

طراحی و ساخت یکسوکننده PWM به منظور تغذیه و کنترل دور موتور جریان مستقیم (DC) و بررسی قابلیت های آن برای روش های EPWM و SPWM

کریم عباس زاده
دانشجوی دکترا

جعفر میلی منفرد
دانشیار

محمد اسماعیل اکبری
دانشجوی کارشناسی ارشد

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

چکیده

تا قبل از تولید کلیدهای سریع قدرت از قبیل (BJT, IGBT, MOSFET ...) به خاطر محدودیت در فرکانس کار آنها از یکسوکننده های معمولی جهت کنترل دور موتورهای الکتریکی استفاده می شده است. اینگونه مبدل ها دارای معایبی هستند که تصحیح آنها در قدرت های متوسط و بالا در طرف بار و شبکه ضروری است [3, 4, 5]. در کنترل کننده های دور موتورهای جریان مستقیم، یکسوکننده های برشگر PWM باعث تصحیح این معایب و بهبود مشخصه های آن از قبیل پیوستگی جریان آرمیچر، ضریب قدرت شبکه، ضریب جابجایی، فاکتور هارمونیک و ضریب راپیل می شود. با تنظیم فرکانس قطع و وصل کلیدها در روش های EPWM²، SPWM³ و همچنین تغییر اندیس مدولاسیون می توان ولتاژ و جریان یکسو شده مناسبی را از نظر راپیل و پیوستگی جریان روی آرمیچر موتور تهیه و با ضریب قدرت مناسبی از دید شبکه AC دور آن را کنترل نمود [2]. هدف از ارائه این مقاله تحلیل و پیاده سازی یک کنترل کننده موتور جریان مستقیم با تحریک مستقل است که در دو حالت موتوری و ترمز ژنراتوری به روش PWM طراحی و ساخته شده است. نتایج عملی و تئوری حاصل از شبیه سازی و آزمایش، بالا بودن ضریب قدرت، راپیل کم، پیوستگی جریان، خطی و وسیع بودن منحنی گشتاور - سرعت و کاهش هارمونیک در طرف شبکه و بخصوص هارمونیک های مرتبه پایین را تأیید می نماید.

Design & manufacturing of PWM rectifiers in order to feed & control motor speed and its abilities to use with EPWM & SPWM methods

J. M. Monfared
Associate Professor

K. Abbaszadeh
Ph.D. Student

M. E. Akbari
M.S. Student

Department of Electrical Engineering,
Amirkabir University of Technology

Abstract

In this paper an attempt has been made to present the design and implementation procedure for PWM based controller for separately excited DC machines. The proposed controller is examined in both motoring and generator breaking modes. The simulation results, as well as, experimental data show that the proposed controller provides high power factor, low ripples, well reasonable armature current continuity, well acceptable linear torque-speed characteristic and less harmonics in AC side. The results also show that the proposed controller is more superior to common rectifiers mostly used by industries.

The proposed controller which consists modern power switches for PWM technique is more reliable and economical compared to classical controllers which are mainly based on conventional rectifiers.

۲- مدارات محرکه DC

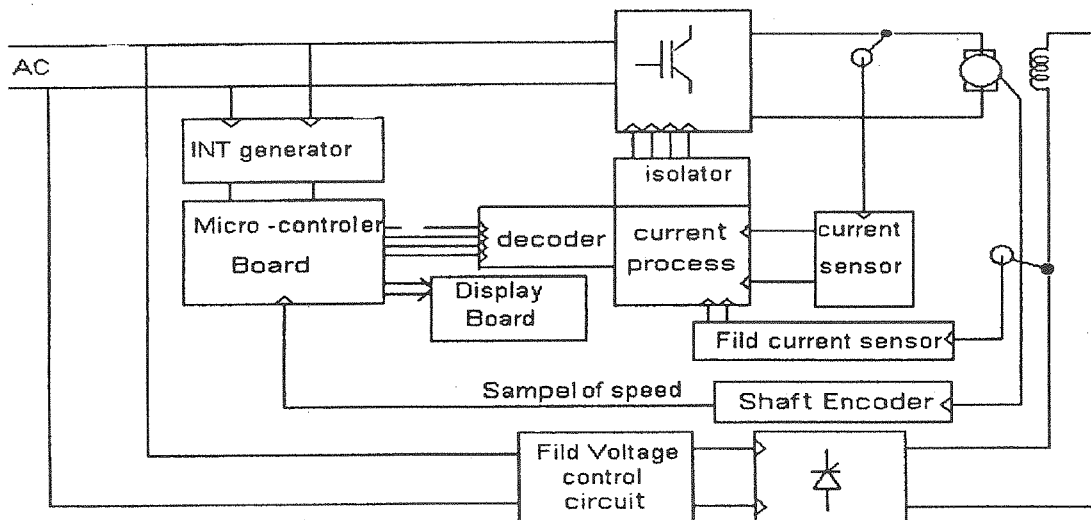
شکل (۱) بلوک دیاگرام مدارات طراحی و ساخته شده را نشان می‌دهد که قسمت پردازنده مرکزی این سیستم را میکروکنترلر 80196 به خودش اختصاص داده است. این پردازنده ساخت کارخانه Intel می‌باشد که دارای هشت کانال A/D و شش خروجی و ورودی سرعت بالا می‌باشد و همچنین قادر است عملیات ضرب و تقسیم را به صورت 32 و 16 بیتی انجام دهد. شکل (۲) قسمت یکسو کننده قدرت را نشان می‌دهد که دارای هشت کلید نیمه هادی می‌باشد و همچنین مدارات حفاظتی که برای جلوگیری از آسیب‌های ناشی از di/dt و dv/dt در کنار کلیدها تعبیه شده‌اند. در حالت موتوری که موتور از شبکه انرژی دریافت می‌کند، کلیدهای (A و B) در یک نیم سیکل و کلیدهای (C و D) در نیم سیکل بعدی هدایت می‌کنند. بدین ترتیب ولتاژ یکسو شده را در دو سر موتور ایجاد می‌کنند. در حالت گردش آزاد، بسته به اینکه در چه نیم سیکلی قرار داشته باشیم کلیدهای (B و C) یا (A و D) هدایت می‌کنند. هنگامی که موتور می‌خواهد ترمز کند، ابتدا برای اینکه جریان مثبت آرمیچر صفر شود، گردش آزاد جریان مثل حالت عادی موتوری ایجاد می‌شود تا جریان مدار آرمیچر به صفر برسد، سپس با قطع کلیدهای قبلی و وصل کلیدهای (A' و B') یا (C' و D') جریان تولید شده در مدار آرمیچر را که به علت گردش اولیه روتور و داشتن اینرسی حرکتی ایجاد شده است را به شبکه وارد می‌کنیم. برای ایجاد برش‌های لازم روی جریان وارده به شبکه حالت

مقدمه

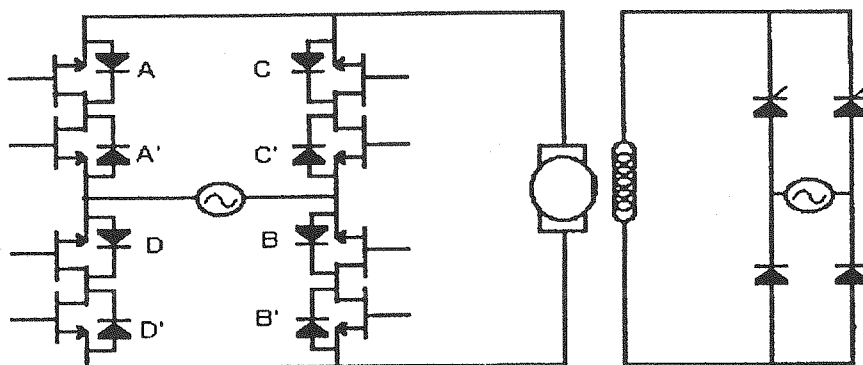
کاربرد کلیدهای نیمه هادی قدرت در یکسوکننده‌های PWM، کنترل سرعت موتورهای جریان مستقیم را مقرون به صرفه و انعطاف پذیر ساخته است. همچنین بهینه‌سازی این سیستم‌ها همواره مورد توجه و عنایت مهندسين و طراحان و استفاده کنندگان از آنها بوده است. رشد و توسعه کلیدهای نیمه هادی قدرت با سرعت و توان بالاتر امکان استفاده از روش‌های PWM را در این سیستم‌ها میسر نموده است. محرکه‌های DC با قدرت کمتر از پنجاه کیلووات معمولاً توسط یکسو سازهای تک فاز معمولی کنترل می‌شوند. از معایب این یک سو کننده‌ها پایین بودن ضریب قدرت، بالاخص در تأخیر زاویه‌های خبلی بالا می‌باشد و ضعف دیگر آنها عبارت از غیر پیوستگی جریان در سمت بار، تولید هارمونیک‌های با مرتبه پایین در طرف شبکه AC می‌باشد و همچنین تولید ریپل در ولتاژ و جریان خروجی است. روش‌های مختلفی جهت بهبود این معایب و بهبود ضریب قدرت در مقالات و گزارش‌های مختلف ارائه شده است [7, 8]. برای رسیدن به شرایط مطلوب، در این مقاله از برشگر PWM جهت کنترل دور موتور جریان مستقیم در سه ناحیه موتوری و ترمز ژنراتوری و موتوری معکوس استفاده گردیده است. در شکل (۱) مدارات آن به صورت بلوک دیاگرام ارائه شده است. در راستای اهداف مورد نظر، ابتدا مدارهای طراحی و ساخته شده مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرند و سپس نتایج حاصل از آن تحلیل می‌شوند.

گردش آزاد ژنراتوری را بر روی جریان برگشتی ایجاد می‌کنیم، بدین صورت که کلیدهای (A' و D') یا (C' و B') را فرمان می‌دهیم تا جریان به صورت گردش آزاد در داخل موتور جریان یابد. در حالت ترمز ژنراتوری به علت اینکه موتور به صورت یک ژنراتور DC عمل می‌کند، به جای اینکه جریان کاهش یابد با ازدیاد جریان روبرو خواهیم شد. اگر فرمان کلیدها را در دو نیم سیکل مختلف با هم عوض کنیم، و همچنین جای کلیدهای حالت موتوری و ترمز ژنراتوری حالت قبل را عوض کنیم، موتور در حالت معکوس چرخش خواهد کرد و ترمز ژنراتوری آن نیز جریان مثبت خواهد کشید. وضعیت فرمان کلیدها در جدول (۱) نشان داده شده است. در این مدار برای ایجاد برش‌های لازم بر روی ولتاژ اعمالی به دو سر آرمیچر از جفت کلیدهایی که برای ایجاد مسیر جریان لازم داریم، کلیدهای پایینی را به صورت ثابت در یک نیم سیکل روشن می‌کنیم و تنها

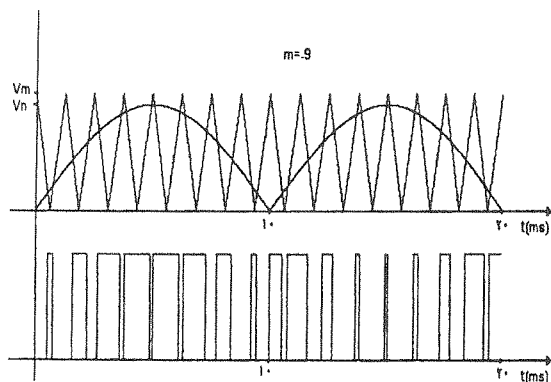
کلیدهای بالایی (A یا C) و (A' یا C') را با هم تعویض می‌کنیم. این حالت در جدول (۱) با عنوان گردش آزاد آمده است. برای مثال اگر کلیدهای (A و B) را روشن کنیم، ولتاژ شبکه به دو سر آرمیچر اعمال می‌شود و اگر جای A را با C عوض کنیم و حالت (C و B) را ایجاد کنیم ولتاژ دو سر موتور صفر می‌شود. برای تهیه زاویه‌هایی که نیاز به تغییر حالت داریم، با توجه به نوع برش (EPWM یا SPWM) در میکروکنترلر موج مثلثی را با موج مربعی یا موج سینوسی که دارای فرکانس معادل برق شبکه هستند مقایسه می‌کنیم و زوایای آتش را از نقاط برخورد این دو موج به دست می‌آوریم. با تنظیم فرکانس قطع و وصل کلیدها و همچنین ضریب مدولاسیون M که عبارت از نسبت دامنه موج مثلثی به دامنه موج ربعی یا سینوسی ($M = V_m/V_n$) سیگنال‌های فرمان به کمک روابط زیر به دست می‌آیند:



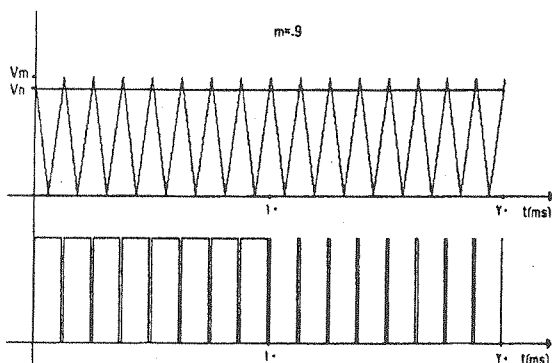
شکل (۱) بلوک دیاگرام محرکه DC.



شکل (۲) مدار یکسو کننده قدرت چهار ربعی.



شکل (۳) نحوه به دست آوردن زوایای آتش (SPWM).



شکل (۳) نحوه به دست آوردن زوایای آتش (EPWM).

۳- مدار حلقه بسته کنترل سرعت [۱]

بلوک دیاگرام کنترل سرعت در شکل (۵) نشان داده شده است. کنترل کننده PID عبارت از یک کنترل خطی و دیجیتالی است که به صورت نرم افزاری نوشته شده است. این برنامه به صورت کدهای زبان ماشین 80196 در حافظه جانبی، که متصل به میکرو کنترلر است قرار داده شده است. معادلات کنترلر PID دیجیتالی به شرح زیر است:

$$\frac{U(z)}{e(z)} = \frac{\alpha + \beta \cdot z^{-1} + \gamma \cdot z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (7)$$

$$\alpha = K_p + \frac{K_i \cdot T}{2} + \frac{K_d}{T} \quad (8)$$

$$\beta = \frac{K_i \cdot T}{2} - K_p - \frac{2K_d}{T} \quad (9)$$

$$\gamma = \frac{K_d}{T} \quad (10)$$

ضرایب دیفرانسیلی، انتگرالی، تقویت، زمان

جدول (۱)

حالت	نیم سیکل	گردش آزاد	گردش آزاد
موتوری CW	+	A, B	C, B
موتوری CW	-	C, D	A, D
ترمز ژنراتوری CW	+	A', B'	C', B'
ترمز ژنراتوری CW	-	C', D'	A', D'
موتوری CCW	+	C', D'	A', D'
موتوری CCW	-	A', B'	C', B'
ترمز ژنراتوری CCW	+	C, D	A, D
ترمز ژنراتوری CCW	-	A, B	C, B

(۱) موج سینوسی مرجع (برای SPWM)

$$V_{am} = M \cdot \sin(\theta)$$

(۲) موج مثلثی

$$V_{ark} = \pm \left[\frac{2P}{\pi} \cdot \theta - (2K - 1) \cdot \theta \right]$$

با مساوی قرار دادن معادلات (۱) و (۲) داریم:

$$V_{am} = V_{ark} \quad (3)$$

$$M \cdot \sin(\theta) = \pm \left[\frac{2P}{\pi} \cdot \theta - (2K - 1) \cdot \theta \right] \quad (4)$$

$$M \cdot \sin(\theta) \pm \left[\frac{2P}{\pi} \cdot \theta - (2K - 1) \cdot \theta \right] = 0 \quad (5)$$

$$K = 1, 2, 3, \dots, \frac{2P}{\pi}$$

به کمک حل معادله (۵) به روش عددی زوایای آتش به صورت یک جدول در حافظه میکرو کنترلر ذخیره شده و در هنگام کنترل ولتاژ موتور مورد استفاده قرار می گیرند. برای ایجاد زوایای آتش در حالت EPWM به جای معادله (۱) می توانیم از معادله (۶) استفاده کنیم و محاسبات را مثل حالت SPWM ادامه دهیم. در این معادلات P تعداد پالس در هر نیم سیکل برق شهر می باشد.

$$V_{am} = M \cdot \text{Sign}(\theta) \quad (\text{برای EPWM}) \quad (6)$$

$$V_a = L \frac{di_a}{dt} + R_a \cdot i_a + E_a \quad (12)$$

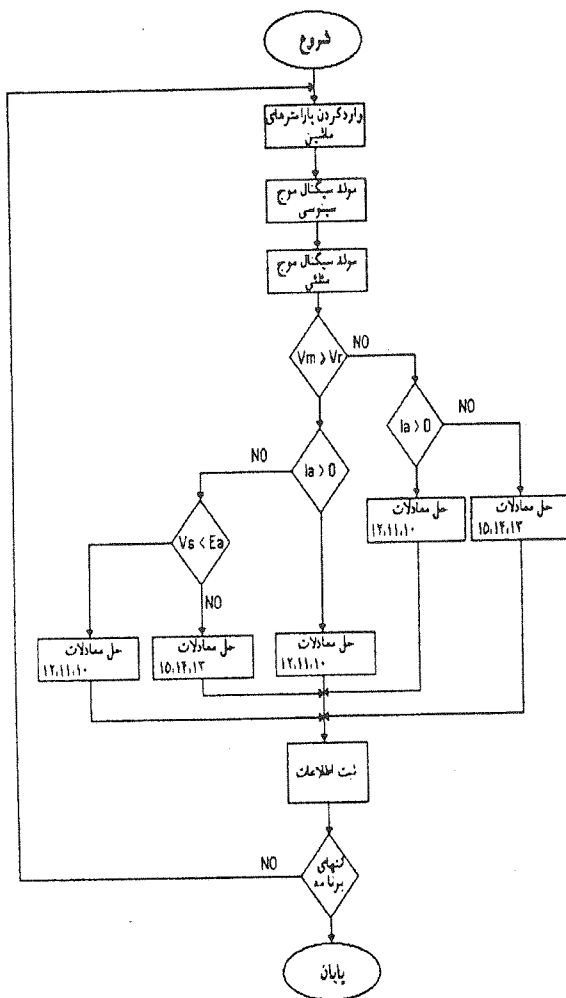
و اگر جریان آرمیچر صفر باشد، معادلات بالا به شکل زیر ساده می شوند:

$$j \frac{dw}{dt} + bw + T_m = T_e \quad (14)$$

$$L_F \frac{di_F}{dt} + R_F \cdot i_F = V_F \quad (15)$$

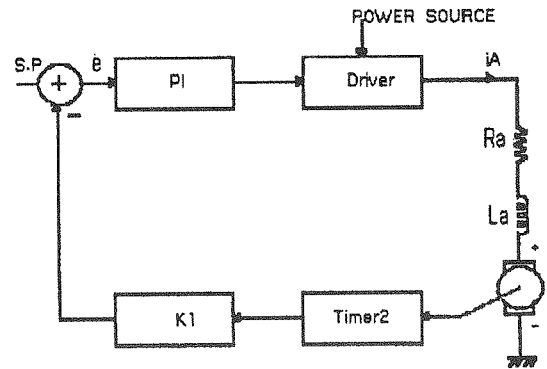
$$i_a = 0 \quad (16)$$

بعد از حل این معادلات، اطلاعات لازم در آخر برنامه ذخیره خواهند شد.



شکل (۶) فلوجارت برنامه شبیه سازی.

نمونه برداری (T) توسط استفاده کننده تنظیم شده و سپس ضرایب α, β, γ به کمک روابط محاسبه می شوند. بعد از انجام محاسبات سیگنال های کنترلی و در نهایت مقدار ضریب مدولاسیون تعیین و باتوجه به آنها زوایای آتش جهت قطع و وصل کلیدهای قدرت مشخص خواهند شد.



شکل (۵) بلوک دیاگرام کنترل کننده PID.

۴ - شبیه سازی محرکه DC

برای تهیه نتایج ثنوری، کل مدارات (یکسو کننده، موتور و مدارات کنترل) توسط کامپیوتر شبیه سازی شده است. به دلیل نیاز به سرعت بالا، شبیه سازی توسط زبان C انجام شده است. شکل (۶) فلوجارت برنامه شبیه سازی شده را نشان می دهد. در ابتدای برنامه مشخصات محرکه الکتریکی همچون پارامترهای الکتریکی و مکانیکی به همراه ضریب مدولاسیون و تعداد پالس های موج مثلثی در هر نیم سیکل برق شهر معرفی می شوند و باتوجه به اطلاعات داده شده موج های سینوسی و مثلثی هر کدام در بلوک های مربوط به خود تولید و خروجی آنها مشروط به اینکه دامنه موج مثلثی بزرگتر از دامنه موج سینوسی و یا کوچکتر از آن باشد کلیدهای مربوطه را به حالت گردش آزاد با اعمال ولتاژ روشن و خاموش می کنند. در بلوک های بعدی برنامه، بزرگتر یا مساوی یا صفر بودن جریان آرمیچر کنترل می شود و در صورتی که جریان آرمیچر غیر صفر باشد، ماشین به کمک روابط زیر شبیه سازی می گردد:

$$j \frac{dw}{dt} + bw + T_m = T_e \quad (11)$$

$$L_F \frac{di_F}{dt} + R_F \cdot i_F = V_F \quad (12)$$

۵- بررسی نتایج

در این قسمت به کمک رسم منحنی‌های مشخصه محرکه DC حاصل از آزمایش و همچنین نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی، سعی شده است تأثیر پارامترهای کنترلی، همچون ضریب مدولاسیون و تعداد پالس در حالت‌های SPWM و EPWM بر روی موتور و شبکه AC بررسی و شرایط کاری بهینه مشخص شود. شکل (۷) ولتاژ و جریان آرمیچر و جریان منبع AC را برای حالت SPWM ۱۲ پالسه که از شبیه‌سازی و عملی به دست آمده است، نشان می‌دهد.

A. منحنی مشخصه گشتاور سرعت

همانطوری که منحنی‌های شکل (۸) نشان می‌دهند [۹] در روش EPWM منطقه خطی مشخصه گشتاور سرعت در شرایط کاری یکسان نسبت به روش SPWM بیشتر بوده و در هر دو حالت افزایش ثابت زمانی آرمیچر، تعداد پالس در هر سیکل و نیز افزایش ضریب مدولاسیون باعث پیوسته‌تر شدن منحنی گشتاور سرعت می‌گردد، این منحنی‌ها توسط شبیه‌سازی و در

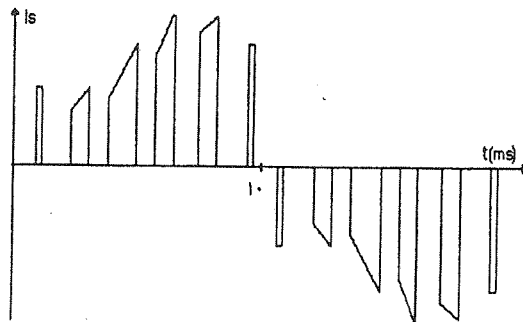
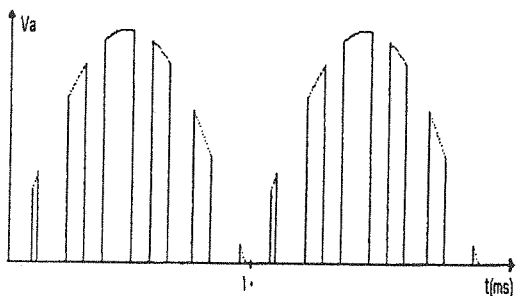
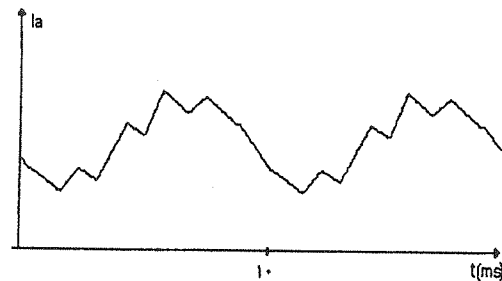
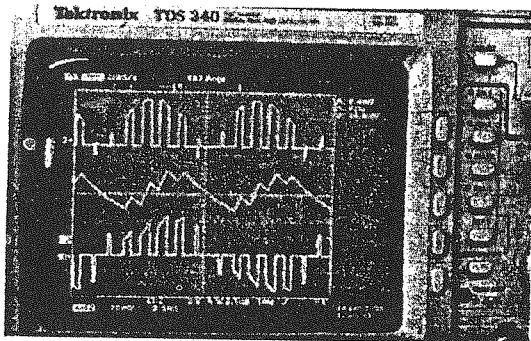
شرایطی که ولتاژ اعمالی به آرمیچر و میدان ثابت بودند به دست آمده است.

B. نمودار هارمونیک‌های فرد جریان شبکه

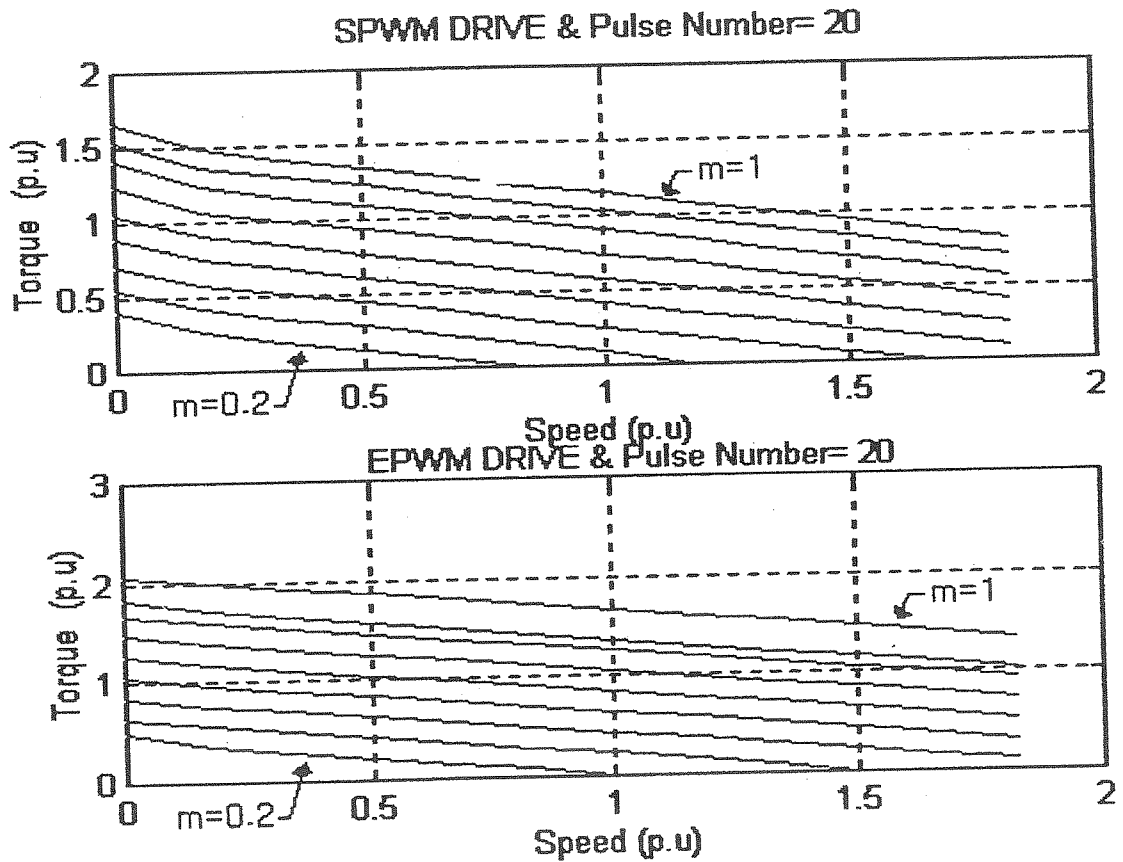
برای انجام این آزمایش از بار ژنراتوری که دارای جریان تحریک ثابت و بار ثابت در طول آزمایش بوده استفاده شده است. نحوه اعمال بار به موتور DC در شکل (۹) نشان داده می‌شود.

این آزمایش توزیع هارمونیکی جریان شبکه را برای حالت‌های مختلف نشان می‌دهد. پارامترهایی که در این آزمایش مورد بررسی قرار می‌گیرند، تعداد پالس‌های ایجاد شده در یک سیکل، ثابت زمانی که با اضافه کردن سلف خارجی به صورت سری با مدار آرمیچر تغییر می‌کند و نوع برش که به دو صورت EPWM و SPWM انجام می‌شود. نتایج عملی حاصل از این آزمایش‌ها که توسط اسیلوسکوپ دیجیتال گرفته شده به طور خلاصه بیان می‌شود:

۱- با افزایش ثابت زمانی سیستم دامنه هارمونیک‌های



شکل (۷) مقایسه شکل موج‌های حاصل از شبیه‌سازی و آزمایش برای SPWM ۱۲ پالسه.



شکل (۸) منحنی گشتاور - سرعت در حالت ۲۰ پالس.

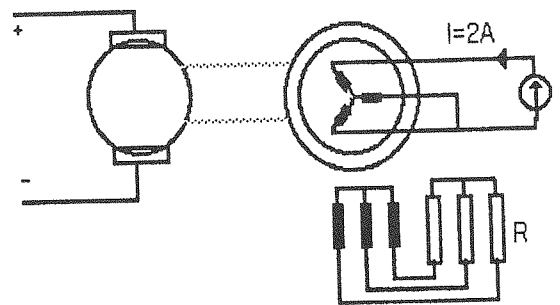
۲ - دامنه هارمونیک اول به ازای SPWM بیشتر از روش EPWM می باشد و همچنین T.H.D به ازای روش SPWM کمتر است.

۳ - در SPWM به غیر از هارمونیک های اول و سوم و اولین هارمونیک اطراف هارمونیک سوئیچینگ بقیه تقریباً صفر می باشند ، در حالی که در EPWM ۲۴ پالس تا هارمونیک های ۲۵ ام و در EPWM ۱۲ پالس تا هارمونیک های ۲۱ ام که آزمایش صورت گرفته است، همچنان دامنه قابل توجهی را شاهد هستیم.

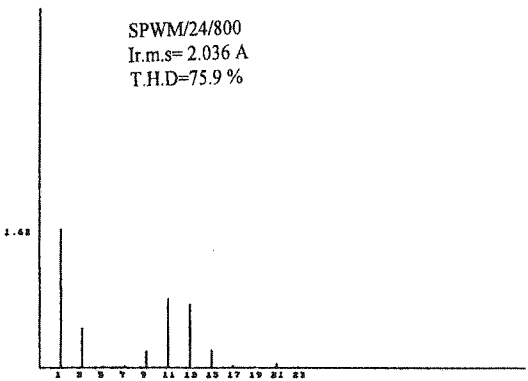
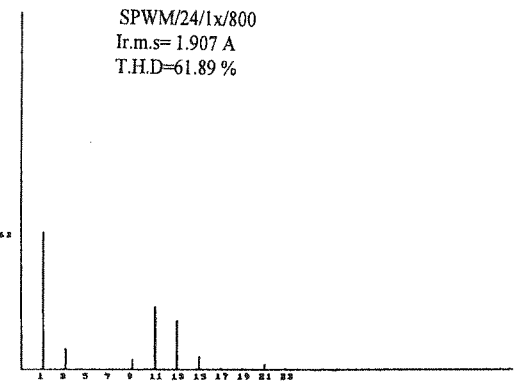
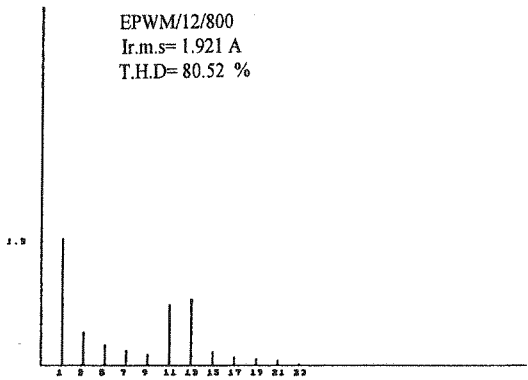
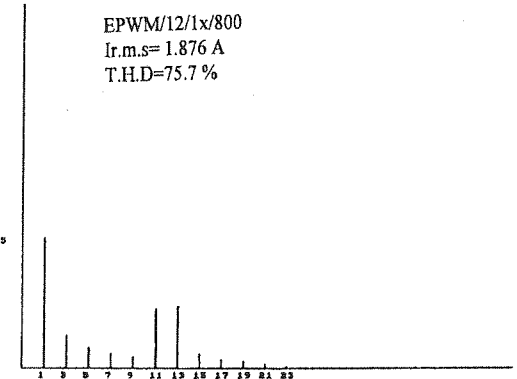
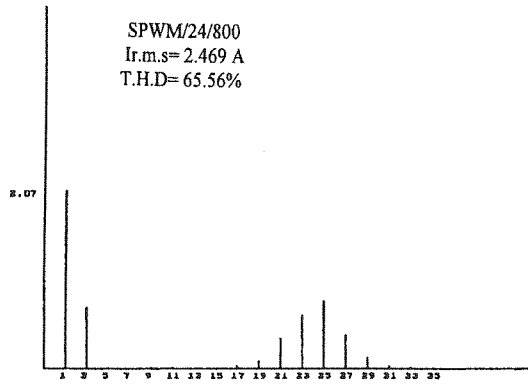
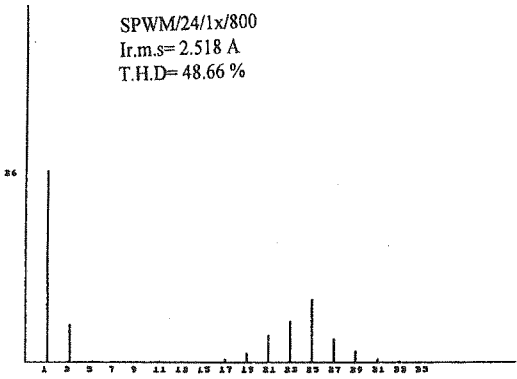
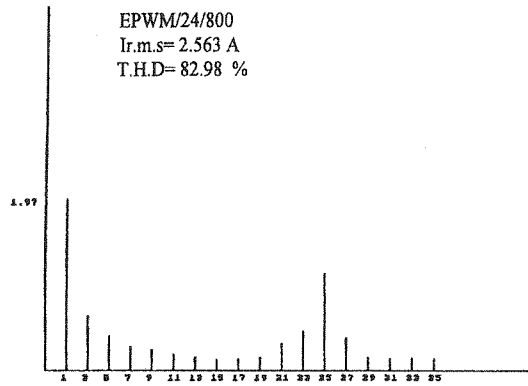
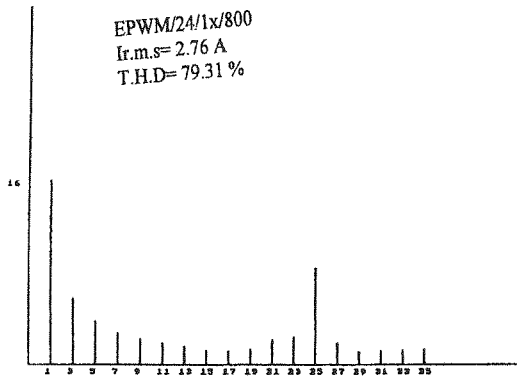
C - نمودار هارمونیک های زوج ولتاژ آرمیچر

این آزمایش همزمان با آزمایش قبلی صورت گرفته و نتایج حاصل از آن به طور جداگانه مورد بررسی قرار می گیرد. در این نمودارها به علت اینکه دامنه هارمونیک ها به ازای تغییرات ثابت زمانی به یک نسبت ثابتی تغییر می کنند، از آوردن نمودارهای مربوط به این

جریان در حالت کلی افزایش می یابند، ولی این افزایش برای هارمونیک های نزدیک فرکانس اصلی و مخصوصاً برای هارمونیک اول بیشتر می باشد. این افزایش برای هارمونیک اول با افزودن به تعداد پالس ها بیشتر می شود، به طوری که در ۱۲ پالس، دامنه هارمونیک اول تقریباً ثابت می ماند. در حالت کلی با افزایش تعداد پالس ها و ثابت زمانی فاکتور هارمونیک T.H.D کاهش می یابد.



شکل (۹) اعمال بار ژنراتوری به موتور DC.



شکل (۱۰) نمودار ستونی توزیع هارمونیک های فرد_s برای ۲۲ پالس و ۱۲ پالس.

پارامتر صرف نظر شده است. نتایج حاصل از نمودارها:

۱ - با افزایش ثابت زمانی دامنه هارمونیک‌ها تقریباً با یک نسبت ثابتی کاهش می‌یابند و تنها مؤلفه DC آن تقریباً ثابت می‌ماند.

۲ - فاکتور هارمونیک ولتاژ آرمیچر در SPWM ۲۴ پالس تقریباً نصف EPWM ۲۴ پالس است در حالی که این نسبت برای ۱۲ پالس بیشتر از نصف می‌باشد. در حالت کلی با افزایش تعداد پالس‌ها فاکتور هارمونیک ولتاژ آرمیچر در SPWM بهتر از EPWM می‌شود.

۳ - با کاهش تعداد پالس‌ها فاکتور هارمونیک ولتاژ افزایش می‌یابد.

D- هارمونیک‌های زوج جریان آرمیچر

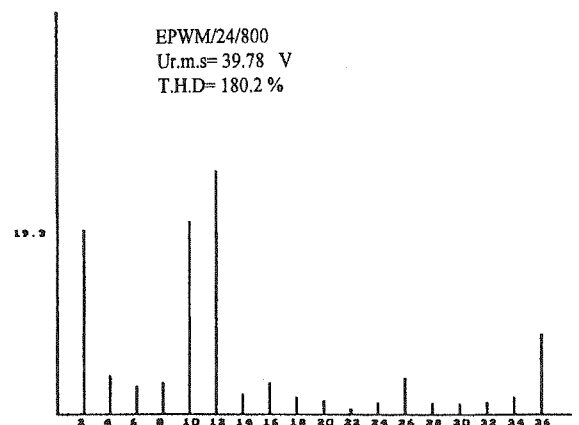
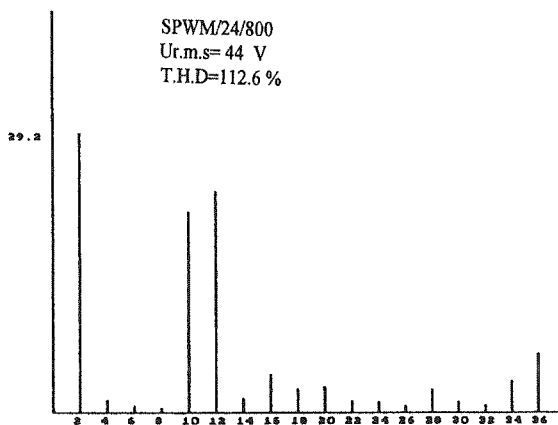
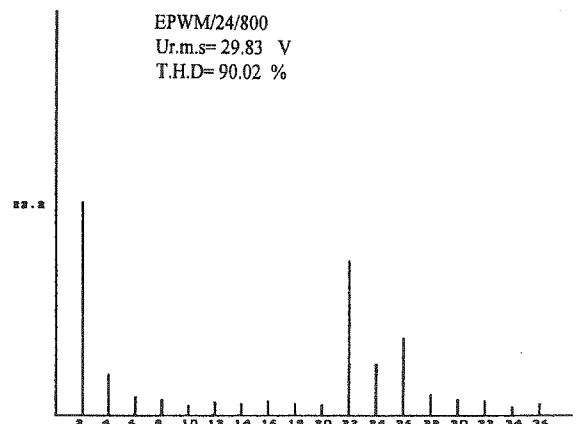
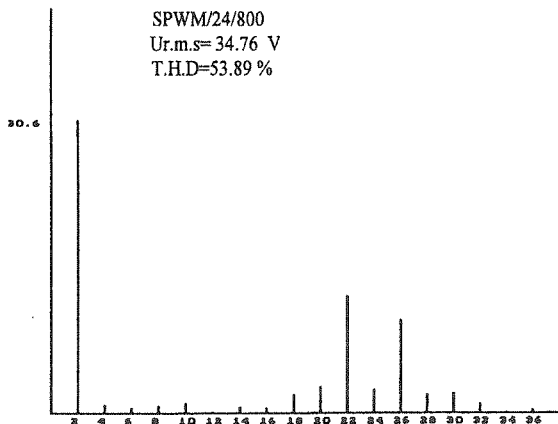
در شکل (۱۲) نمودار توزیع هارمونیک‌های زوج جریان‌ها بر حسب سرعت به ازای روش‌های مختلف آمده است. این آزمایش‌ها نیز در شرایطی همانند آزمایش‌های قبلی انجام شده است. نتایج حاصل از

بررسی منحنی‌ها:

۱ - به طو کلی دامنه هارمونیک‌های زوج آرمیچر در EPWM بیشتر از SPWM می‌باشد، به جز هارمونیک‌های ۲، ۲۲، ۲۴ در ۲۴ پالس که دامنه آنها در SPWM بیشتر از EPWM است.

۲ - با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر دامنه هارمونیک‌ها کمتر می‌شود، به طوری که با دو برابر شدن ثابت زمانی ملاحظه می‌کنیم که دامنه هارمونیک‌های ۲، ۴، ۶، ۸ نصف می‌شود. البته به علت کوچک بودن دامنه این هارمونیک‌ها نسبت به دامنه هارمونیک اول در SPWM نتایج آزمایش چندان گویای این مطلب برای حالت SPWM نیست، ولی برای EPWM تقریباً به طور واضح مشخص است.

۳ - به علت اینکه اختلاف هارمونیک دوم با هارمونیک‌های بالاتر، حتی به ازای هارمونیک چهارم بیشتر از ده برابر می‌باشد، تقریباً می‌توان گفت بیشترین نقش را بعد از مؤلفه DC هارمونیک دوم ایفاء می‌کند.



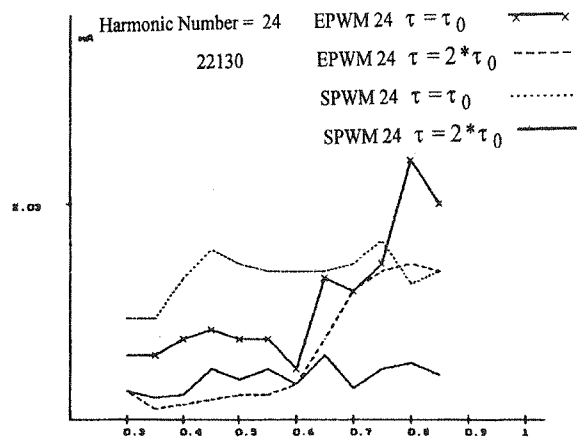
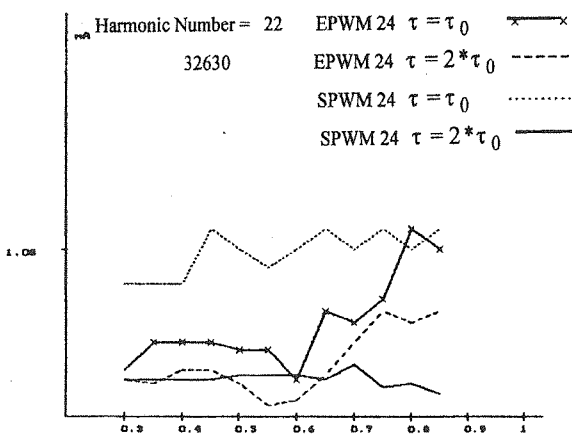
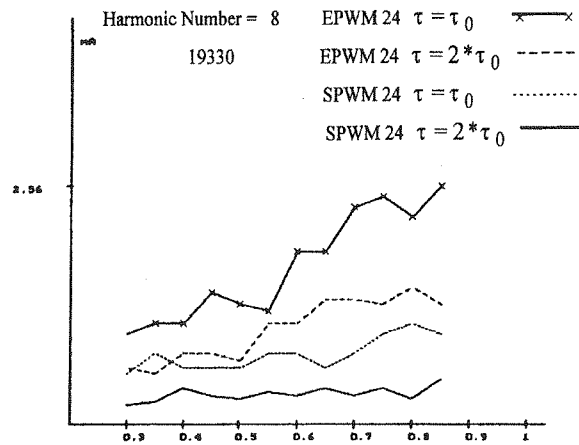
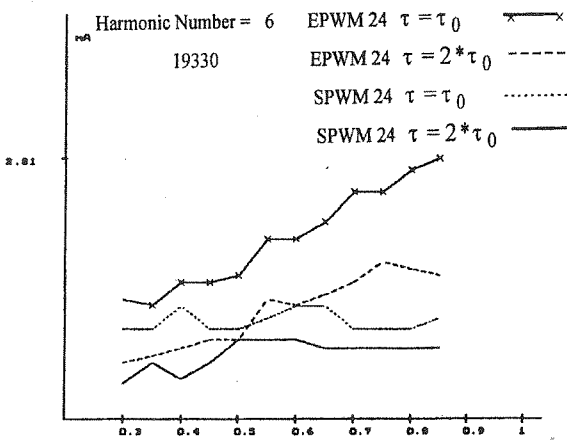
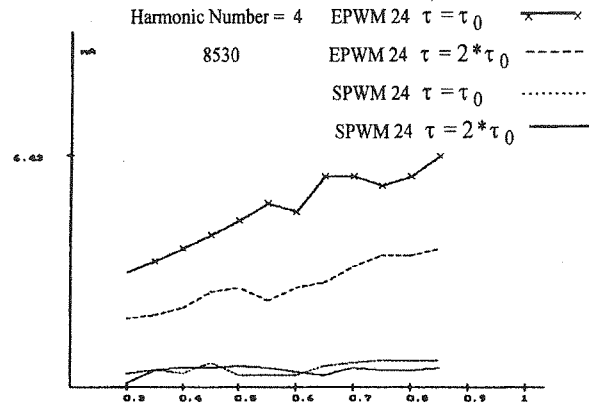
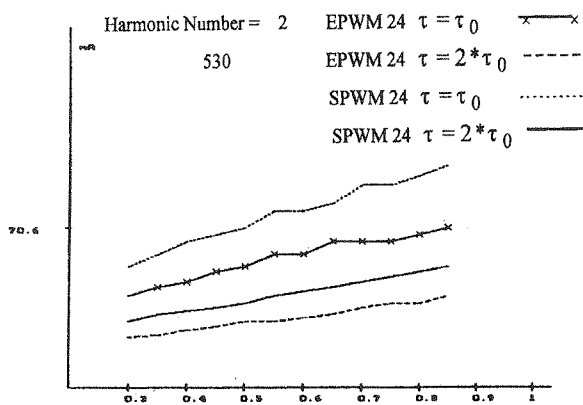
شکل (۱۱) نمودار ستونی توزیع هارمونیک‌های زوج ولتاژ آرمیچر E_a (a) ۲۴ پالس (b) ۱۲ پالس.

E- ضریب ریپل جریان آرمیچر (R. F)

در انتخاب کلیدهای نیمه هادی قدرت R.F می تواند پارامتر مفیدی باشد. اگر R.F کوچکتری داشته باشیم دیگر نیازی به خرید سوئیچ های با جریان تحمل بالا نداریم و تنها کمی بالاتر از مقدار متوسط جریان را انتخاب می کنیم. در غیر این صورت برای جریان متوسط یکسان ممکن است مجبور شویم کلیدی را انتخاب کنیم

که تحمل جریانی آن به مراتب بیشتر از جریان متوسط مورد نیاز باشد. در شکل (۱۳) تغییرات ریپل جریان آرمیچر بر حسب سرعت نشان داده می شود. نتایج حاصل از بررسی منحنی های R.F:

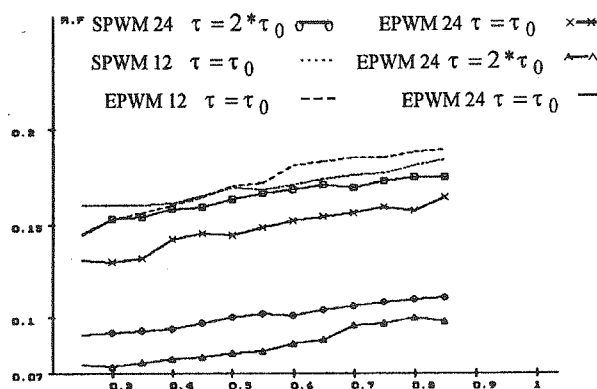
- ۱ - ضریب ریپل با افزایش تعداد پالس ها کاهش می یابد.
- ۲ - ضریب ریپل در تعداد پالس های کم در SPWM کمتر



شکل (۱۳) منحنی تغییرات دامنه هارمونیک های زوج جریان آرمیچر (i_a) بر حسب سرعت.

از EPWM و در تعداد پالس های بیشتر EPWM کمتر از SPWM می باشد. در این آزمایش ها ۱۲ پالس تقریباً مرز این تقارن را نشان می دهد.

۳ - با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر ضریب ریبیل به ازای هر دو روش EPWM و SPWM کاهش می یابد، ولی باز هم EPWM بهتر از SPWM است. (برای حالت ۲۴ پالسه)



شکل (۱۳) منحنی عملی تغییرات ضریب ریبیل بر حسب سرعت.

F - هارمونیک های فرد جریان شبکه بر حسب سرعت

یکی دیگر از منحنی هایی که در بررسی مشخصه های موتور DC مورد توجه قرار می گیرد، منحنی هارمونیک های فرد I_s بر حسب سرعت به ازای گشتاور ثابت است. برای اجرای این آزمایش از روش بخش های قبلی با همان شرایط استفاده می کنیم. این آزمایش ها برای هر دو حالت SPWM و EPWM انجام می شود. با دو برابر کردن ثابت زمانی مدار آرمیچر منحنی های دیگری به دست می آوریم که برای مقایسه بهتر، بین این چهار حالت، منحنی های مربوط به یک هارمونیک مشخص به ازای آزمایش های مختلف در یک نمودار رسم شده اند. نتایج حاصل از بررسی منحنی ها:

۱ - در روش های SPWM و EPWM دامنه هارمونیک اول به ازای ثابت زمانی $2\tau_0$ همواره بیشتر از حالتی است که ثابت زمانی τ_0 می باشد و همچنین دامنه هارمونیک اول روش SPWM به ازای تمامی سرعت ها، بیشتر از روش EPWM می باشد.

۲ - هارمونیک سوم در روش SPWM با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر کاهش می یابد و در حالت کلی دامنه هارمونیک سوم در روش SPWM کمتر از EPWM می باشد.

۳ - دامنه هارمونیک های ۵، ۷، ۹، ۱۱، ۱۳، ۱۵ در SPWM ۲۴ پالسه اندازه قابل توجهی ندارند. در حالی که در روش EPWM دارای دامنه نسبتاً بزرگی هستند که با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر دامنه این هارمونیک ها نیز افزایش می یابند.

۴ - دامنه هارمونیک های ۱۷، ۱۹، در هر دو روش با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر کاهش می یابد و همچنین این هارمونیک ها دارای دامنه بزرگتر در EPWM نسبت به SPWM هستند.

۵ - دامنه هارمونیک ۲۳ با کاهش سرعت در EPWM با ثابت زمانی $2\tau_0$ افزایش می یابد، در حالی که در بقیه روش ها تقریباً شاهد کاهش دامنه ها هستیم.

۶ - هارمونیک های بالاتر تقریباً حالت تقارن با هارمونیک های پایین دارند که فقط دامنه آنها به نسبت ثابتی کاهش یافته است.

G - ضریب قدرت جریان شبکه

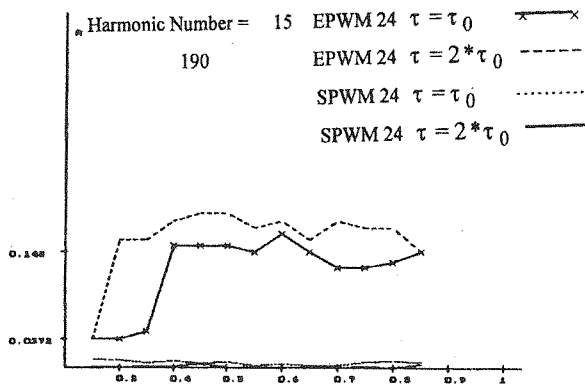
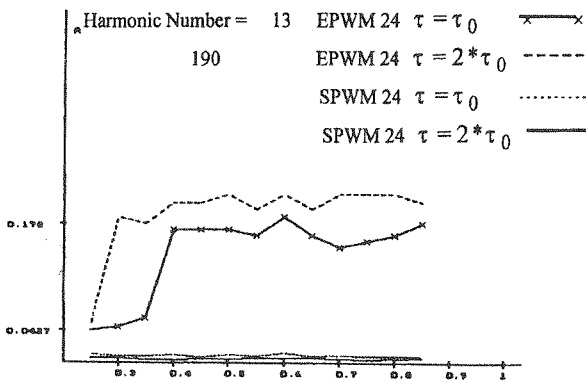
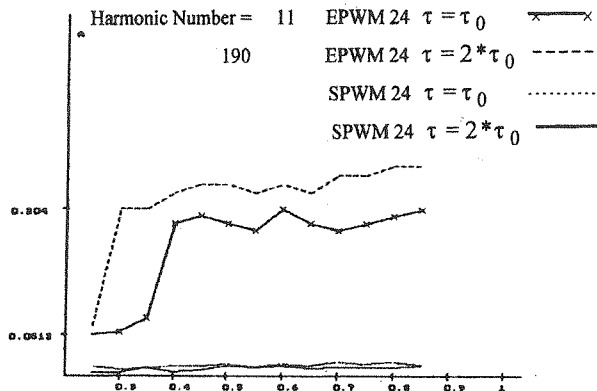
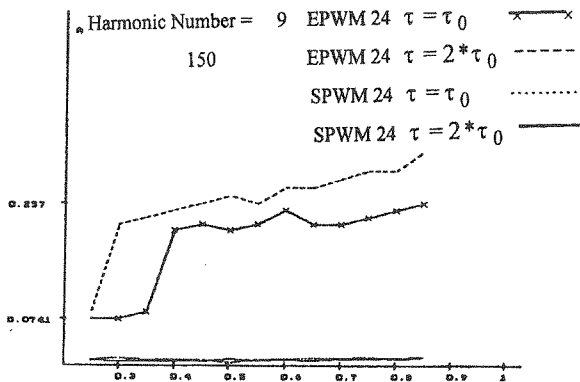
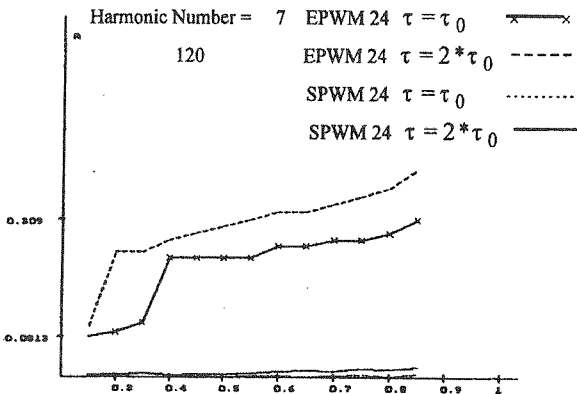
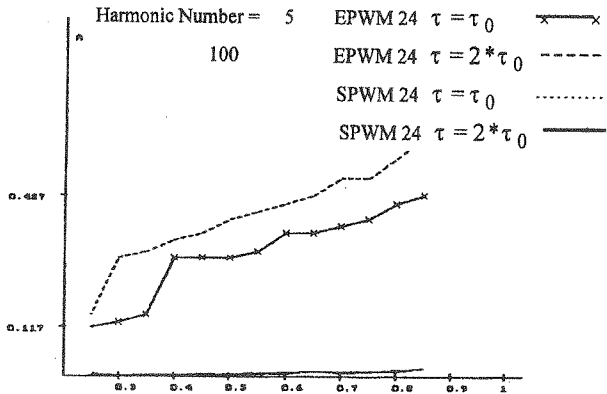
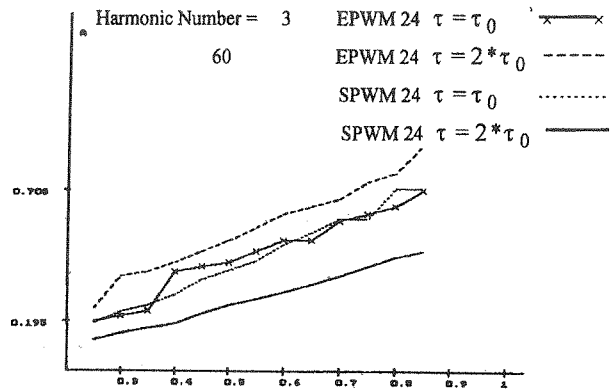
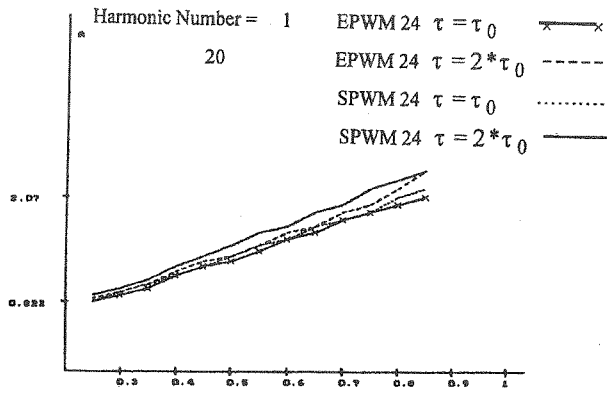
ضریب قدرت یکی از پارامترهای مهمی است که مصرف کننده های شبکه های AC مورد توجه قرار می دهند. از نظر شبکه AC کاهش ضریب قدرت معادل بالا رفتن توان راکتیو مصرفی از خطوط انتقال شبکه می باشد و این می تواند در حالت کلی تلفات حرارتی بالایی را بر روی خطوط انتقال ایجاد کند، بدون اینکه کار مفیدی انجام داده باشد. شکل (۱۵) منحنی ضریب قدرت را برای چندین حالت مختلف نشان می دهد. این منحنی براساس همان آزمایش ترتیب داده شده برای آزمایش های قبلی به دست آمده است. نتایج حاصل از بررسی منحنی های ضریب قدرت:

۱ - با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر ضریب قدرت افزایش می یابد.

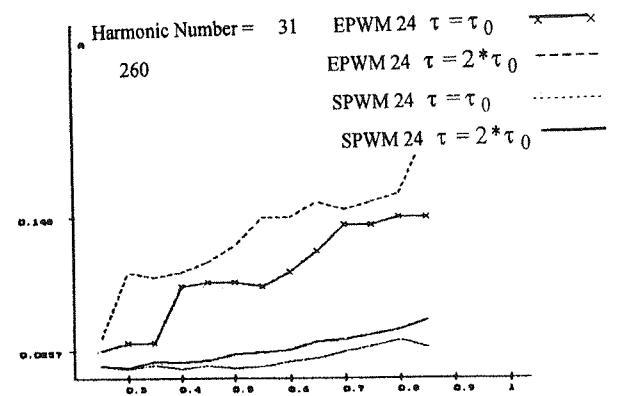
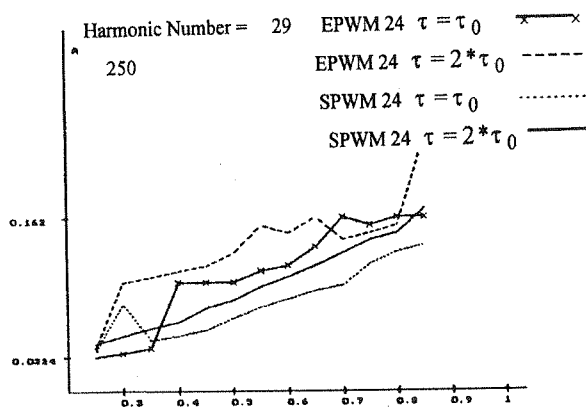
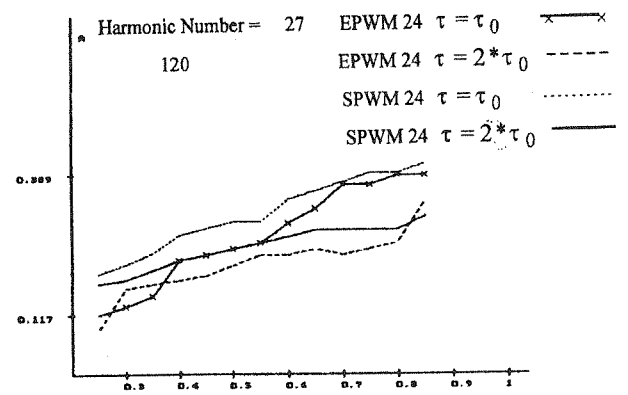
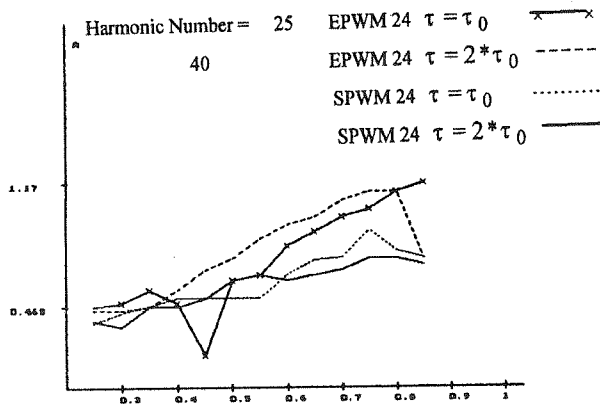
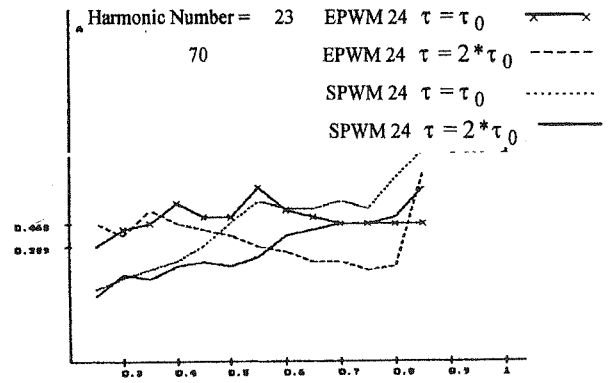
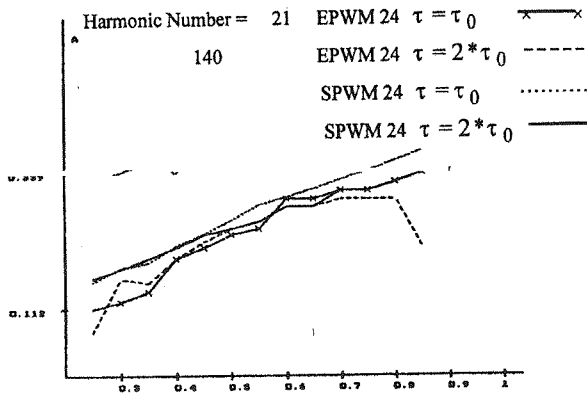
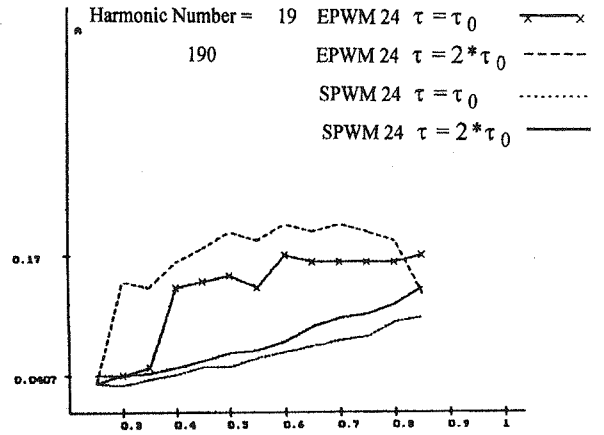
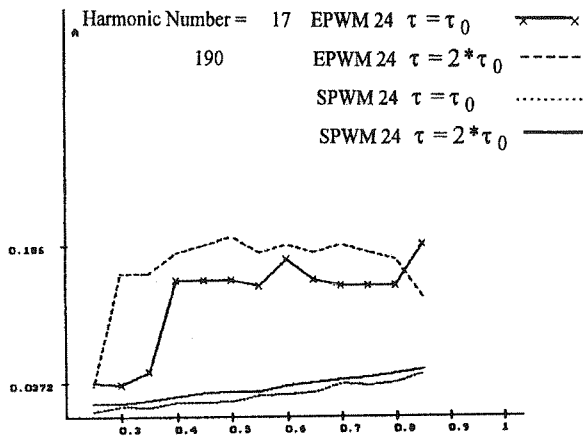
۲ - در حالت کلی از نظر ضریب قدرت طرف شبکه روش SPWM بهتر از EPWM می باشد.

۳ - در روش SPWM افزایش تعداد پالس ها تأثیر محسوسی بر ضریب قدرت ندارد. در حالی که در روش EPWM در سرعت های بالا افزایش تعداد پالس ها موجب کاهش ضریب قدرت می شود. ولی در سرعت های پایین افزایش تعداد پالس ها موجب افزایش ضریب قدرت می شود.

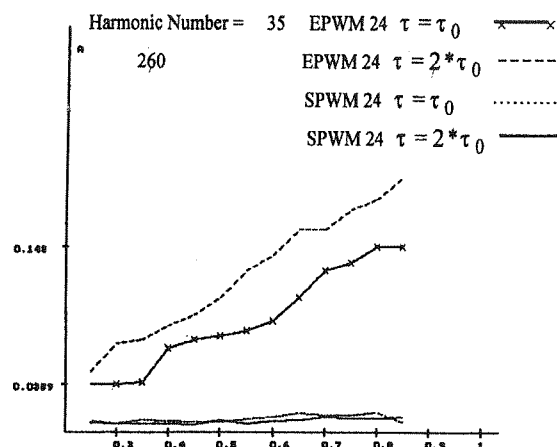
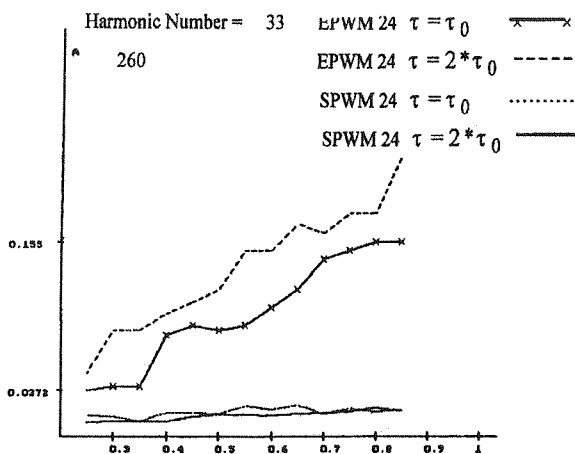
۴ - از نظر ضریب قدرت روش SPWM با تعداد پالس بالا و ثابت زمانی بالا می تواند بهترین حالت را بوجود آورد.



شکل (۱۴) منحنی تغییرات دامنه هارمونیک های فرد جریان شبکه، بر حسب سرعت.



ادامه شکل (۱۴).



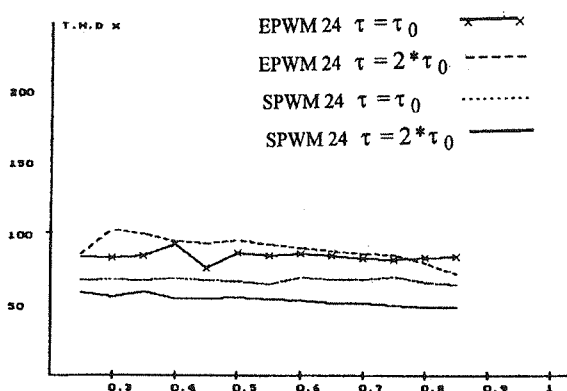
ادامه شکل (۱۴).

روش های مختلف را در یک نمودار نشان می دهد. این منحنی ها تنها براساس حالت ۲۴ پالس رسم شده اند. با توجه به آزمایش های قبلی می توان نتیجه گرفت که افزایش تعداد پالس ها باعث کاهش T.H.D می شود. نتایج حاصل از بررسی منحنی های فاکتور هارمونیک:

۱- با افزایش ثابت زمانی مدار آرمیچر T.H.D در روش SPWM کاهش می یابد، ولی برای روش EPWM از ای سرعت های نزدیک سرعت نامی با افزایش ثابت زمانی کاهش می یابد، در حالیکه برای سرعت های پایین افزایش می یابد.

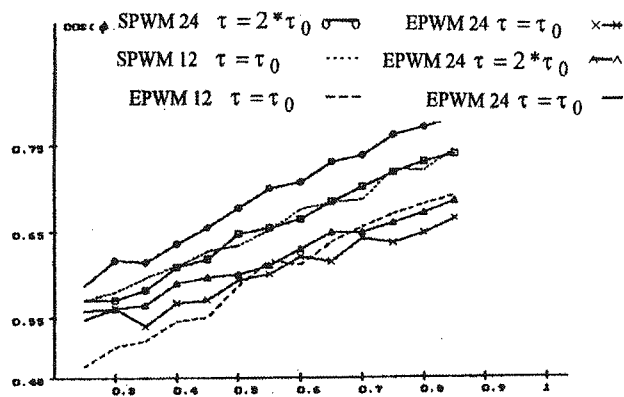
۲- در حالت کلی با کاهش سرعت T.H.D برای تمام روش ها افزایش می یابد.

۳- فاکتور هارمونیک در روش SPWM کمتر از EPWM می باشد. پس در حالت کلی روش SPWM با ثابت زمانی بالا از نظر T.H.D بهترین روش می باشد.



شکل (۱۶) منحنی T.H.D جریان شبکه بر حسب سرعت.

$$\cos \phi = \frac{P_{av}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (17)$$



شکل (۱۵) ضریب قدرت جریان شبکه I بر حسب سرعت.

H- فاکتور هارمونیک جریان شبکه

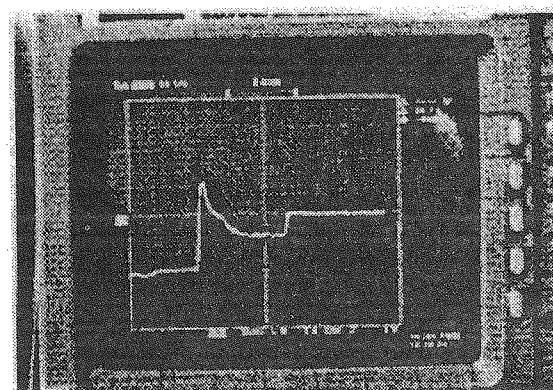
یکی از اهداف مهمی که در برشگرهای P.W.M دنبال می کنیم، کاهش T.H.D جریان شبکه و همچنین دور کردن هارمونیک های با دامنه بالا از هارمونیک اصلی می باشد. برای محاسبه T.H.D از رابطه (۱۸) کمک می گیریم.

$$T.H.D = \frac{I_0}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (18)$$

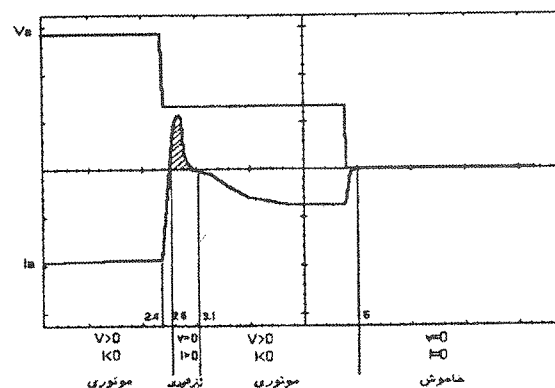
این رابطه یک فرمول تئوری می باشد که در عمل نمی توان به طور دقیق از آن استفاده کرد. به همین دلیل حد بالای سیگما را از بی نهایت به عددی که تعداد هارمونیک های به دست آمده از آزمایش را بیان می کند تقلیل دادیم. شکل (۱۶) منحنی های T.H.D براساس

۶- ترمز ژنراتوری

به علت اینکه در حین ترمز کردن موتور، حالت پایداری وجود ندارد و به صورت گذرا می توان نتایج را مشاهده کرد، ضبط شکل موج ها توسط اسیلوسکوپ دیجیتال نیز امکان پذیر نیست. البته با اسیلوسکوپ معمولی می توان رخ دادن حالت ژنراتوری را مشاهده کرد. به طوری که مشاهده خواهد شد با ثابت بودن فاز ولتاژ اعمالی، جهت جریان شبکه در حین عمل ژنراتوری عکس شده و سپس به حالت عادی بر می گردد. علاوه بر این مشاهده، برای نمایش رخ دادن حالت ژنراتوری، با استفاده از فیلتر پایین گذر جریان متوسط آرمیچر را در صفحه اسیلوسکوپ دیجیتال نمایش می دهیم.



شکل (۱۷) در حالت موتور و ژنراتوری (شکل موج عملی).



شکل (۱۸) عملکرد ترمز ژنراتوری.

کاهش سریع عرض پالس ها مقدار DC ولتاژ اعمال شده را به طور ناگهانی کاهش داده ایم. شکل (۱۸) همان منحنی را که از شبیه سازی به دست آمده است نشان می دهد [۹]. در این منحنی ولتاژ همزمان با جریان آرمیچر آورده شده است تا مقایسه بهتر و واضحتری صورت گیرد. اندازه جریان در شروع به ازای ولتاژ اعمالی ثابت و مقدار منفی که نشانگر حالت موتور است بوده و سپس در $t=2.4s$ به علت کاهش شدید ولتاژ اعمالی شروع به کم شدن می کند و در $t=2.6s$ مقدار جریان صفر شده و سپس وارد ناحیه مثبت که همان ترمز ژنراتوری است می شود. چون ولتاژ اعمالی در طی این مراحل هرگز منفی نمی شود، پس نتیجه می گیریم که موتور از لحظه $t=2.6s$ به صورت ژنراتوری عمل می کند. در لحظه $t=2.7s$ جریان به مقدار ماکزیمم خود می رسد و سپس کاهش می یابد و در $t=3.1s$ دوباره صفر شده و در ادامه منفی شده و از لحظه $t=4s$ تا $t=5.8s$ که زمان خاموش شدن موتور است، در یک مقدار ثابت به صورت پایدار باقی می ماند. در این آزمایش هر چقدر که بار مکانیکی موتور بیشتر باشد، حالت ژنراتوری مدت بیشتری رخ خواهد داد.

۷- نتیجه گیری

در یکسو کننده های P.W.M هر چه بر تعداد پالس ها در یک سیکل افزوده شود، به همان اندازه هارمونیک های با دامنه قابل توجه بیشتر به سمت فرکانس های بالاتر رانده می شوند. ولی این افزایش تعداد پالس ها از طرف دیگر باعث زیاد شدن تلفات کلیدزنی و همچنین گرمتر شدن جرقه گیرهای کلیدهای قدرت می شود. صرف نظر از کاهش بازده، ممکن است باعث سوختن کلیدهای قدرت یا مدارات محافظ این کلیدها بشود. از طرف دیگر به علت محدودیت در پاسخ فرکانسی کلیدهای نیمه هادی ممکن است با کاهش عرض پالس ها و یا افزایش عرض پالس ها برای رسیدن به ولتاژ مینیمم یا ماکزیمم مورد نظر، کلیدهای قدرت نتوانند پاسخ مناسب را بدهند و یکسو کننده درست عمل نکند. این حالت مخصوصاً در SPWM برای پالس های کناری بیشتر اتفاق می افتد. با توجه به محدودیتی که از نظر تعداد پالس ها با آن روبرو هستیم، برای بهبود هر چه بیشتر مشخصه های مورد نظر به سراغ ثابت زمانی می رویم. افزایش ثابت زمانی در حالت کلی باعث بهتر شدن اغلب مشخصه ها شده است، ولی

شکل (۱۷) منحنی جریان آرمیچر را نشان می دهد که توسط اسیلوسکوپ دیجیتال با نمونه برداری $0.02s$ گرفته شده است. این منحنی حاصل تغییر ناگهانی در ولتاژ اعمالی به موتور به صورت یک پله می باشد که با

جریان میدان	i_f
ضریب کنترل کننده I	K_I
ضریب کنترل کننده P	K_P
ضریب کنترل کننده D	K_D
اندوکتانس مدار میدان	L_F
ضریب قدرت	P.F
تعداد پالس ها در یک سیکل	P
امپدانس اهمی مدار آرمیچر	R_a
امپدانس اهمی مدار میدان	R_F
ضریب ریپل	R. F
زمان نمونه برداری	T
گشتاور مکانیکی	T_m
گشتاور الکتریکی	T_e
ولتاژ میدان	V_F
سرعت دورانی روتور	ω
ثابت زمانی	τ_a
ثابت زمانی مدار آرمیچر	τ_0

این افزایش در ثابت زمانی خود نیز مستلزم پذیرفتن اتلاف توان در سلف اضافه شده در مدار آرمیچر می باشد. مشکل دیگری که اغلب برای مقادیر بیشتر از $3\tau_0$ با آن روبرو هستیم، کاهش سرعت ماکزیمم قابل دسترسی به ازای ماکزیمم ولتاژ اعمالی به موتور است. در این مقاله نتایج عملی به دست آمده از طراحی و ساخت یکسوکننده PWM در شرایط کاری مختلف از نظر سرعت، تعداد پالس، ثابت زمانی و روش برش مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است. شبیه سازی کل سیستم محرکه الکتریکی DC ساخته شده امکان مقایسه نتایج عملی و شبیه سازی را فراهم نموده است که بیانگر صحت نتایج حاصله است. کنترل کننده های موتور جریان مستقیم از نوع PWM گرچه از نظر اقتصادی گرانقیمت و نیازمند کاربرد کلیدهای نیمه هادی قدرت با سرعت بالا و مدارات فرمان پیچیده تری می باشند، لیکن به علت قابلیت کاهش هارمونیک بیشتر در طرف شبکه و تصحیح ضریب قدرت نسبت به یکسوکننده های معمولی و نیز کاهش ریپل جریان و ولتاژ در طرف موتور از اهمیت ویژه ای برخوردار هستند.

واژه نامه

- 1- Pulse Width Modulation (PWM)
- 2- Equal Pulse Width Modulation (EPWM)
- 3- Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

فهرست علائم

E_a ولتاژ الکترو موتوری
 i_a جریان آرمیچر

مراجع

- [1] S. R Doradla & N. V. P. R Durgaprasad "Open-loop and closed - loop performance of an AC-DC PWM converter controlled separately excited DC motor drive " IEEE Trans. 1985
- [2] Sadeq A. Hamed "Performance evaluation of Three-Phase variable-speed DC drive system with uniform PWM control" IEEE Trans. on power electronics, vol. 12 No. 2, March 1997.
- [3] Teruokataoka & Kazuhiro Mizumach & Shota Miyairi "A Pulsewidth controlled AC-DC converter to improve power factor and wnathe form of AC line current" IEEE Trans. on Industry App. vol. 1A-1 No. 6. November/desember 1979
- [4] B. H. Khan & S.R. Ddoradla & G. K. Dubey "A new simutaneous cating Grodual converter-fed DC motor drive without circulating current "IEEE. 1988.
- [5] Seshagirir. Doradlafc . Nagamani & Sanyal "A sinusoidal pulse width modulated three-phase AC & DC converter-fed DC motor drive. "IEEE Trans. on Industry App. vol, LA-21, No. 6, 6-1985.
- [6] Luigimalesani & Paolo - Tenz "Three phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC current and minimum filter requirements . "IEEE Trans. on industry App. vol. La-23, No. 1, 1987.
- [7] Hiroji yokote & Kenzo watanabe "A new PWM startegy for high efficiency drive of DC servo motors "Trans. of the IEICE. vol. E71, No. 12, December 1988.
- [8] B. Jayant baliga, Dany. chex. "Power transistor device design and application"
- [9] ک . عباس زاده «طراحی و ساخت کنترلر دور موتورهای P.W.M توسط برشگرهای (با میکروکنترلر ۸۰۱۹۶)» پایان نامه کارشناسی ارشد.