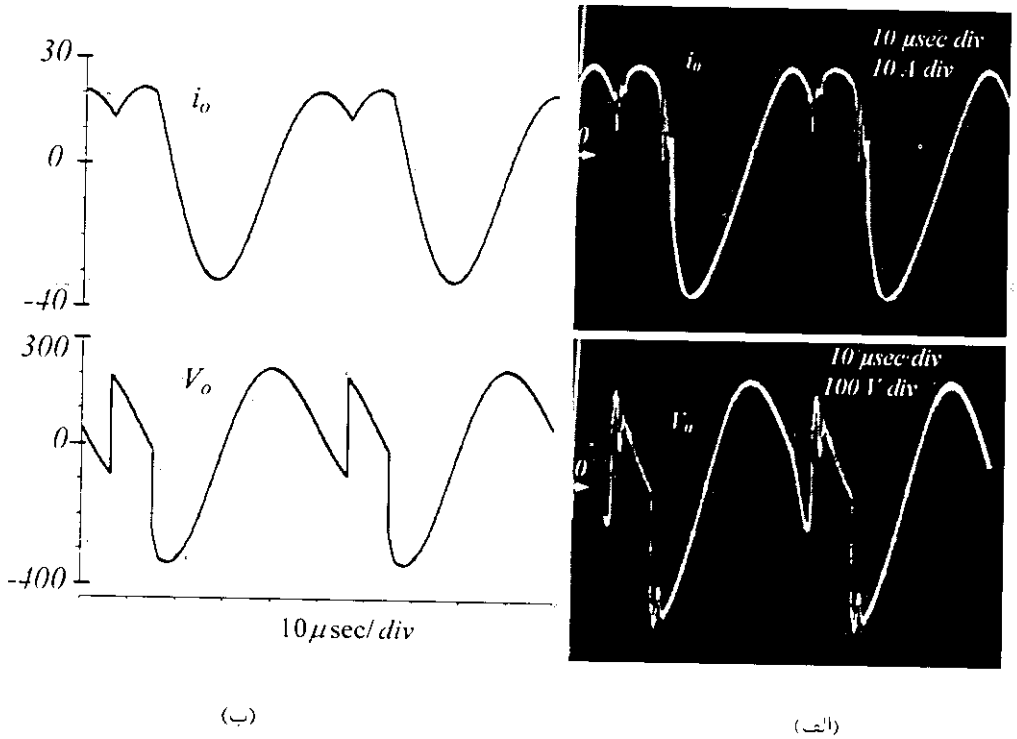
Archive of SID

۶-۲- نتایج عملی

شکل موجهای مربوط به ولتاژ و جریان بار به ازای چرخه‌کاری ۰/۳۴ در شکل (۱۳) نشان داده شده‌اند. این شکل موجها از صفحه اسیلوسکوپ عکس گرفته شده‌اند. این نتایج شکل موجهای به دست آمده از شبیه‌سازی را که در شکل (۱۰) نشان داده شده‌اند تایید می‌کند. از اینرو، صحت شبیه‌سازی‌ها تصدیق می‌شوند. در شکل موجهای عملی، نوسانات شدیدی دیده می‌شود که در نتایج شبیه‌سازی مشاهده نمی‌شوند. با اندکی دقت در این شکل موجها در می‌یابیم که این نوسانات در حین روشن شدن دیودها اتفاق افتاده‌اند. این پدیده را می‌توان چنین توضیح داد که بارالکتریکی جمع شده در پیوند p-n دیودها با روشن شدن آنها به صورت نوسانات فرکانس بالا تخلیه می‌شود.

۶-۳- توان ورودی، خروجی و بازدهی اینورتر

شکل (۱۴) توان ورودی، توان خروجی و راندمان اینورتر را به ازای مقادیر مختلف چرخه‌کار نشان می‌دهد. توان ورودی و خروجی را می‌توان با تغییر چرخه‌کار به طور پیوسته تغییر داد. توان خروجی از ۵۰۰W تا ۲۵۰۰W با تغییر چرخه‌کار در بازه $0.17 \le D_h \le 0.34$ قابل تنظیم است. این محدوده وسیع از توان خروجی به کمک راهبرد کنترلی مناسب (PWM نامتقارن) به دست آمده است. همانطور که ملاحظه می‌شود، بازدهی خوب ۸۶/۶ درصدی به ازای چرخه‌کار ۰/۳۴ و بازدهی مناسب ۷۷ درصدی در چرخه‌کار ۰/۱۷ به دست آمده‌اند. با این توصیف، ناحیه کلید زنی نرم که در آن تلفات کلیدزنی ناچیز است و راندمان اینورتر بالاست، به ازای تغییرات چرخه‌کار در حدود $0.17 \le D_h \le 0.34$ قابل حصول است.

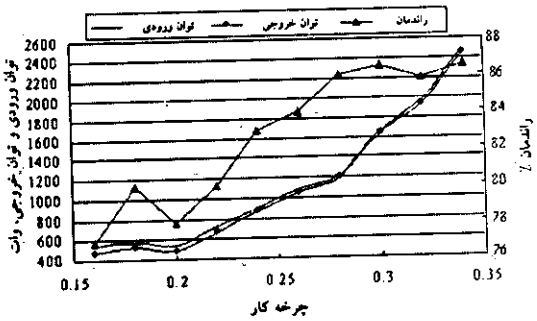


(ب) (الف)

شکل ۱۳- الف: شکل موجهای جریان و ولتاژ خروجی حاصل از مدل آزمایشگاهی به ازای چرخه‌کار ۰/۳۴. ب: شکل موجهای جریان و ولتاژ خروجی حاصل از شبیه‌سازی

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۱۴- تغییرات توان ورودی، توان خروجی و راندمان برحسب چرخه کار

بنابراین می‌توان گفت که مدار تشدید کمکی و کلید S_3 علاوه بر اینکه شرایط کلیدزنی نرم را برای کلیدها به وجود می‌آورند، موجب می‌شوند اینورتر بتواند در بازدهی بالا به تنظیم پیوسته توان خروجی بپردازد.

همان طور که در شکل (۱۴) مشاهده می‌شود بازده اندازه‌گیری شده در مدار پیشنهادی کمتر از بازده شکل (۵) آرایش متداول می‌باشد. این تفاوت را می‌توان با دلایل متعددی بدین قرار توجیه کرد: تلفات اهمی هسته (فوکو- هیسترزیس) و اثر پوستی سیم هادی ترانس (که در شبیه‌سازیها ترانس ایده‌آل فرض شده بود) باعث افزایش تلفات در مدار عملی نسبت به مدار شبیه‌سازی شده است. از طرفی دیگر خازنها در شبیه‌سازی ایده‌آل فرض شده بودند حال آنکه در مدار عملی خازنها دارای تلفات بوده و همچنین تلفات دیودهای معکوس در شبیه‌سازی‌ها به حساب نیامده‌اند. مهمتر آنکه، تلفات خاموش شدن کلیدها به خاطر مدت زمان خیز ولتاژ کلیدها بسیار بیشتر از آن چیزی است که در شبیه‌سازی‌ها محاسبه شده است. در مدار عملی برای خاموش و روشن شدن هر کلید حدود ۲ تا ۳ میکرو ثانیه زمان نیاز بود، ولی این زمان در شبیه‌سازی بسیار کمتر است.

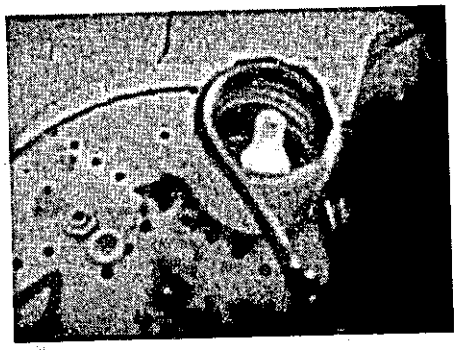
باید خاطر نشان کرد که در توپولوژی پیشنهادی بازده بر حسب چرخه‌کار تقریباً به صورت تخت می‌باشد، که این از مزایای اینورتر پیشنهادی است. همان طور که در شکل (۱۴) دیده می‌شود بازده اینورتر پیشنهادی در بازه وسیعی از تغییرات توان خروجی (۱۲۰۰ وات تا ۲۶۰۰ وات) تقریباً ثابت مانده است که این نشان از عملکرد مناسب و قابلیت منحصر به فرد اینورتر پیشنهادی در کنترل توان خروجی با بازدهی بالای ۸۶ درصدی می‌باشد.

۷- نتیجه‌گیری

یک پیکربندی جدید برای اینورتر نیم پل تشدید سری که تحت شرایط کلیدزنی‌نرم و توسط مدلاسیون PWM عمل می‌کند، ارائه شد. به کمک شبیه‌سازیهای به دست آمده از نرم افزار PSCAD/EMTDC نحوه عملکرد و مدهای کاری آن، تحلیل و بررسی شد. نشان داده شد که، اینورتر پیشنهادی با سود جستن از یک مدار شبه‌تشدید کمکی و مدلاسیون PWM نامتقارن، محدوده وسیعی از توان خروجی را تحت شرایط کلیدزنی نرم و با بازدهی بالا تنظیم می‌کند. نتایج آزمایشگاهی عملی بودن مدار پیشنهادی را تایید می‌کنند.

ضمیمه

شکل (۱۵) نمایی از بار سیستم القائی را نشان می‌دهد که برای گرم کردن (Heat Treating) استفاده شده است. لازم به ذکر است، این سیستم با تغییر شکل سیم‌پیچی خروجی برای مصارف خانگی از جمله آشپزی (Cooking) نیز بسیار مناسب خواهد بود.

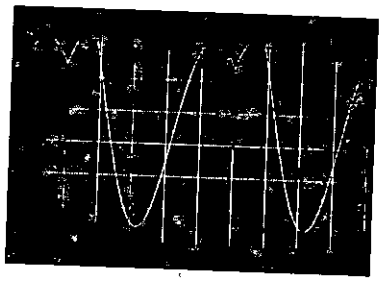


شکل ۱۵- سیم پیچی و بار برای سیستم القائی ساخته شده در آزمایشگاه

شکل (۱۶) ولتاژ و جریان خروجی اینورتر را برای چرخه‌کار ۳۴٪ نشان می‌دهد که با نرم افزار Pspice به دست آمده‌اند. همانطور که قابل مشاهده است، این شکل موجها با شکل موجهای شبیه‌سازی شده توسط نرم افزار PSCAD/EMTDC (نشان داده شده در شکل ۱۳) تفاوتی ندارد.

www.SID.ir

Archive of SID



شکل ۱۶- نتایج حاصل از شبیه‌سازی توسط نرم افزار Pspise

سپاس‌گزاری‌ها

این مقاله از بودجه تحقیقاتی grant سال ۱۳۸۵ دانشگاه تبریز پشتیبانی مالی شده است. بدین وسیله از امور پژوهشی دانشگاه تبریز تشکر و قدردانی می‌شود.

مراجع

[1] J. M. Burdío, F. Monterde, J. R. García, L. A. Barragán and A. Martínez, "A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking Appliances", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 816-822, 2005.

[2] L. Gamage, K. Fujita, T. Ahmed, A. Fukui and M. Nakaoka, "Series Resonant High Frequency Inverter with Zero Current Sitching Pulse Density Modulation for Induction Heated Load", IEEE Power Appl. Con., vol. 23, no. 1, pp.1739-1744, 2003.

[3] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Quasi-series-resonant-type soft-Sitching phase shift modulated inverter", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 150, no. 6, pp.725-732, 2003.

[4] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Cost effective phase shifted pulse modulation soft Sitching high frequency inverter for induction heating applications", IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 151, no. 1, pp. 19-26, 2004.

[5] M. Kamli, S. Yamamoto and M. Abe, "A 50–150 kHz half-bridge inverter for induction heating applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, no. 1, pp. 163–172, Feb. 1996.

[6] J. g. Lee, S. k. Lim, K. h. Nam and D. i. Choi, "An Optimal Selection of Induction Heater Capacitance Considering Dissipation Loss Caused by ESR", IEEE-PEDS, vol. 1, no.13, pp. 1858-1863, 2004.

[7] S. Wang et al., "Induction-heated cooking appliance using new quasi resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 4, pp. 705–712, Jul./Aug. 1998.

[8] Sh. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori and M. Nakaoka, "Induction-Heated Cooking Appliance Using New Quasi-Resonant ZVS-PWM Inverter With Power Factor Correction", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, no. 4, pp 705-712, 1998.

[9] H. Sugimura, H. W. Lee, A. M. Eid and M. Nakaoka, "Series Load Resonant Tank High Frequency Inverter with ZCS-PDM Control Scheme for Induction-Heated Fixing Roller", IEEE-PESC Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 756-761, 2005.

www.SID.ir