

تحقق روشی جدید در کنترل موتورهای القایی

مهندس عباس قدیمی

دانشجوی دکتری دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران

و عضو هیئت علمی واحد لاهیجان

abbasghadimi@yahoo.com

چکیده :

قلب هر طرح کنترل کننده PWM بدون شک استراتژی سوئیچ بکار رفته برای تولید لبه های سوئیچ موج کنترل است.

در این تحقیق از روش مدولاسیون پهنای پالس با استفاده از روش بهبود یافته نمونه برداری منظم نا متقارن به منظور کنترل عملکرد یک موتور القایی سه فاز استفاده شده است. در این روش به شکل موج مرجع قبل از نمونه برداری، درصدی از هارمونی سوّم اضافه شده، سپس با موج کریر مقایسه گردیده و موج مدولاسیون پهنای پالس مربوطه بدست می آید.

از مهمترین مزایای روش مورد استفاده، کم کردن اعوجاج هارمونی جریان در کاربردهای درایور و اینورتر می باشد. این روش در نرم افزار MATLAB مورد بررسی قرار گرفته و همچنین به طور عملی در مورد یک موتور القایی سه فاز اعمال شده و با روش نمونه برداری منظم نامتقارن مقایسه گردیده، نتایج حاصل بیانگر کاهش اعوجاج هارمونیکی در شکل موج جریان و مشابهت نتایج عملی و شبیه سازی است.

واژه های کلیدی:

مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، نمونه برداری منظم، مجموع اعوجاج هارمونیکی (THD)

(۱) مقدمه:

کارایی اینورترها در تخمین و ایجاد شکل موجهای مورد نظر در کاربردهای گوناگون از جمله کنترل دور موتورها موجب استفاده روزافزون آنها در صنایع مختلف گردیده است [1,3].

روش مدولاسیون پهنای پالس از جمله متداولترین و مهمترین روشهایی است که در بیشتر صنایع برای کنترل موتورها استفاده میشود. شروع آن با آنالوگ بود که با روشهای دیجیتالی حذف هارمونیکها در سالهای اخیر دنبال می شود [2].

با مطالعه در نوشته ها در دهه گذشته برای دنبال کردن توسعه روشهای سوئیچ PWM، مشاهده می شود که اکثر طرحهای آنالوگ بر مبنای استراتژی سوئیچ نمونه برداری طبیعی بودند و این به دلیل ساده بودن انجام آن بوسیله این روشها بود [4].

به دلیل آنکه کنترل کننده های آنالوگ دارای نقصهایی چون رانش گرمایی، تلورانس اجزاء، آفست dc و نقصهایی در

دامنه و فاز مولد موج سینوسی آنالوگ بودند ، روشهای دیجیتال جایگزین آنها شده و این نقصها را برطرف کردند و دارای مزایای دیگری نیز مثل ، ارزانی ، قابلیت اطمینان بیشتر و سادگی تغییر استراتژی کنترل می باشند [۵]. روش بکار رفته تحت عنوان بهبود یافته روش نمونه برداری منظم نامتقارن، به دلیل سادگی و سرعت عملکرد مناسب به عنوان یکی از روشهای دیجیتال مناسب می تواند به کار رود.

۲) روش بهبود یافته نمونه برداری منظم نامتقارن

فلسفه اساسی این روش بر مبنای تعیین مراحل مدولاسیون با تعریف مشخص است که بتواند به طور مؤثر و کارا در نرم افزار کنترلی انجام شود و بعلاوه مشخصات دلخواه سرعت و جریان را نیز تأمین نماید . اساس این روش بر مبنای نمونه گیری منظم نامتقارن است که سیگنال کنترلی ویژه آن را با توجه به معیار مینیمم اعوجاج جریانی تعیین می کنیم [۶].

برای این منظور به سیگنال کنترلی که موج سینوسی می باشد درصدی از هارمونی سوم را اضافه نموده و نشان خواهیم داد که اضافه کردن این هارمونی باعث بهبود در اعوجاج جریانی می گردد. سیگنال کریر دارای دامنه V_c و فرکانس زاویه ای ω_c و موجهای سینوسی فازهای A, B, C دارای دامنه V_r و فرکانس زاویه ای ω_r می باشند. موج PWM می تواند به وسیله سری فوریه دوبله به شکل رابطه (۱) نوشته می شود.

$$V_A(\omega_c t, \omega_r t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \exp[j(m\omega_c t + n\omega_r t)] \quad (1)$$

که در آن ضریب سری فوریه (K_{mn}) به صورت زیر به دست می آید.

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} V_d \exp[-j(m\omega_c t + n\omega_r t)] \quad (2)$$

که $m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ و V_d ولتاژ تغذیه می باشد.

رابطه سری فوریه مربوط به ولتاژ خط به خط (V_{AB}) به شکل معادله زیر نوشته می شود.

$$V_{AB}(\omega_c t, \omega_r t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} \lambda_n t \exp[j(m\omega_c t + n\omega_r t)] \quad (3)$$

که λ_n با توجه به خاصیت معادل شیفته حوزه زمان در تبدیل فوریه ، به وسیله رابطه زیر بدست می آید.

$$\lambda_n = 1 - e^{-j \frac{2n\pi}{P_n}} \quad (4)$$

که در آن P_n ، تعداد فاز درسیستم است و برای سیستم مورد استفاده ما که سه فاز است، برابر سه می باشد. جایگزینی عدد سه برای P_n ، λ_n به فرم رابطه (۵) درمی آید.

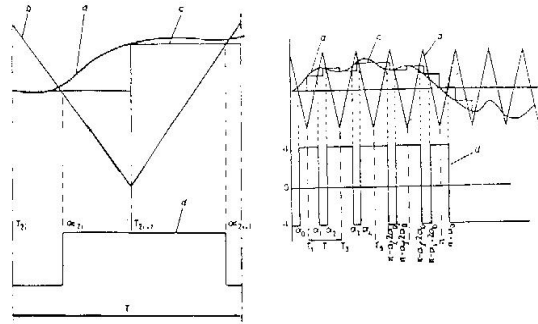
$$\lambda_n = 1 - e^{-j \frac{2n\pi}{3}} \quad (5)$$

معادله (۵) موقعی صفر می شود که $n = 3N$ باشد که در آن N عدد صحیح است. این بدان معنی است که به سیگنال مدولاسیون اینورتر سه فاز PWM می توان هارمونی سوم را اضافه نمود بدون آنکه در بار سه فاز خروجی ظاهر شود.

حال که نشان داده شد اضافه نمودن هارمونی سوم به موج مدولاسیون باعث ظاهر شدن آن در خروجی نمی گردد ، به بررسی این موضوع می پردازیم که چه درصدی از هارمونی سوم به موج مدولاسیون اضافه گردد تا اعوجاج جریانی به حدّ ممکن کم گردد. برای این کار به بررسی دقیقتر جزئیات روش می پردازیم . معادله موج مدوله کننده را به شکل رابطه (۶) در نظر می گیریم.

$$V_{control}(t) = V_m [\sin(\omega t) + R \sin(3\omega t)] \quad (6)$$

شکل (۱) ایجاد پالس PWM را با استفاده از این روش نشان می دهد.



شکل (۱): چگونگی ایجاد پالس PWM نمونه برداری منظم نامتقارن بهبودیافته

اگر تابع نرمالیزه شده ولتاژ کنترل را $g(t)$ در نظر بگیریم ، رابطه زیر را می توان برای آن نوشت.

$$g(t) = \frac{V_{control}}{V_r} = \frac{V_m}{V_r} [\sin(\omega t) + R \sin(3\omega t)] = M [\sin(\omega t) + R \sin(3\omega t)] \quad (7)$$

که در آن M ، اندیس مدولاسیون می باشد. طبق روابط موجود برای نمونه گیری منظم نامتقارن با معادله مدوله کننده موج سینوسی ، روابط مربوط به کلید زنی در روش جدید به شکل رابطه (۸) نوشته می شود.

$$\alpha_{2i} = T_{2i} + \frac{T_c}{4} [1 - g(T_{2i})], \alpha_{2i+1} = T_{2i+1} + \frac{T_c}{4} [1 + g(T_{2i+1})] \quad (8)$$

که در آن $i = \{0, 1, 2, 3, \dots\}$ می باشد و T_c ، پریود موج کریر می باشد.

مشاهدات شکل سمت راست (۱) به ما $g(T_0) = 0$ را نتیجه می دهد و بنابراین $\alpha_0 = (T_0 + \frac{T_c}{4})$ بدست می آید. از

شکل سمت چپ (۱) ، $T_0 = 0$ نتیجه می شود. بنابراین $\alpha_0 = \frac{T_c}{4}$ بدست می آید. با استفاده از این زاویه اولیه ، میتوان با انتقال فرضی شکل به اندازه $\frac{T_c}{4}$ به معادلات ساده تری برسیم .

$$\alpha_{2i+1} = T_{2i+1} + \frac{T_c}{4} g(T_{2i+1}), \alpha_{2(i+1)} = T_{2(i+1)} - \frac{T_c}{4} g(T_{2(i+1)}) \quad (9)$$

این امکان وجود دارد که معادله بالا را به صورت یک رابطه بنویسیم.

$$\alpha_i = T_i + (-1)^{i+1} \frac{T_c}{4} g(T_i), i = \{1, 2, 3, \dots\} \quad (10)$$

اگر تابع PWM را با $f(t)$ نشان دهیم و $f(t)$ به شکل پریودیک باشد ، می توانیم آن را به شکل سری فوریه زیر بنویسیم.

$$f(\omega t) = \sum_{n=0}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)]$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (11)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

با فرض تقارن ربع موج تابع $f(\omega t)$ ، داریم :

$$A_n = 0, \text{ for } n \text{ even}$$

$$B_n = 0, \text{ for every } n \quad (12)$$

محاسبه A_n برای n فرد که تابع $f(\omega t)$ مقدار ثابتی بین دو سوئیچ متوالی از موج PWM دارد به سادگی قابل محاسبه است و به صورت رابطه (۱۳) بیان می شود.

$$A_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(na_k)] \quad (13)$$

که N ، مساوی تعداد سوئیچ در هر ربع سیکل است. با توجه به زمان نمونه برداری (T_k) برای مدولاسیون پهنای پالس منظم نامتقارن که به صورت رابطه (۱۴) نوشته می شود

$$T_k = \frac{k\pi}{p}, k = 0, 1, \dots, 2p-1 \quad (14)$$

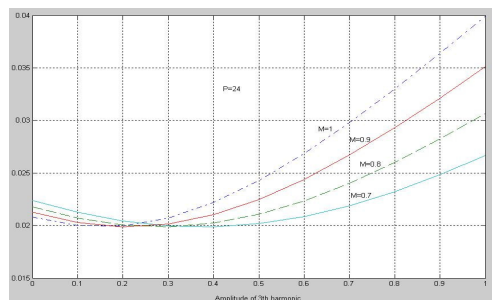
و قرار دادن رابطه (۱۰) در رابطه (۱۳) داریم :

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \{ 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n[\frac{k\pi}{p} + (-1)^{k+1} \frac{\pi M}{2p} \sin(\frac{k\pi}{p}) + (-1)^{k+1} \frac{\pi MR}{2p} \sin(\frac{3k\pi}{p})]) \} \quad (15)$$

برطبق وابستگی بین هارمونی جریان و هارمونی ولتاژ به صورت $I_n = \frac{A_n}{n\omega L}$ ، که در آن L اندوکتانس می باشد، رابطه بین مجموع اعوجاج هارمونیک جریان و دامنه هارمونی ولتاژ به شکل رابطه (۱۶) در می آید.

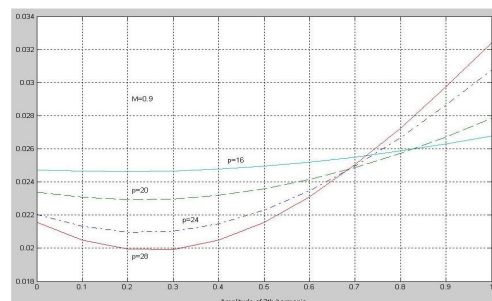
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1}^{\infty} \frac{A_n^2}{n^2}}}{A_1} \quad (16)$$

با قرار دادن A_n از رابطه (۱۵) در رابطه (۱۶) ، این رابطه وابستگی THD به پارامترهای اندیس مدولاسیون (M) ، نسبت فرکانسی (P) و دامنه هارمونی سوّم (R) را نشان خواهد داد. اولین چیزی که در رابطه بدست آمده باید تعیین گردد ، دامنه هارمونی سوّم (R) می باشد که آن را با توجه به شرایط و پارامترهای مختلف بدست خواهیم آورد. منحنی وابستگی بین THD و دامنه هارمونی سوّم با تحلیل در نرم افزار MATLAB ، در نسبت فرکانسی ۲۴ برای اندیس مدولاسیونهای مختلف را در شکل (۲) رسم نموده ایم.



شکل (۲): منحنی وابستگی THD و دامنه هارمونی سوّم در اندیس مدولاسیونهای مختلف

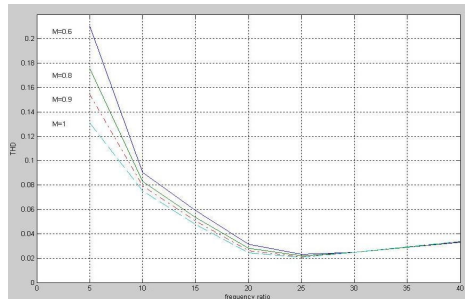
نتیجه مهمی که از این شکل به دست می آید ، آن است که THD برای اندیس مدولاسیونهای مختلف در ۲۵ درصد هارمونی سوّم کمترین مقدار را دارا می باشد. همچنین منحنی وابستگی THD و دامنه هارمونی سوّم در اندیس مدولاسیون ۰/۹ برای نسبتهای فرکانسی مختلف را در شکل (۳) رسم نموده ایم .



شکل (۳): منحنی وابستگی THD و دامنه هارمونی سوّم در نسبتهای فرکانسی مختلف

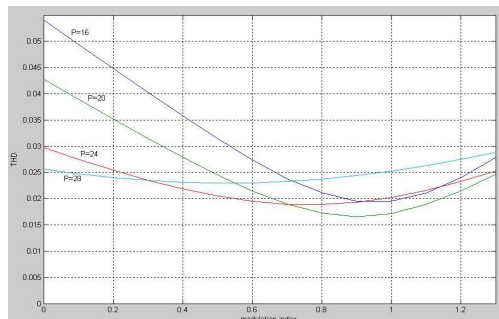
نتیجه ای که از شکل (۳) نیز بدست می آید ، آن است که THD برای نسبت‌های مختلف نیز در ۲۵ درصد هارمونی سوّم کمترین مقدار را دارا می باشد ، یعنی R را باید مساوی 0.25 در نظر بگیریم. حال که دامنه هارمونی سوّم با توجه به معیار مینیمم کردن THD مشخص گردید ، به بررسی کلی این روش و تعیین مناسب ترین نسبت فرکانسی و اندیس مدولاسیون می پردازیم .

با توجه به رابطه (۱۶) ، منحنی ارتباطی THD و نسبت فرکانسی برای اندیس مدولاسیونهای مختلف را در شکل (۴) رسم نموده ایم.



شکل (۴): منحنی وابستگی THD و نسبت فرکانسی در اندیس مدولاسیونهای مختلف

همانطور که از شکل مشخص است در اندیس مدولاسیونهای مختلف ، THD در محدوده نسبت فرکانسی ۲۲ تا ۲۶ دارای مینیمم مقدار می باشد. ما حدّ میانه نسبت فرکانسی یعنی ۲۴ را برای کار خود در عمل انتخاب نموده ایم. همچنین برطبق همان رابطه (۱۶) ، منحنی وابستگی THD و اندیس مدولاسیون را در نسبت‌های فرکانسی مختلف در شکل (۵) رسم نموده ایم.

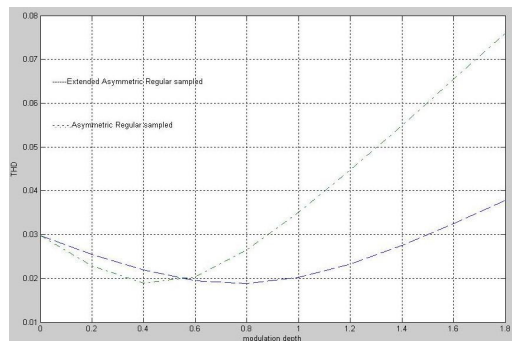


شکل (۵): منحنی وابستگی THD و اندیس مدولاسیون در نسبت‌های فرکانسی مختلف

آنچه از شکل مشخص است در محدوده اندیس مدولاسیون 0.8 تا 1 ، THD دارای مینیمم مقدار برای نسبت‌های فرکانسی مختلف می باشد. در اینجا ما حدّ میانه اندیس مدولاسیون ، مقدار 0.9 را در انجام عملی کار برگزیده ایم . کلیه اشکال (۲) الی (۵) در نرم افزار MATLAB تحلیل و بررسی گردیده اند.

۳) مقایسه با روش نمونه گیری منظم نامتقارن

حال که به بررسی کامل روش بهبود یافته نمونه برداری منظم نامتقارن پرداختیم ، به مقایسه THD جریانی این روش با روش نمونه برداری منظم نامتقارن خواهیم پرداخت .
با توجه به رابطه بین اعوجاج هارمونیک و دامنه هارمونی ولتاژ برای این روشها ، منحنی مقایسه THD این دو روش بر حسب اندیس مدولاسیون در نسبت فرکانسی ۲۴ را در شکل (۶) رسم نموده ایم .



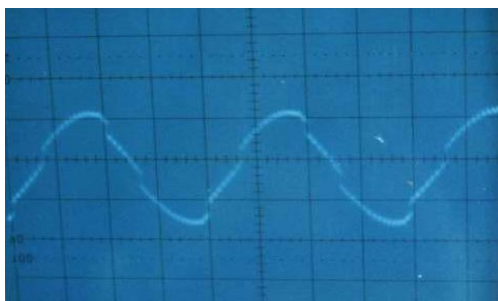
شکل (۶) : منحنی مقایسه THD نمونه گیری منظم نامتقارن و روش بهبود یافته بر حسب اندیس مدولاسیون

همانطور که مشاهده می شود ، برای اندیس مدولاسیون کمتر از ۰/۵۴ ، روش نمونه گیری منظم نامتقارن اندکی THD کمتری دارد ، ولی برای اندیس مدولاسیون بیشتر از این ، روش بهبود یافته به مراتب THD کمتری را دارا می باشد. با توجه به مقدار انتخاب شده ۰/۹ برای اندیس مدولاسیون ، این نمودار نشان از برتری روش بهبود یافته دارد.

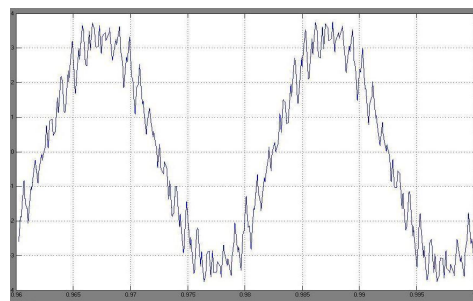
۴) بکارگیری عملی روش بهبود یافته نمونه برداری منظم نامتقارن در کنترل دور موتور سه فاز

مشخصات جریان موتور القایی سه فاز با استفاده از روش نمونه برداری منظم نامتقارن و روش بهبود یافته آن به وسیله شبیه سازی در نرم افزار MATLAB و همچنین به صورت عملی بررسی شده و نتایج آن در اشکال (۷) الی (۱۰) نشان داده شده اند. طیف هارمونیکهای شکل موجهای جریان در دو روش در اشکال (۱۱) و (۱۲) رسم شده اند. با ارزیابی اشکال فوق و انجام محاسبات، مقدار THD برای روش بهبود یافته نسبت به روش معمول حدود ۱۲ درصد بهبود را نشان می دهد که نشان از برتری روش به کار رفته دارد.
مشخصات موتور القایی مورد استفاده به قرار زیر می باشد:

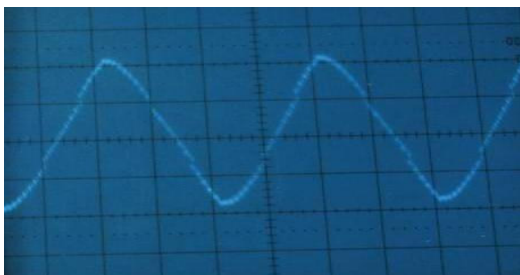
$$L_r = 0.55H \quad L_s = 0.55\Omega \quad R_s = 6.6\Omega \quad P=1.1 KW \quad M=0.488 H \quad R_r = 8.1\Omega$$



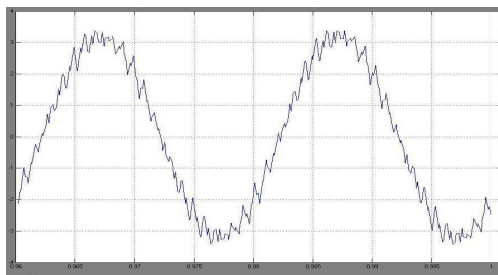
شکل (۸): شکل موج عملی جریان خط در روش نمونه برداری منظم نامتقارن



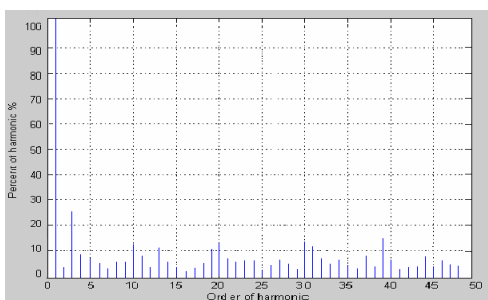
شکل (۷) : شکل موج شبیه سازی شده جریان در روش نمونه برداری منظم نامتقارن



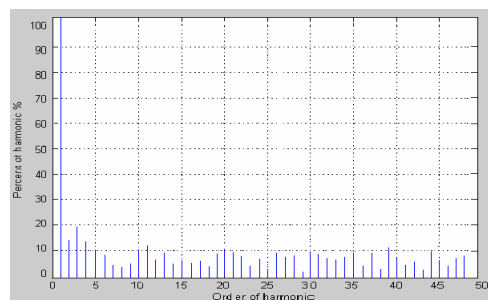
شکل (۱۰): شکل موج عملی جریان در روش نمونه برداری منظم نامتقارن بهبود یافته



شکل (۹): شکل موج شبیه سازی شده جریان نمونه برداری منظم نامتقارن بهبود یافته



شکل (۱۲): طیف جریان خط در روش نمونه برداری منظم نامتقارن



شکل (۱۱): طیف جریان خط در روش نمونه برداری منظم نامتقارن بهبود یافته

(۵) نتیجه گیری و پیشنهاد برای ادامه کار :

در این مقاله نتایج عملی و شبیه سازی کاربرد روش نمونه برداری منظم نامتقارن توسعه یافته به عنوان یکی از روشهای دیجیتال مدولاسیون پهنای پالس مورد بررسی قرار گرفت. این روش در مورد موتور القایی سه فاز اعمال شده و نتایج قابل قبولی از نظر کاهش THD در شکل موج جریان موتور به دست آمد. از شبیه سازی و ساخت عملی بر مبنای این الگوریتم نتایج مشابهی حاصل شده که بیانگر عملکرد موفق سیستم می باشد. در بخش نرم افزاری با استفاده از میکروکنترلرهای با قابلیت بالاتر می توان محدودیتهای در انجام کار را کاهش داده و نتایج را با دقت بالاتری بدست آورد. کارایی و برتری این روش در فیلترهای اکتیو در حال بررسی است و نتایج در آینده ارائه خواهد شد.

۶) مراجع :

- 1-K.Taniguchi,Y.Ogin,H.Irie"PWM Technique for Power MOSFET Inverter"IEEE,Industrial Applications, VOL.30,NO.2,1994,PP,54-61
- 2-S.Mekhilef,N.A.Rahim,Z.A.Kairm,"Analysis of Different Type of PWM for Three phase converter " , IEEE,Industrial Power Electronic 2000,PP,17-21.
- 3-A.Maamoun,M.M.Ahmed,"Microprocessor Control System for PWM IGBT Feeding Three Phase Induction Motor",IEE,Elect.Power Appl.,PP.1354-1359.
- 4-J.A.Houldsworth,W.B.Rosink,"Introduction to PWM Speed Control System for Three Phase AC Motors" , ECA,VOL.2,NO.2,1989,PP.145-153

۵- دکتر علی کرمی ، دکتر زکی بیاکویی ، مهندس محمد جعفری "طراحی و ساخت یک سیستم تخمین سرعت موتور DC با استفاده از شبکه های عصبی" - مجموعه مقالات دوازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران - دانشگاه مشهد - اردیبهشت ۱۳۸۳ - صفحات ۲۳۹ تا ۲۴۵ .

۶-عباس قدیمی . "طراحی وساخت مدار فرمان و کنترل دور موتور القایی به روش PWM". پایان نامه کارشناسی ارشد ، دانشگاه گیلان شهریور ۱۳۸۱ .