كاهش دامنه هارمونيكهاي ولتاژ خروجي اينورتر سه فاز PWM با ترانزيستورهاي موازي

حسن براتي — مربی گروه مهندسی برق، دانشکدهٔ فنی، دانشگاه آزاد اسلامي - واحد دزفول
سيد حسين حسيني — استاد گروه مهندسي برق، دانشكده فني، دانشگاه تبريز
احسان جواهري — كارشناس ارشد مهندسي برق-قدرت، دانشكده فني، دانشگاه تبريز

چكيده

در اين مقاله، با استفاده از ترانزيستورهاي قدرت بهعنوان سوئيچ، يك اينورتر سه فاز به روش PWM ارائه شده است كه در آن با بكارگيري بوبينهاي جذب سه سر (راكتور)، در هر فاز آن، در مقايسه با اينورترهاي معمولي با دو ترانزيستور، چهار ترانزيستور قرار گرفته است و در آن ضمن دستيابي بهجريان خروجي بالا، هارمونيكهاي ولتاژ خروجي بهشدت كاهش يافته و شكل موج ولتاژ خروجي بهصورت پنج سطحي و بهشكل موج سينوسي ايده آل نزديكتر است. نقش اصلاح كنندگي افزايش تعداد ترانزيستورهاي هر فاز در جهت افزايش سطح توان و كاهش هارمونيكهاي ولتاژ خروجي با ارائه شكل موجهاي زماني، طيفهاي فركانسي و تأثير تغيير شاخص مدولاسيون در دامنه مؤلفههاي هارمونيكي، نشان داده شده است. در نهايت نتايج تجربي حاصله از يك طرح آزمايشگاهي ساخته شده، ارائه گرديده كه كاملاً نتايج تئوري را تأييد مي كند.

كلمات كليدی: اينورتر، مدولاسيون پهناي پالس، هارمونيك، ترانزيستور موازي، بوبينهاي جذب سه سر (راكتور).

Amplitude Reduction of Harmonics of Output Voltage of A Three-Phase PWM Inverter Using Parallel Transistors

H. Barati — Islamic Azad University of Dezful
S. H. Hosseini — Electrical Engineering Department, University of Tabriz
E. Javaheri — Electrical Engineering Department, University of Tabriz

Abstract

This paper presents a three-phase PWM inverter in which power transistors are used as switches. In this type of inverter current-sharing reactors are used, and in each phase four transistors are used compared to two transistors used in conventional inverters. By using this inverter more amount of current can be attained as well as output voltage harmonics are greatly reduced and output voltage waveform will be a curve of five levels of voltage which resembles more closely to a sine wave. The correction role of increase in number of transistors in each phase, which causes increase in power level and a reduction in output voltage harmonics has been shown using time-scale waveforms, frequency spectrum and the effect of variations of modulation index on amplitude of harmonic component. Finally, experimental results of such an inverter design in a laboratory has been has presented which completely agrees with theory.

Key words: Inverter, PWM, Harmonic, Parallel transistor, Current-sharing reactors.

۱- مقدمه

اینورتر مبدلي است كه از يك منبع ولتاژ مستقيم، يک منبع جريان يا ولتاژ متناوب (ac) با فركانس ثابت يا متغير بهوجود ميآورد. بهازاي ولتاژ ورودي مستقيم معين، با تغيير بهره اينورتر، ولتاژ خروجي متغيري بهدست ميآيد كه معمولاً اين كار بهوسيله كنترل PWM صورت ميگيرد.

شكل موج ولتاژ خروجي اينورتر ايدهآل سينوسي است. با وجود اين، شكل موج اينورترهای عملی غير سينوسی بوده و هارمونيكهاي معيني دارد. براي مصارف قدرت بالا شكل موج سينوسي با هارمونيك كم لازم است. با دسترسي بهعناصر نيمه هادي قدرت سرعت بالا ميتوان هارمونيكهاي ولتاژ خروجي را با روشهاي كليدزني كاهش داد.

در مقايسه با اينورتر تريستوري، مزيت بارز استفاده از ترانزيستور عدم نياز بهمدارهاي كموتاسيون است بعلاوه تلفات كليدزني كمتر است بنابراين ميتوان اينورتر را در فركانسهاي بهمراتب بالاتر از اينورتر تريستوري بكار برد. اينورتر ترانزيستوري كوچكتر و سبكتر از همتاي تريستوري خود است. يكي از معايب اينورتر ترانزيستوري، نياز بهتحريك پيوسته بيس در طول مدت وصل بودن ترانزيستورهاست و اشكال ديگر ترانزيستورها در مقادير مجاز جريانهاي آنها است كه كمتر از مقادير نظير در تريستورها است.

انتظار ميرود كه با پيشرفت در زمينه هزينه و مقادير مجاز جريان ترانزيستورها، استفاده از ترانزيستورهاي قدرت بهتمامي زمينههايي كه از تريستور استفاده ميشود، گسترش يابد. موازيكردن ترانزيستورها در جهت افزايش ظرفيت جرياني اينورترهاي ترانزيستوري از اهميت زيادي برخوردار است.

در مقاله حاضر با الگو گرفتن از مرجع [۱]، اينورتر سه فاز معمولي[1] با دو ترانزيستور در هر فاز، و با بهكار بردن بوبينهاي جذب سه سر بهترتيب اينورتر با چهار و هشت ترانزيستور در هر فاز شبيهسازي شده است نتايج شبيهسازي بازاي افزايش تعداد ترانزيستورها در هر فاز با هم مقايسه شده و با ارائه نتايج تجربي پشتيباني و تأييد شدهاند.

۲-اينورتر سه فاز PWM ترانزيستوري معمولي [۲، ۴ و ۵]

اينورتر سه فاز معمولي با شش ترانزيستور (دو ترانزيستور در هر فاز) در شكل (a -۱) نشان داده شده است. از قطع سه موج سينوسي با ۱۲۰ درجه اختلاف فاز و موج مثلثي با فركانس چند برابر موج سينوسي، ميتوان سيگنالهاي سوئيچ ترانزيستورها را بهدست آورد. با تغيير دامنه موج سينوسي نسبت بهدامنه موج مثلثي پالسهاي حاصله و نيز ولتاژ خروجي اينورتر متغير خواهد بود. اين تغييرات با شاخص مدولاسيون نشان داده ميشود.

$$a = \frac{m_s}{m_r} \qquad (۱)$$

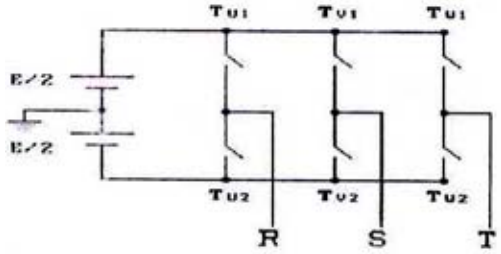
كه در آن a شاخص مدولاسيون، m_s دامنه موج سينوسي و m_r دامنه موج مثلثي ميباشد. قطع موج سينوسي و موج مثلثي بازاي a =۰/۸ در شكل (b -۱) نشان داده شده است و از آن سيگنالهاي سوئيچ ترانزيستورهاي T_{U1}, T_{U2} بدست ميآيد (شكل (c -۱)). با اعمال سيگنالهاي سوئيچ به ترانزيستور ها، ولتاژ خط (خروجي اينورتر) RS بصورت سه سطحي بدست ميآيد (شكل (d -۱)).

۳- اينورتر سه فاز PWM با دو ترانزيستور موازي

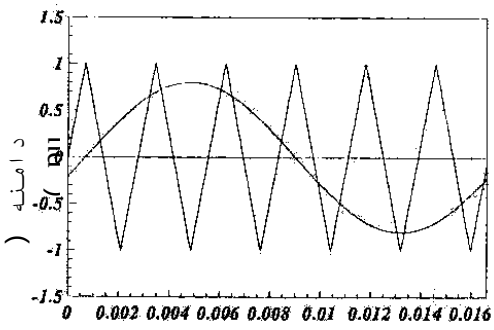
شكل (a-۲) شماي اينورتر سه فاز با دو ترانزيستور موازي را نشان ميدهد، هر فاز شامل چهار ترانزيستور است. ترانزيستورهاي $T_{W1}-T_{W4}, T_{V1}-T_{V4}, T_{U1}-T_{U4}$ سوئيچهاي اصلي هر فاز در مدار قدرت ميباشند. l_3, l_2, l_1 بوبينهاي جذب سه سر (راكتور) هر فاز ميباشند. نقش راكتورها ايجاد تعادل بين جريان دو مسير موازي است [۳]. بهعنوان مثال در راكتور l_1، چنانچه جريان i_1 بيشتر از i_2 شود، يك emf مخالف متناسب با جريان نامتعادل ايجاد شده و پلاريته آن بهگونهاي است كه با عامل بهوجود آورندهاش مخالفت مي كند و سبب كاهش جريان i_1 ميشود بنابراين در راكتور، جريان هر دو مسير برابر خواهد بود و با مساوي بودن جريانهاي i_1 و i_2، هيچگونه emf ي در سيم پيچهاي راكتور توليد نميشود.

شكل (b-۲) مقايسه بين موج سينوسي با موجهاي مثلثي بازاي a = ۰/۸ ميدهد. از مقايسه موج سينوسي با موج مثلثي ۱، سيگنالهاي سوئيچ T_{U2}, T_{U1} بهدست ميآيد و از مقايسه همان موج سينوسي با موج مثلثي ۲ سيگنالهاي سوئيچ T_{U4}, T_{U3} بهدست ميآيد (شكل(c-۲)).

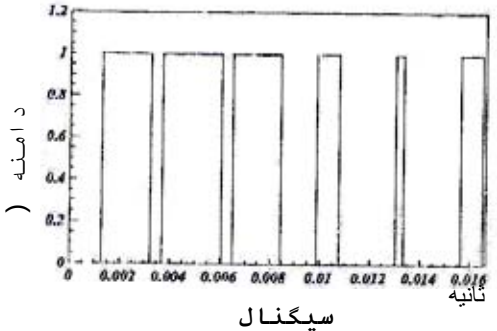
1-Conventional PWM Inverter



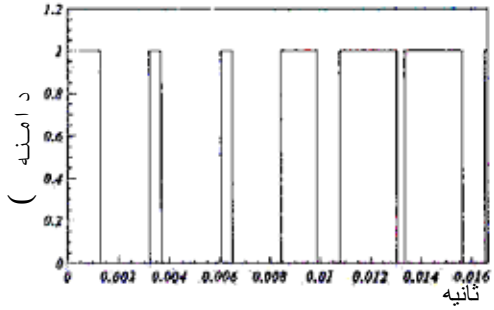
(۱-a) شماي مداري



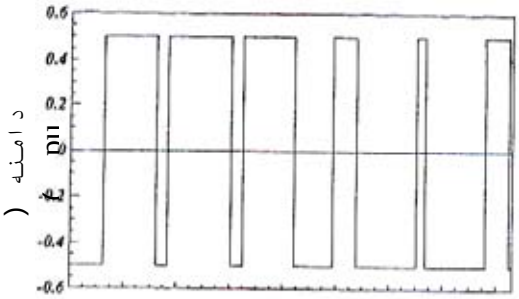
(۱-b) سيگنال مدولاسيون



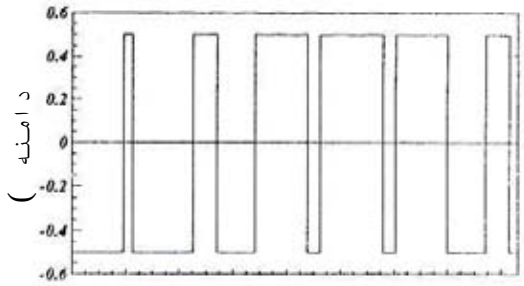
سيگنال
سوئيچ ۱



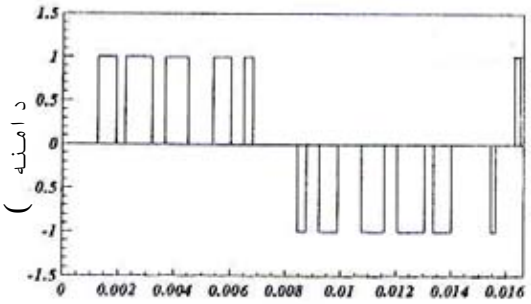
(۱-c) سيگنالهاي سوئيچ
تا انتهاي u



شكل موج
R



شكل موج
S

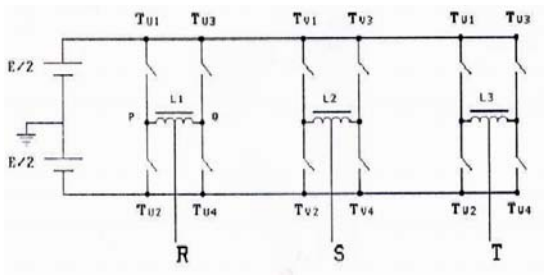


شكل موج RS

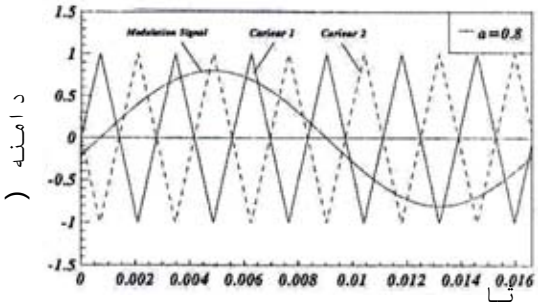
(۱-d) شكل موج ولتاژ فاز و خط
(RS ،S ،R)

شكل ۱– اينورتر سه فاز PWM معمولي

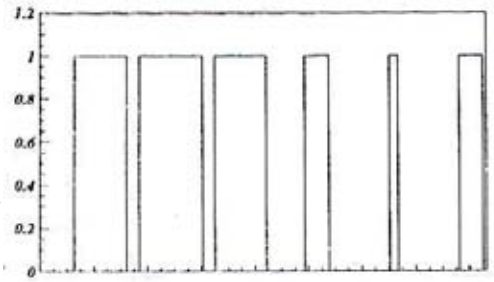
بـا اعمال سیگنالهاي سوئیچ ترانزیستورهاي فاز U، شکل مـوجهاي حـاصل در نقــاط P و Q در شکـل (d-۲) نشـان داده شده‌اند.



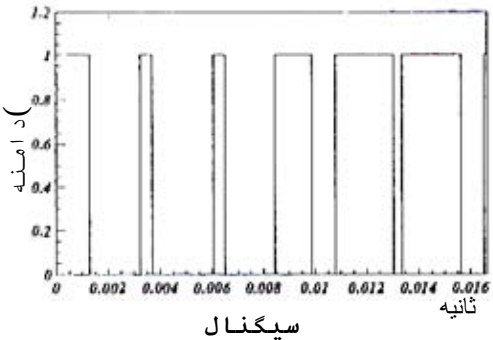
(a-۲) شماي



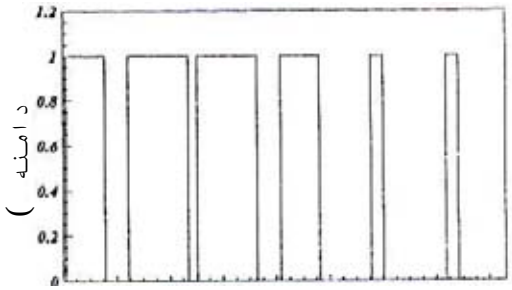
(b-۲) قطع موج



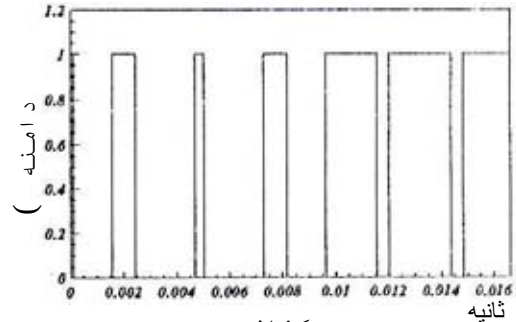
سیگنال سوئیچ ۱



سیگنال

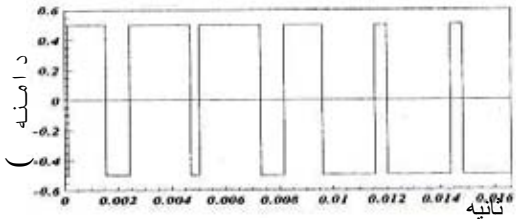


سیگنال‌سوئیچ ۳

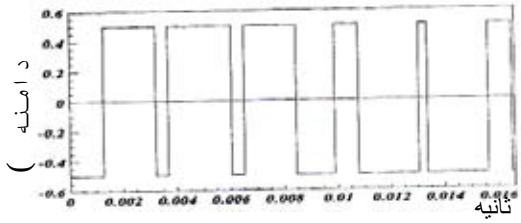


سیگنال

(C-۲) سیگنالهاي سوئیچ



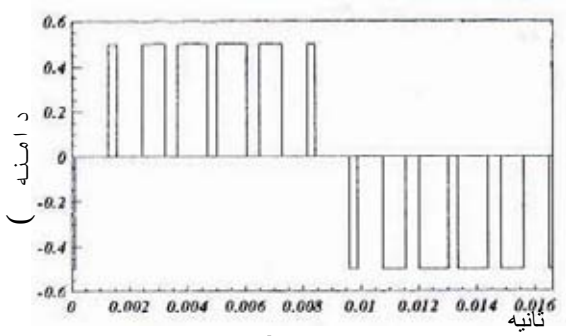
شکل موج Q



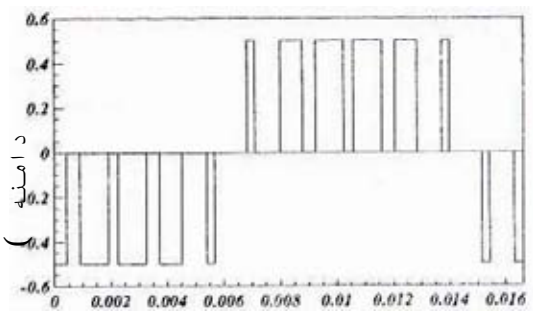
شکل موج P

(d-۲) شکل موج

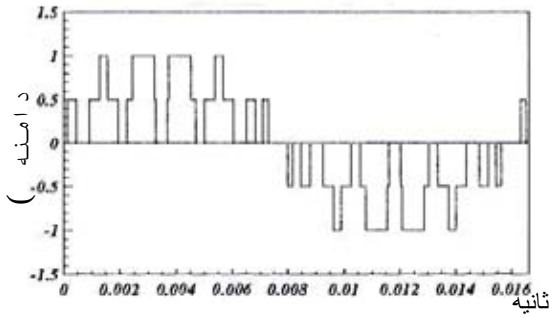
شکل ۲- اینورتر سه فاز PWM با دو ترانزیستور موازي



-e)



(۲-f) شکل



(۲-g)

ادامه شکل ۲ – اینورتر سه فاز PWM با دو ترانزیستور موازي

چون e_q, e_p هر دو از سيگنال مرجع يكساني (موج سينوسي) حاصل شده‌اند، هارموني اصلي هر دو از نظر دامنه و فاز يكسان هستند با اين وجود، چون سيگنالهاي حامل (مثلثي) آنها با هم يكسان نيست، بهجز مؤلفه اصلي ساير مؤلفههاي هارمونيكي آنها با هم متفاوتند. با بهره‌گيري از بوبينهاي جذب سه سر شكل موج نقطه R از ميانگين e_q, e_p بهدست مي‌آيد:

$$e_R = (e_p + e_q)/2 \qquad (۲)$$

به روش مشابه، ولتاژ فاز (e_S) حاصل شده و از تفاضل e_S ، e_R ، ولتاژ خط e_{RS} بصورت پنج سطحي بهدست مي‌آيد كه شكل موجهاي e_R ، e_S و ولتاژ خط e_{RS} بـهتـرتيب در شكلهاي (۲-e,f,g) نشان داده شده‌اند.

۴ - اينورتر سه فاز PWM با چهار ترانزيستور موازي

تعداد ترانزيستورهاي مـوازي را مـي‌توان افـزايش داد. شـكل (۳-a) اينورتر با چهار ترانزيستور موازي را نشان مي‌دهد. ترانزيستورهاي ($T_{U1} - T_{U8}$) سوئيچهاي اصلي و (l_3, l_2, l_1) راكتورهاي فاز U هستند. بر اساس عمل راكتورهاي سه سر، جريانهاي i_4, i_3, i_2, i_1 متعادل مي‌باشند. سيگنالهاي سوئيچ ترانزيستوري T_{U1} تا T_{U8} (كه دو به دو معكوس يكديگرند) از مقايسه موج مدولاسيون با چهار موج مثلثي (كه دو به دو نسبت بههم ۹۰ درجه اختلاف فاز دارند) حاصل مي‌شوند.

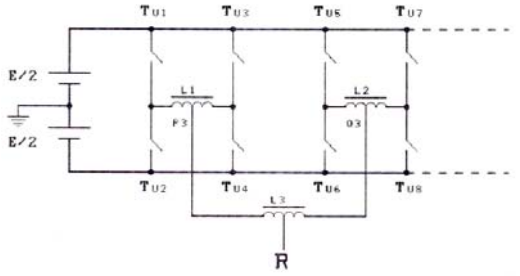
سيگنالهاي سوئيچ ترانزيستورهاي $(T_{U1} - T_{U2}), (T_{U4-}T_{U3})$ $(T_{U6} - T_{U5}), (T_{U8-}T_{U7})$ بهترتيب مربوط به موجهاي مثلثي ۱، ۲، ۳ و ۴ ميباشد. در شكل(۳-b) مقايسه بين موج مدولاسيون (سينوسي) و حاملها (مثلثي‌ها) را نشان داده و از آن سيگنالهاي سوئيچ T_{U1} تا T_{U8} بهدست مي‌آيد.

شكل موجهاي ولتاژ e_{p3}, e_{q3} در شكل (۳– c) نشان داده شده‌اند كه با بهره‌گيري از راكتورهاي سه‌سر مقدار ميانگين ولتاژهاي فوق در نقطه R حاصل مي شود:

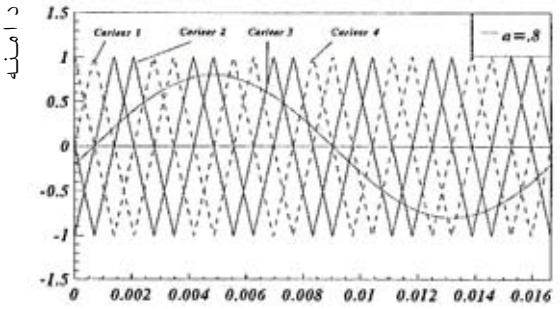
$$e_R = (e_{q3} + e_{p3})/2 \qquad (۳)$$

مشابـه روش فوق مـي‌توان شكل موج ولتاژ فاز $V(e_S)$ را بهدست آورد و ولتاژ خط (e_{RS}) از تفاضل e_S, e_R

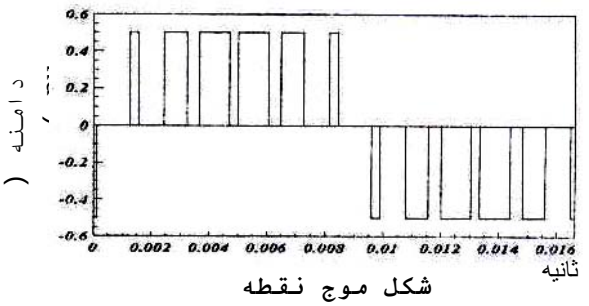
بهصورت نه سطحي حاصل مي‌شود كه در شكل (۳- d, e, f) نشان داده شده‌اند.



(۳-a) شماي مدار ي

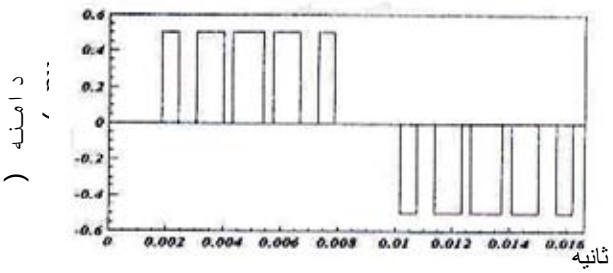


(۳-b) قطع موج سينوسي



شكل موج نقطه

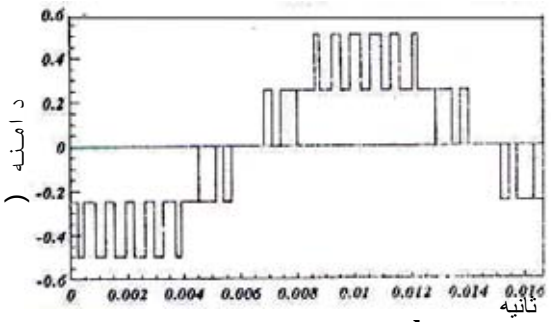
F



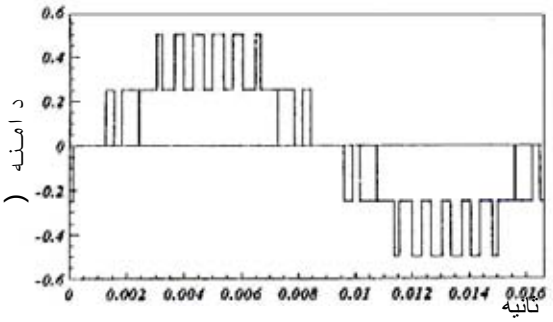
شكل موج نقطه

(۳- c) شكل موج نقاط

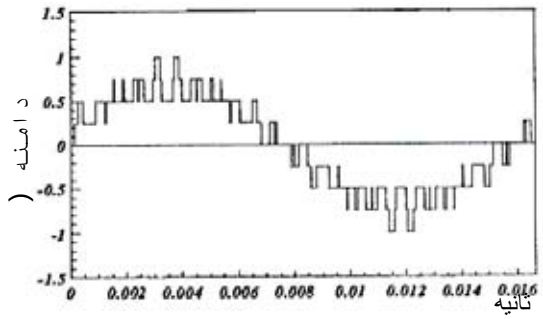
Q3 P3



(۳-d) شكل موج



(۳-e) شكل موج



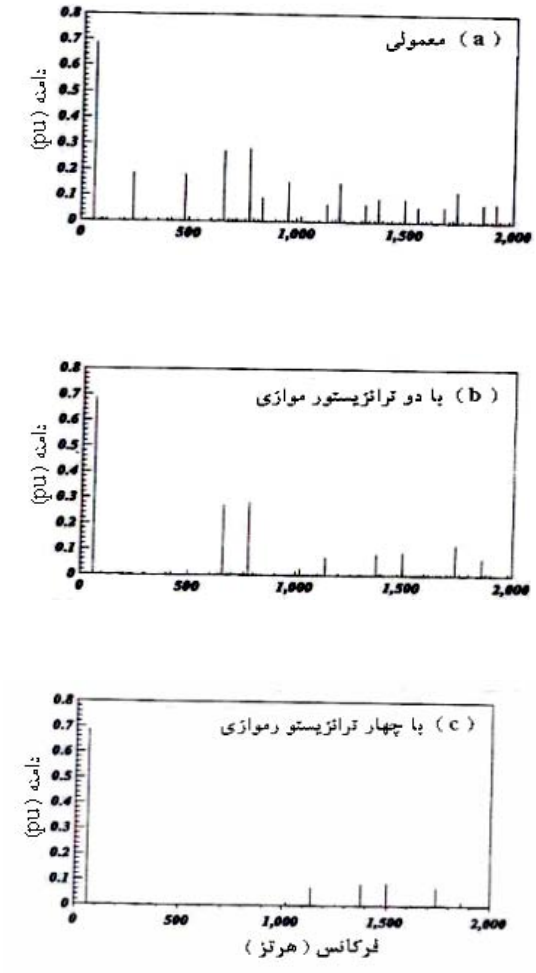
(۳-f) شكل موج

شكل ۳- اينورتر سه فاز PWM با چهار ترانزيستور موازی

۵ - مقایسه بین شکل موج خروجي اینورترهاي معمولي، با دو و چهار ترانزیستور موازي

با در نظر گرفتن شکل موجهاي ولتاژ خط در هر سه ساختار، مشاهده مي‌شود که با افزایش تعداد ترانزیستورها در هر فاز، تعـداد سطوح شکـــل مـوج ولتـاژ خروجـي (۱+ ۲n) خواهد شد (n تعداد ترانزیستورها در هر فاز) و شکل موج ولتاژ خروجي بهسینوسي نزدیکتر میشود.

طیف فرکانسي ولتاژ خروجي هر سه ساختار اینورتر در شکل (۴) نشان میدهد که با افزایش تعداد ترانزیستورهاي موازي، هارمونیکهاي مرتبه پایین حذف مي‌گردند و چون در هر سه حالت از سیگنال مدولاسیون (سینوسي) یکساني استفاده شده است، هارموني اصلي تضعیف نمي‌شود.



شکل ۴- طیف فرکانسی ولتاژ خروجی اینورتر سه فاز PWM

شکل (۵) تغییرات مؤلفه‌هاي فرکانسي را برحسب شاخص مدولاسیون نشان مي‌دهد. با افزایش تعداد ترانزیستورها، هارمونیکهاي مرتبه پایيني همچون ($\omega_r + 2\omega_s$) که در شکل (۵-a) وجود دارد در شکلهاي (۵-b) و (۵-c) حذف شده‌اند و نیز مؤلفههایي همچون ($2\omega_r + \omega_s$) که در شکلهاي (۵-a) و (۵-b) وجود دارد، در شکل (۵-c) حذف شده‌اند (ω_s و ω_r بهترتیب فرکانس زاویهاي موج مثلثي و سینوسي) در صورتیکه دامنه هارموني اصلي با افزایش شاخص مدولاسیون تغییر کرده و در a=۱ ماکزیمم مقدار را دارد.

۶ - مدار عملي

در این بخش طراحي و ساخت اینورتر با دو ترانزیستور موازي در هر ساق ارائه میشود.

۶-۱- مدار فرمان

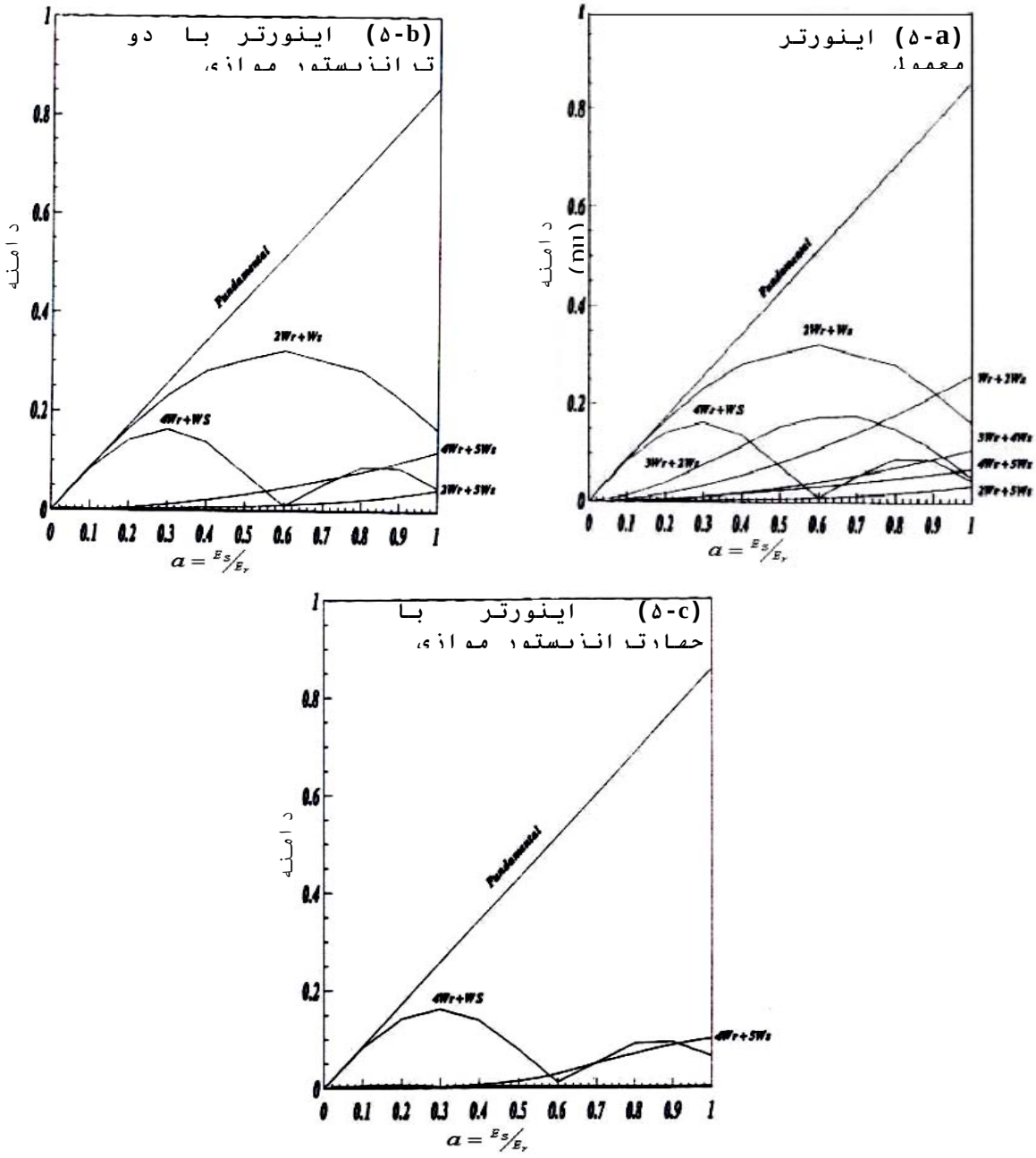
بـلوك دیـاگرام کلـي و عملـي بخش مـدار فرمان در شـــکل (a و b - ۶) نشان داده شده است. بلوك پالس ساعت از يك آي سی P LL در حالت VCO استفاده شده است که با دادن يك ولتاژ DC به پایه Input Voltage و انتخاب نوع خازن و پتانسیومتر، پالسهائي با فرکانس متغیر تولید میشود (محدوده تغییرات فرکانس بین ۱ تا ۵۰ هرتز مد نظر است).

اطلاعات يك پریود از پالسهاي کنترلي PWM که از قطع موج مـدولاسیون سینوسـي و موج حامـل مثلثي بـهدست مـي‌آیند، به۳۶۰ قسمت تقسیم شده و در۳۶۰ بایت از حافظه EPROM ذخیره مي‌شوند بنابراین فرکانس مولد پالس ساعت براي داشتن فرکانس خروجي ۱ تا ۵۰ هرتز بایستي در محدوده زیر باشد:

$$360 \times 50 = 18KHZ, \quad 360 \times 1 = 360HZ$$

پالسي که توسط مولد پالس ساعت تولید مي‌گردد، فعال کننده شمارنده مي‌باشد و چون اطلاعات ذخیره شده ۳۶۰ قسمت است شمارنده باید تا ۳۶۰ دسیمال شمارش نموده و سپس ریست شود .

آي سي شمارنده و مولد پالس ساعت از نوع CMOS بوده ولي EPROM مورد استفاده از نوع TTL مي‌باشد. براي سازگاري و اتصال اجزاء مذکور، بافر استفاده شده است.

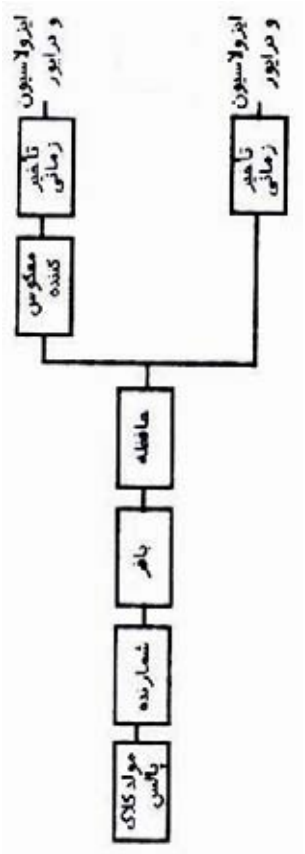


شکل ۵- تغییرات مؤلفه هاي فرکانسي ولتاژ خروجي اینورتر PWM بر حسب شاخص مدولاسیون

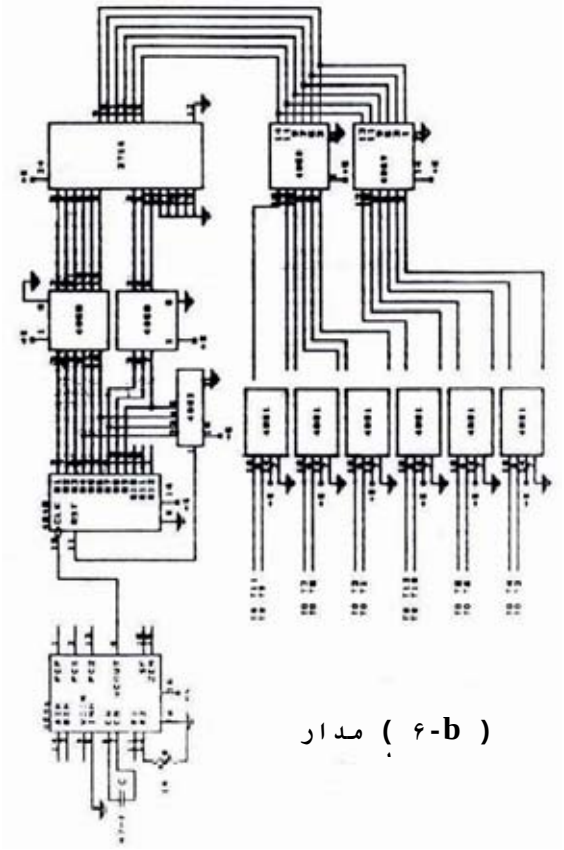
پالسهاي کنترلي PWM ذخیره شده در EPROM به گیت ترانزیستور T_{U1} از فاز U ارسال مي‌گردد. این پالسها مدت زمان قطع و وصل ترانزیستور T_{U1} را در طي یك پریود مشخص میکند و معکوس این پالسها را بهترانزیستور T_{U2} از فاز U که با T_{U1} در یك ساق مي‌باشد، داده مي‌شود. مجدداً موج مدولاسیون سینوسي با معکوس موج مثلثي قبلي مقایسه شده و پالسهاي حاصله بهترانزیستور T_{U3} و معکوس این پالسها بهترانزیستور T_{U4} از فاز U (که به T_{U3} در یك ساق است) داده مي‌شود (شکل (۷)).

براي جلوگیري از اتصال کوتاه شدن منبع و سوختن ترانزیستورهاي یك ساق، نبایستي این ترانزیستورها همزمان روشن شوند. براي برطرف‌کردن این مشکل از مدار تأخیر زماني

استفاده شده است تا زمان لازم جهت خاموش‌شدن ترانزیستورها فراهم شود.

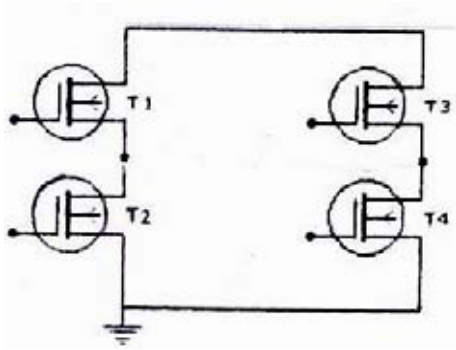


(۶-a) بلوك



(۶-b) مدار

شکل ۶- بخش مدار فرمان



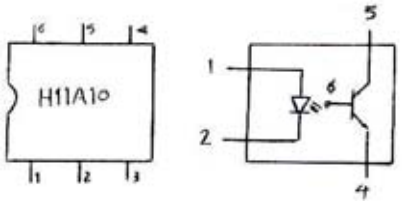
شکل ۷- ترانزیستورهای فاز U

۶-۲- ایزولاسیون و درایور

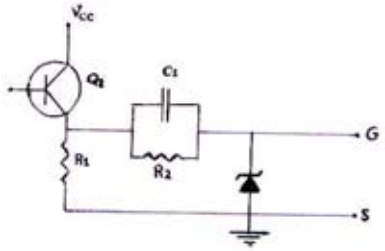
مدار درایور هر ترانزیستور بصورت يك منبع پالس بين پايه‌هاي گيت - سورس قرار ميگيرد. ايزولاسيون مدارهاي درايور و قدرت، با توجه به محدوده عملكرد فركانس موردنظر (از ۳۶۰ هرتز تا ۱۸ كيلوهرتز) با اپتوكوپلر انجام شده است. هرگاه پالس اعمالي به ورودي اپتوكوپلر درحالت High باشد ترانزيستور داخلي به اشباع رفته و هر گاه پالس ورودي در حالت Low باشد ترانزيستور قطع مي‌گردد. با استفاده از اين ترانزيستورها مي‌توان مدار تحريك M OSFET ها را طراحي كرد (شكل (۸-a, b)).

۶-۳- مدار قدرت

پارامترهاي اساسي يك ترانزيستور كه بهعنوان سوئيچ مورد استفاده قرار مي‌گيرد عبارتند از: الف - قابليت تحمل ولتاژ در حالت خاموشي، ب - قابليت عبور جريان در حالت روشن، كه براي اين منظور ميتوان از MOSFET و BJT استفاده كرد. در كار حاضر، با توجه به ويژگيهاي MOSFET از آن استفاده شده است.



(۸-a) آي سي اپتوكوپلر

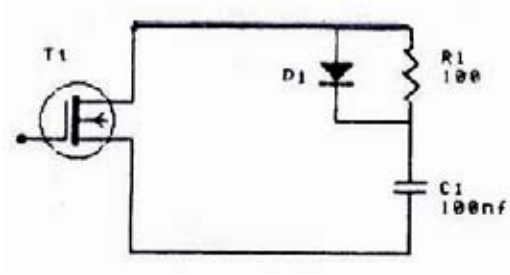


(۸-b) مدار راه

شكل ۸- ايزولاسيون و درايور

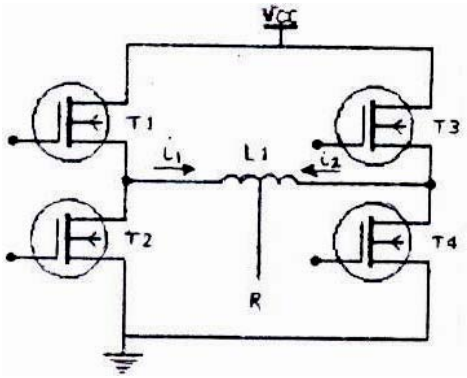
از آنجائيكه بحرانيترين سيكل سوئيچينگ، در طي خاموششدن ترانزيستور ميباشد براي جلوگيري از سقوط بهمني ميتوان كاهش جريان درين را با بالا بردن ولتاژ درين حل كرد، در شكل (۹) اين مشكل با استفاده از مدار RC كه بين درين- سورس قرار ميگيرد، مرتفع شده است.

هر فاز متشكل از چهار ترنزيستور است كه در دو ساق قرار دارند و هر ساق شامل دو ترانزيستور بوده و نهايتاً يك ترمينال خروجي وجود دارد. با استفاده از بوبينهاي جذب سه سر نقاط وسط هر ساق مربوط به يك فاز را بههم وصل كرده و از سر وسط بهعنوان خروجي استفاده ميشود (شكل (۱۰)).



شكل ۹- اسنابر MOSFET-

براي افزايش ضريب تزويج مغناطيسي، بايستي حلقههاي طرفين سر وسط حتيالامكان بهم نزديك باشند و جهت پيچش بوبين طوري است كه طبق شكل (۱۰)، اگر $i_1 = i_2$ شود شار توليدي توسط اين جريانها مساوي و مخالف هم بوده و ولتاژ القائي در دو سر بوبين صفر ميشود. از طرفي بوبين بايد تحمل ولتاژ و جريان بالائي را داشته باشد لذا نوع سيم متناسب با جريان انتخاب مي شود.



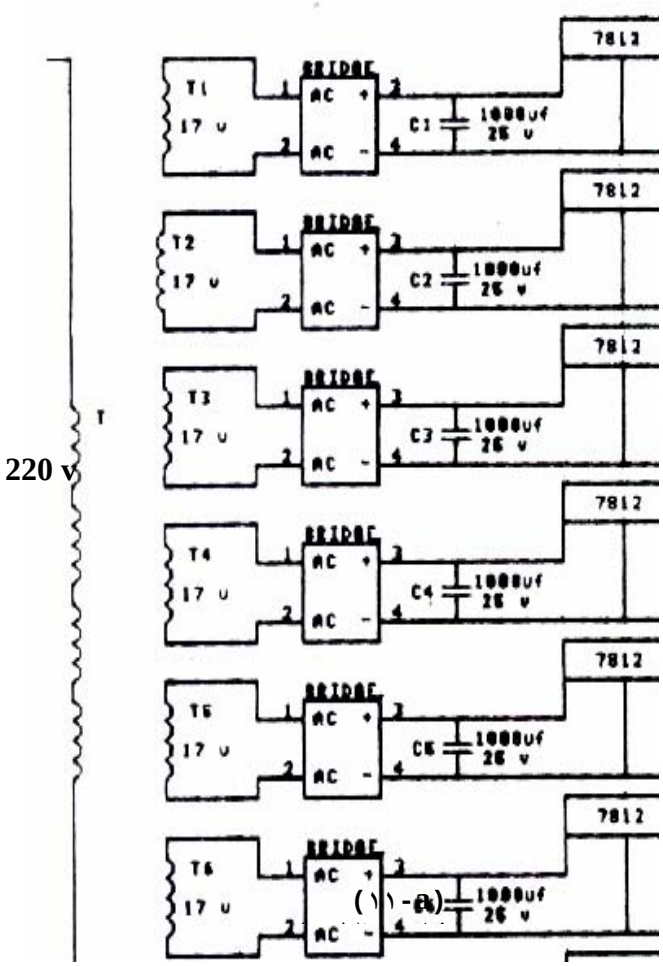
شكل ۱۰- موقعيت بوبين جذب سه سر در يک فاز

۶-۴- منابع تغذيه

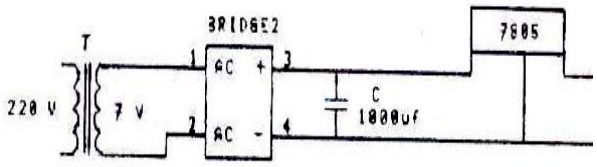
در مدار قدرت، هر كدام از MOSFETها داراي مدار راهانداز است بهدليل اينكه مدارهاي راهانداز شش ترانزيستور بالائي سوئيچينگ قدرت بايد داراي زمينهاي متفاوتي باشند، شش منبع تغذيه ۱۲ ولتي موردنياز ميباشد از طرفي مدارهاي راهاندازه شش ترانزيستور پاييني داراي زمين مشتركي هستند پس براي تمام آنها يك منبع ولتاژ ۱۲ ولتي مورد نياز است و نيز مدار فرمان به يك منبع ۵ ولتي نياز دارد شكل (۱۱-a , b).

۷- نتايج تجربي

براي تحقق نتايج تئوري و تأثير ترانزيستورهاي موازي در شكل موج خروجي اينورترها، يك طرح آزمايشگاهي براي اينورتر با دو ترانزيستور موازي با قابليت فركانس خروجي متغير ساخته شده است و از شكل موجهاي نقاط مختلف مدار فرمان و مدار قدرت بازاي بار اهمي، سلفي در دو فركانس معين كه توسط اسيلوسكوپ نمايش داده شده، عكس برداري شده است.



(۱۱-a)



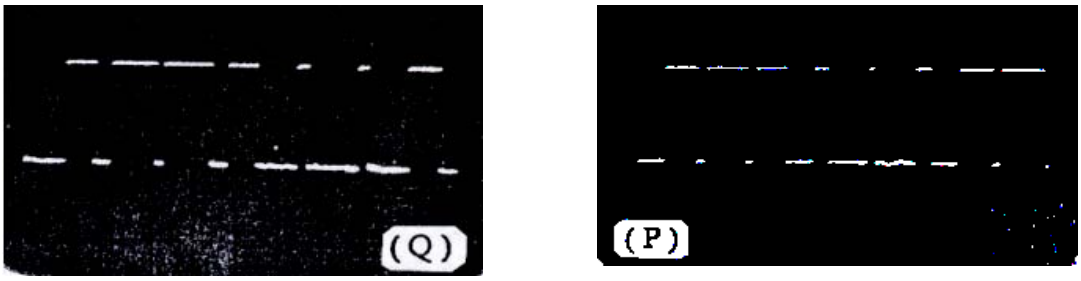
(۱۱-b) منبع ۵ ولتي

شکل ۱۱- منابع تغذیه

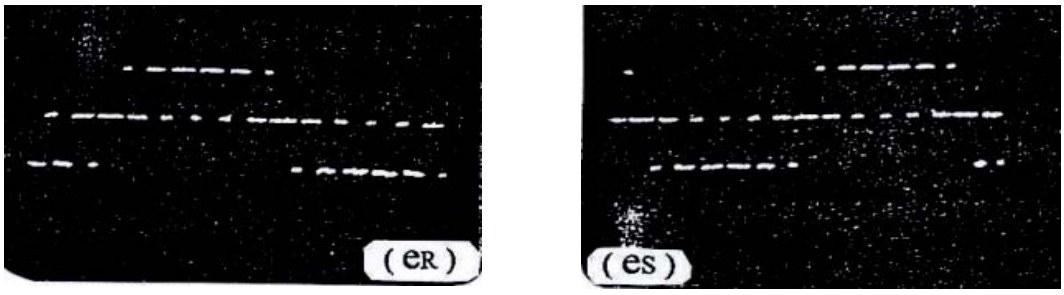
در شکل (۱۲) بهترتیب سیگنالهاي سوئیچ اعمالي بهترانزیستور فاز u در فرکانس ۵۰ هرتز، شکل موج نقاط P و Q، شکل موجهاي ولتاژ فاز R و فاز S و شکل موج ولتاژ خط RS در فرکانس ۳۰ و ۵۰ نشان داده شده‌اند.

تمام شکل موجهاي تجربي با نتایج تئوری و شبیهسازی مطابقت دارد و شکل موج ولتاژ خروجي بهصورت پنج سطحي و بسیار نزدیك بهسینوسي مي‌باشد.

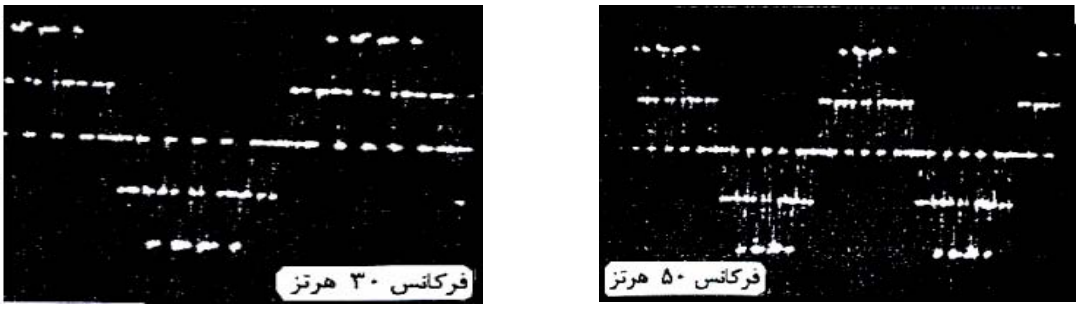
(۱۲-a) سیگنالهای سوئیچ
ترانزیستورهای فاز U



(۱۲-b) شکل موج نقاط P و Q در
فرکانس ۵۰ هرتز



(۱۲-c) شکل موج



(۱۲-d) شکل موج

شکل ۱۲- نتایج تجربی مربوط به اینورتر سه فاز PWM با دو ترانزیستور موازی

۸- نتیجه گیري

در اين مقاله ضمن تحليل و بررسي اينورترهاي PWM با ترانزيستورهاي موازي، شكل موجهاي ولتاژ خروجي هر سه ساختار اينورترها بهترتيب سه سطحي، پنج سطحي و نه سطحي مي‌باشد و با افزايش تعداد ترانزيستورها به موج سينوسي نزديكتر ميشود و نيز با ارائه طيفهاي فركانسي، حذف هامونيكهاي مرتبه پايين كاملاً مشخص است و ويژگيهاي خروجي اينورترهاي مورد نظر بهيك اينورتر ايدهآل بسيار نزديك است و نيز موازي كردن ترانزيستورها سبب افزايش ظرفيت جرياني اينورترهاي ترانزيستوري خواهد شد. همچنين با طراحي و ساخت يك نمونه آزمايشگاهي و ارائه نتايج تجربي، نتايج تئوري تأييد شده و نتايج حاصله كاملاً با هم تطابق دارند.

تشكر و قدرداني

نويسندگان مقاله از زحمات آقاي محمدي حيدريزاد در تايپ مقاله تشكر و قدرداني مينمايند.

مراجع

[1] K. Mastui, Y. Murai, M. Watanabe, M. Kaneko, F. Ueda, “A Pulse width Modulated Inverter with Parallel Connected Transistors Using Current-Sharing Reactors”, IEEE Trans. on Power Ele., Vol. 8, No. 2, April 1993, pp 186-191.

[2] M. P. Rashid, “ Power Electronics: Circuits, Device and Applications”, Prentice Hall International Inc. , 1993, USA.

[3] C. W. Lander, “Power Electronics”, McGraw-Hill Book Company, 1987.

[4] J. Zubek, A, Abbondanti, C. J. Norby, “Pulsewidth Modulation Inverter Motor Drives with Improved Modulation”, IEEE Trans. On Ind. App., Vol. IA, No. 6, Nov./Des. 1975, pp 695-703.

[5] G. B. Kliman, A. B. Plunkett, “ Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive”, IEEE Trans. On Ind. App., Vol. IA-15, No. 1, Jan./Feb. 1979, pp 72-79.