

طراحی، شبیه‌سازی و ساخت کنترل سرعت موتور جریان مستقیم آهنربای دائم بدون جاروبک

امین کلاه‌دوز^۱، محسن شاکری^۲، علی جبباری^۳، شعبانعلی گل^۴

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه ساخت و تولید، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل Aminkolahdooz@gmail.com

۲- دانشیار، گروه ساخت و تولید، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل Shakeri@nit.ac.ir

۳- دانشجوی دکتری، گروه ساخت و تولید، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل Jabbari84@gmail.com

۴- مربی، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل Shabangol@yahoo.com

چکیده

در کاربردهای خاص که منابع انرژی محدود و زمان عملیات دارای اهمیت بالایی بوده، استفاده از موتورهای با راندمان بالا و عدم نیاز به تعمیر و نگهداری، مورد توجه زیادی واقع شده است. موتورهای آهنربای دائم بدون جاروبک برای این نوع کاربری کاندیدای مناسبی هستند. در این مقاله، ابتدا مدل ریاضی برای موتور ارائه شده و سپس با استفاده از روش کنترل برداری، نحوه کنترل سرعت موتور مورد بررسی قرار گرفته است. در این پژوهش به منظور کنترل سرعت موتور آهنربای دائم بدون جاروبک از روش کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس استفاده شده است.

جهت ارزیابی روش ارائه شده موتور آهنربای دائم در محیط Matlab شبیه‌سازی شده و نتایج بدست آمده با نتایج آزمایشگاهی مورد مقایسه قرار گرفته است. در واقع تفاوت عمده این پژوهش با دیگر کارهای انجام شده، ساخت کنترل بر اساس استراتژی موجود می‌باشد. نتایج مقایسه نشان می‌دهد که روش ارائه شده دارای کارایی و سرعت عملکرد بالا در کنترل موتور آهنربای دائم بدون جاروبک می‌باشد.

واژه‌های کلیدی

کنترل PI، موتور BLDC، مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، کنترل برداری

۱- مقدمه

موتورهای آهنربای دائم بدون جاروبک^۱ در تجهیزات کامپیوتری، ربات‌ها و وسایل الکتریکی استفاده می‌شوند. راه‌اندازی این‌گونه از موتورها و کارایی آنها در تخمین و ایجاد شکل موج‌های مورد نیاز در کاربردهای گوناگون، از جمله کنترل سرعت موتورها، موجب استفاده روز افزون آنها در صنایع مختلف گردیده است [۱-۳]. به‌عنوان مثال، در سال ۱۹۹۴ موریموتو و همکارانش [۴]، به بهبود عملکرد راه‌اندازها با استفاده از بهینه‌کردن مقدار تلفات الکتریکی که شامل تلفات آهنی و مسی می‌شد پرداختند. بوس [۵] در سال ۲۰۰۲ انواع مختلف موتورهای سنکرون را با موتورهای القایی مقایسه کرد و معادلات مربوط به موتور PM از نوع قطب برجسته را بدست آورد. در سال ۲۰۰۴، جیان زین و همکارانش [۶] با استفاده از روش

کنترل مدولار توانستند سرعت اینگونه موتورها را کنترل کنند. روش‌های زیادی برای کنترل موتورهای آهنربای دائم ارائه شده که همگی دارای روابط ریاضی پیچیده‌ای می‌باشند [۷-۹]. استفاده از الگوریتم‌های هوشمند، برای کنترل این نوع موتورها در سال‌های اخیر متداول شده است [۱۰-۱۱]. از جمله متداول‌ترین روش‌ها برای کنترل موتورها در صنایع، استفاده از مدولاسیون پهنای پالس^۲ می‌باشد. با مطالعه مقالات بر روی روش‌های PWM، مشاهده می‌شود که اکثر طرح‌های آنالوگ، بر مبنای استراتژی کلیدزنی نمونه‌برداری طبیعی صورت‌گرفته‌اند [۱۲]. برای چرخیدن یک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک، سیم‌پیچ‌های استاتور باید به‌ترتیب با توجه به موقعیت روتور کلیدزنی شود. برای این کار می‌توان از یک

$$V_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \rho \lambda_q \quad (3)$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + \rho \lambda_d \quad (4)$$

که ω_r سرعت الکتریکی موتور، R و L به ترتیب مقاومت و اندوکتانس هر فاز و λ_f مقدار شار آهن رباها می باشد. اگر معادلات شار را در روابط ولتاژ جایگزین شود، خواهیم داشت:

$$V_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \lambda_f) + \rho L_q i_q \quad (5)$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q + \rho (L_d i_d + \lambda_f) \quad (6)$$

گشتاور الکتریکی موتور باتوجه به رابطه (۷) بدست می آید:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_q i_q - \lambda_d i_d) \quad (7)$$

این گشتاور طبق رابطه (۸) با گشتاور مکانیکی در ارتباط می باشد:

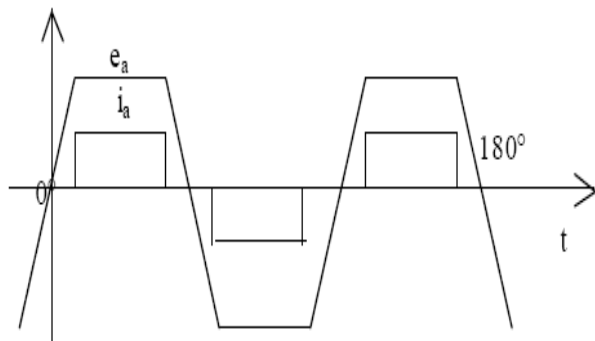
$$T_e = T_c + T_L + B \omega_m + J \frac{d \omega_m}{dt} \quad (8)$$

که ω_m سرعت مکانیکی موتور، T_c ، T_e و T_l به ترتیب گشتاور دندانه ای، گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار می باشند. ثابت B ضریب دمپینگ و J نیز ممان اینرسی دورانی موتور بوده که به ترتیب با سیستم چرخش مکانیکی و بار موتور در ارتباط می باشند. با حل معادله (۸) می توان سرعت مکانیکی موتور را بدست آورد که طبق رابطه (۱۰) در واقع سرعت الکتریکی موتور را خواهیم داشت:

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_c - T_L - B \omega_m}{J} \right) dt \quad (9)$$

$$\omega_m = \omega_r \left(\frac{2}{P} \right) \quad (10)$$

در موتورهای BLDC، نیروهای الکترومغناطیسی e_a ، e_b و e_c به شکل دوزنقه ای بوده که با هم 120° اختلاف فاز دارند. جریان ورودی برای رسیدن به یک گشتاور الکترومغناطیسی ثابت، دارای شکل موج مربعی، همان گونه که در شکل (۲) آمده، می باشد.



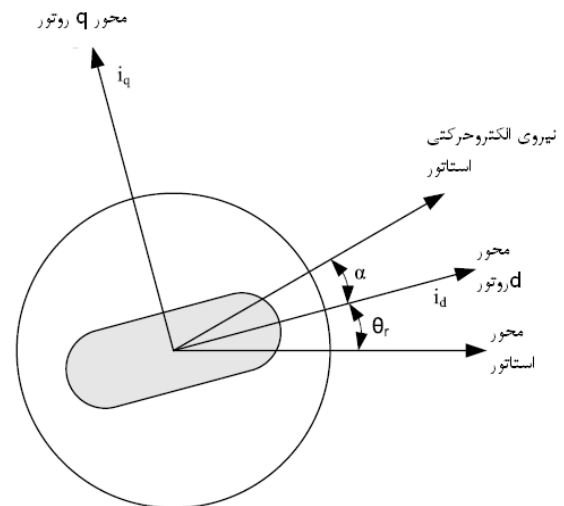
شکل ۲- جریان و EMF فاز a

اینورتر که توسط مدولاسیون پهنای پالس کنترل می شود، استفاده نمود [۱۳-۱۵].

در این پژوهش، ابتدا به مدل ریاضی موتور پرداخته و سپس روش کنترل موتور ارائه می شود. حسن این روش توانایی کنترل سرعت موتور در دو حالت گشتاور پایدار و گشتاور در زمان شار تضعیف شده، می باشد. نتایج شبیه سازی و تست عملی در بخش سوم با هم مقایسه شده اند. و در نهایت با تحلیل نتایج بدست آمده، مقاله جمع بندی شده است.

۲- مدل ریاضی موتور

مدل یک موتور آهن ربا ی دائم در سیستم چرخان d-q در حالت پویا در شکل (۱) نشان داده شده است. در زمان t، محور چرخشی d روتور، زاویه θ_r را با محور استاتور ایجاد می کند و نیروی الکتروحرکتی ۳ استاتور نیز زاویه α را با محور d دارد. mmf استاتور نیز در سرعت مشابهی با سرعت روتور می چرخد.



شکل ۱- محوره های موتور

مدل موتور برای حالتی بدون سیم پیچ دمپر با توجه به فرض های زیر شبیه سازی شده است:

۱. صرف نظر کردن از اشباع مغناطیسی
۲. سینوسی بودن EMF القاء شده
۳. صرف نظر کردن از تلفات فوکو و هیستریزس
۴. عدم به وجود آمدن میدان دینامیکی

معادلات شار به صورت زیر خواهد بود:

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (1)$$

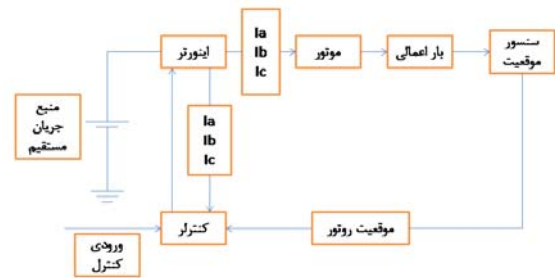
$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_f \quad (2)$$

در این صورت معادلات ولتاژ بدست می آید:

۳- روش کنترل موتور

در این پژوهش کنترل موتور با استفاده از روش کنترل برداری صورت گرفته است. سیم‌پیچ‌های استاتور به وسیله یک اینورتر که توانایی تولید فرکانس و ولتاژهای مختلفی دارد همانند شکل (۳) تغذیه می‌شوند.

روش کنترل برداری در دهه ۱۹۷۰ ارائه شد. در این روش، موتور القائی یا سنکرون می‌تواند به صورت یک موتور DC کنترل کرد. برای داشتن موتور با رفتاری شبیه به موتور DC نیاز به دانستن موقعیت لحظه‌ای شار روتور و در واقع موقعیت آهن‌رباها می‌باشد. این کار را می‌توان توسط سنسورهای نوری انجام داد. این محاسبات توسط ماتریس جریان انجام می‌گردد.



شکل ۳- شماتیکی از سیستم درایو

جریان‌ها با توجه به رابطه زیر بدست می‌آیند:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_r t + \alpha) \\ \cos(\omega_r t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_r t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} (I_m) \quad (11)$$

جریان‌ها در محور d و q نیز با توجه به تابع تبدیل Park به صورت زیر خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = (I_m) \begin{bmatrix} \sin \alpha \\ \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (12)$$

بنابراین معادله گشتاور برابر است با:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) I_m^2 \sin 2\alpha + \lambda_m I_m \sin \alpha \right] \quad (13)$$

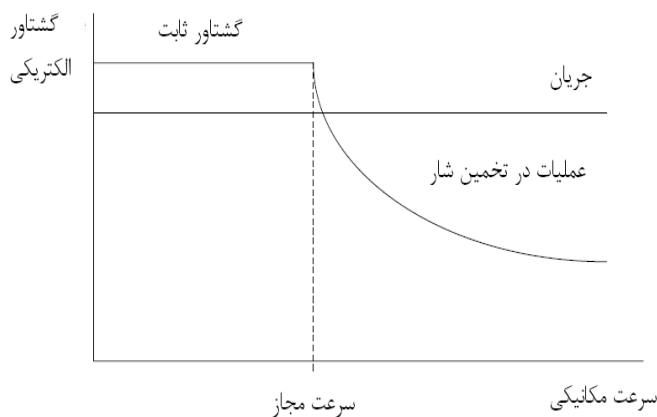
معادله گشتاور برای دو حالت سرعت (گشتاور پایدار^۴ و گشتاور در حالت شار تضعیف شده^۵) وجود دارد. این حالت‌ها بر اساس محدودیت‌های فیزیکی موتور و اینورتر می‌باشند که بر اساس سرعت مجاز موتور صورت می‌گیرند. این حالت‌ها در شکل (۴) مشاهده می‌شوند.

معادله گشتاور برای دو حالت از سرعت موتور به صورت زیر قابل ساده‌سازی است:

$$(1) \text{ اگر گشتاور پایدار باشد، به این معنا است که موتور در سرعتی پائین‌تر از سرعت مجاز در حال کار باشد، در این صورت } i_d \text{ برابر صفر می‌گردد و اگر } \lambda_f \text{ را میدان ایجاد شده به وسیله آهن‌رباها در نظر بگیریم، رابطه گشتاور به صورت رابطه (۱۴) ساده می‌شود:}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \lambda_f i_q \quad (14)$$

(۲) حالت دوم، حالت گشتاور در شار تضعیف شده است، که شار در جهت محور d موتور کاهش می‌یابد. در نتیجه رنج سرعت افزایش پیدا می‌کند. فرآیند به این صورت بوده که درایو موتور برای یک سرعت مشخص، شار مجاز را در حد نهائی خود نگه می‌دارد تا میزان EMF القاء شده نسبت به فرکانس ثابت باقی بماند.

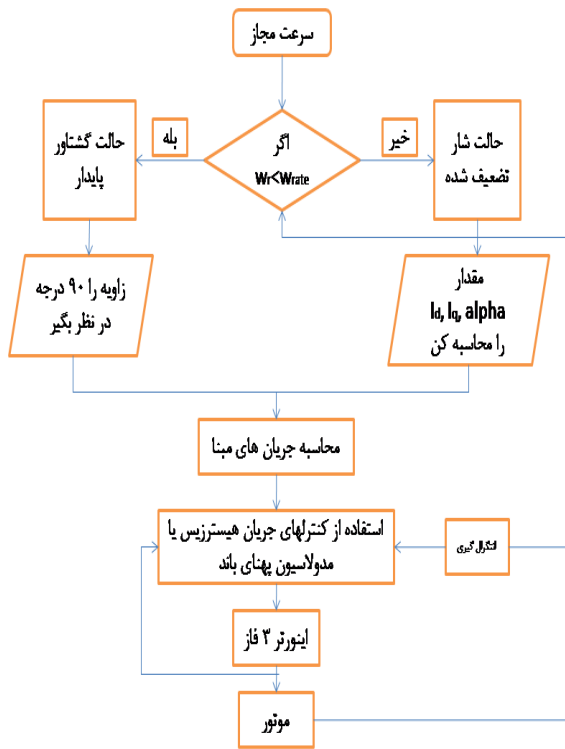


شکل ۴- گشتاور الکتریکی در برابر سرعت

بعد از گذشتن از فرکانس مبنا، نسبت $\frac{V}{f}$ کاهش داده می‌شود تا ولتاژ منبع DC محدود شده و دوباره به سرعت مبنا بازگردد [۱۶]. در واقع کنترل شار تضعیف شده عبارت از افزایش منفی جریان و استفاده از واکنش آرمیچر برای کاهش شار در فاصله هوایی است [۱۷]. در این صورت α و I_m از رابطه (۱۵) و گشتاور از رابطه (۱۳) بدست خواهد آمد.

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right), \quad I_m = \sqrt{i_q^2 + i_d^2} \quad (15)$$

فلوچارت روش مورد بررسی در شکل (۵) آورده شده است. با توجه به انعطاف‌پذیری و گستردگی کاربرد نرم‌افزار Matlab، روش پیشنهادی در آن شبیه‌سازی شده که در شکل (۸) نشان داده شده است. پارامترهای موتور شبیه‌سازی شده در جدول (۱) آمده است. این مدار شامل بخش‌های زیر می‌باشد:



شکل ۶-فلوچارت کنترل موتور

جدول ۱- پارامترهای موتور

| | |
|------------------------|-------------|
| ۶۰۰ دور بر دقیقه | سرعت نامی |
| ۲۰ نیوتن متر | گشتاور نامی |
| ۸ آمپر | جریان نامی |
| ۳۲ | تعداد قطب |
| ۱/۶ اهم | مقاومت |
| ۵۵/۳۴ میلی هانری | L(Ld & Lq) |
| ۰/۰۰۵ کیلوگرم متر مربع | J |
| ۰/۲۸ نیوتن متر ثانیه | B |

۴- ساخت کنترل کننده

بر مبنای استراتژی ارائه شده در بخش قبلی کنترلی ساخته شد. شکل (۹) تصویری از این کنترل کننده ساخته شده را نشان می‌دهد.

(۱) بخش کنترل شامل: کنترل کننده PI و بلوک عملیات‌های مربوط به گشتاور می‌باشد. نحوه عملکرد این بلوک به این صورت است که اگر موتور در حالت گشتاور پایدار باشد (این حالت زمانی اتفاق می‌افتد که $\alpha = 90$ گردد در این موقع i_q برابر I_m می‌گردد). با مساوی صفر قرار گرفتن i_d ، معادله گشتاور به صورت رابطه (۱۴) می‌گردد. با استفاده از رابطه بدست آمده مقدار جریان محور q محاسبه می‌شود. حالت گشتاور در شار تضعیف شده دارای مراحل زیر بوده:

(الف) اندازه‌گیری موقعیت روتور و سرعت ω_r از سنسور نصب شده بر روی موتور.

(ب) محاسبه مقدار جدید از T_e^* .

(ج) محاسبه i_q^* با استفاده از رابطه (۱۴).

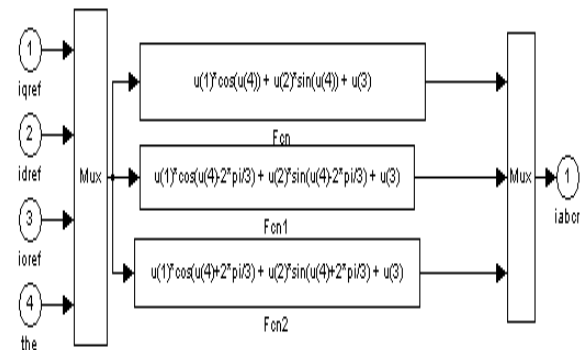
(د) محاسبه i_d^* .

(ه) محاسبه α با استفاده از رابطه (۱۵).

(۲) مبدل جریان‌های d-q به abc با توجه به تابع Park عمل می‌کند. این تابع برای، ولتاژها به صورت رابطه (۱۶) بدست می‌آید.

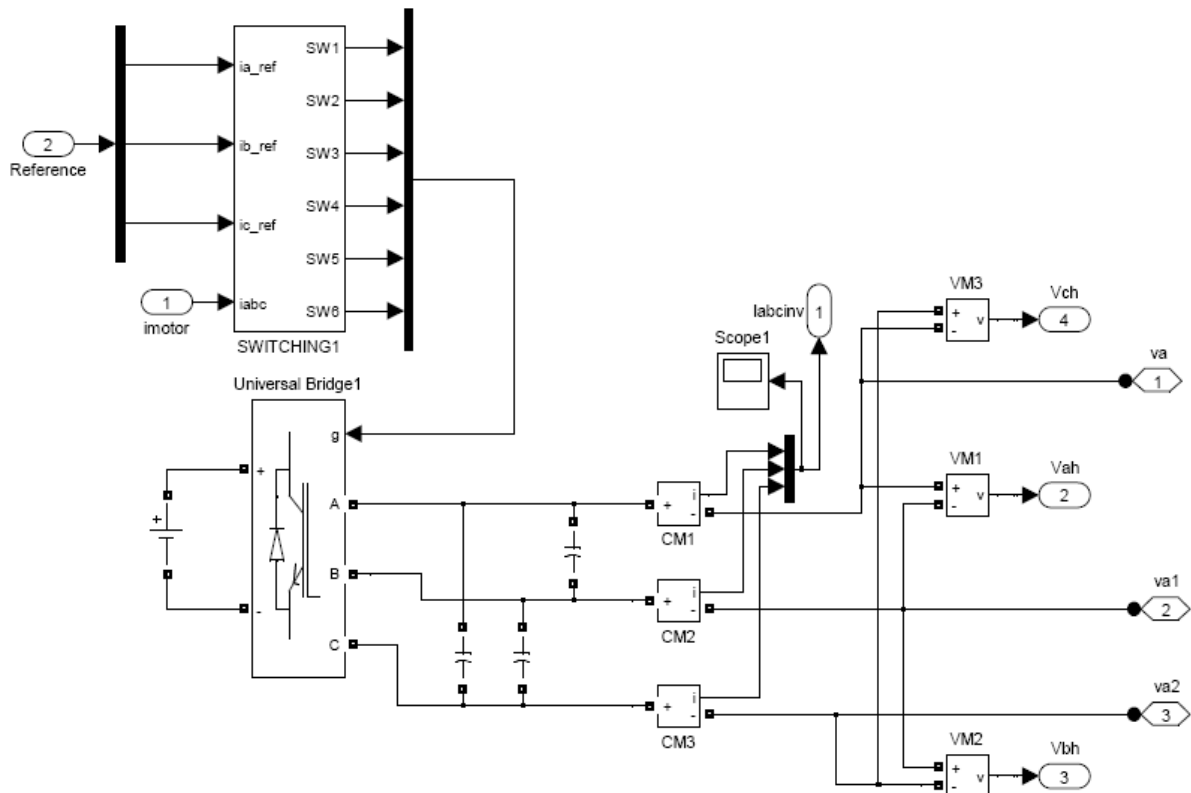
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120) & \cos(\theta_r + 120) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - 120) & \sin(\theta_r + 120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

در شکل (۵) بلوک تبدیلی را مشاهده می‌کنید:

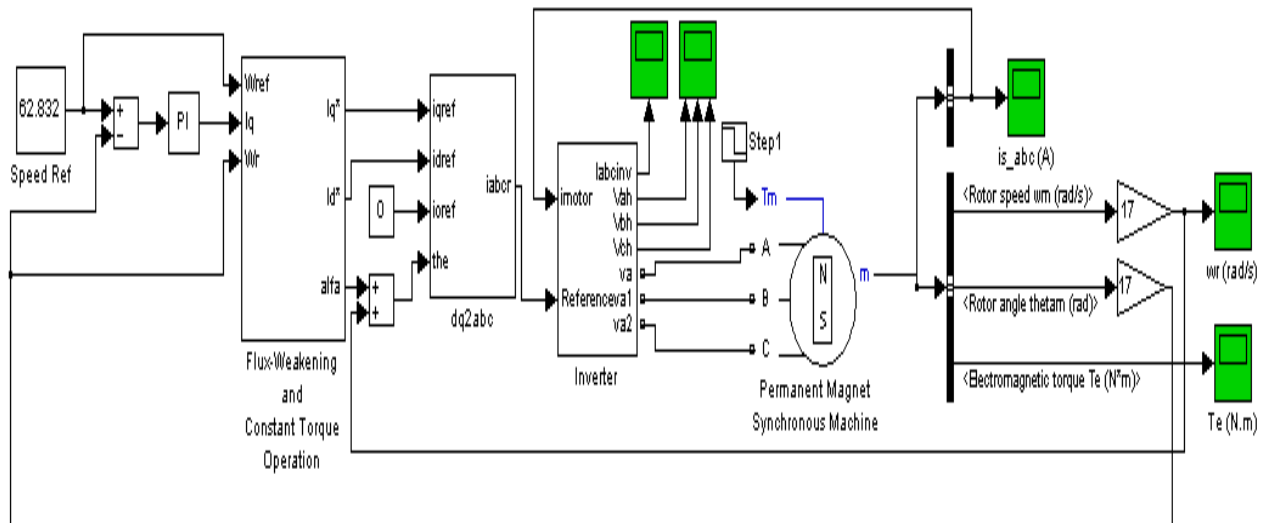


شکل ۵- بلوک تبدیل oqd به abc

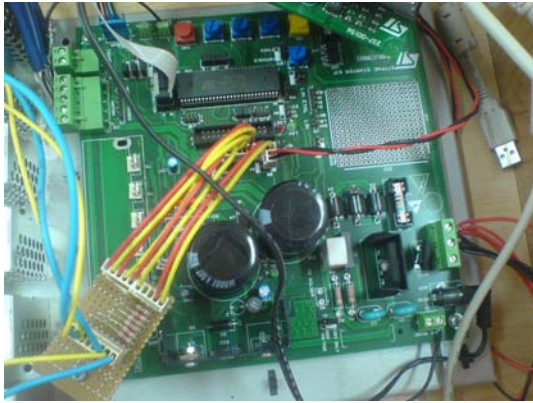
(۳) اینورتر، از کلیدهای IGBT و کنترل کننده PWM ساخته شده است. در این بخش، جریان‌های موتور با جریان‌های مرجع مقایسه شده و پالس‌های لازم جهت کلیدزنی برای حرکت موتور تولید می‌شود. بلوک اینورتر شبیه‌سازی شده در Matlab به صورت شکل (۷) می‌باشد.



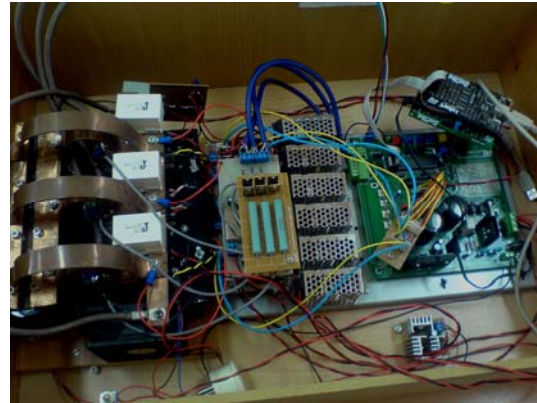
شکل ۷- بلوک اینورتر



شکل ۸- مدار کامل استفاده شده برای شبیه‌سازی



شکل ۱۱- بخش مقایسه‌گر



شکل ۹- کنترل‌کننده

بخش‌های مختلف این کنترل‌کننده به صورت زیر تقسیم‌بندی می‌شوند:

۴-۱- برنامه‌ریز

این بخش واسطه ارتباطی بین کامپیوتر با بخش مقایسه‌گر سیستم می‌باشد (شکل ۱۰). در واقع این بخش پارامترهای کلیدزنی از جمله فرکانس، میزان سرعت مطلوب، بیشترین جریان ممکن، نحوه کلیدزنی و غیره را از کامپیوتر دریافت و به IC موجود در بخش مقایسه‌گر ارسال می‌نماید. برای یک موتور ثابت، بعد از بدست آمدن مقادیر بهینه سیستم می‌تواند از کامپیوتر جدا شده و به صورت مجزا کار کند.

۴-۲- بخش مقایسه‌گر

در این بخش، مقدار جریان‌های مینا با جریان‌های برگشتی از موتور مورد مقایسه قرار گرفته و با استفاده از پارامترهای موجود در حافظه IC، نحوه کلیدزنی مشخص و ارسال می‌گردد (شکل ۱۱).



شکل ۱۰- برنامه‌ریز

۴-۳- فیلترسازی

این بخش در حذف اختلالات موجود در ولتاژهای برگشتی از موتور و عملکرد بهتر در بخش مقایسه‌گر مورد استفاده قرار می‌گیرد (شکل ۱۲).

۴-۴- منابع تغذیه

این بخش میزان ولتاژ و جریان لازم برای کلیدهای IGBT را تأمین می‌نماید (شکل ۱۳).

۴-۵- بخش Power Stage

این بخش از ۳ عدد کلید دوتایی IGBT تشکیل شده و با توجه به پالس‌های دریافتی از بخش مقایسه‌گر اجازه برق‌دار شدن سیم‌پیچ‌ها را می‌دهد (شکل ۱۴). در واقع این بخش از یک طرف به منبع جریان برق مستقیم و از طرف دیگر به سر سیم‌های موتور متصل می‌باشد. در این بخش علاوه بر کلیدهای IGBT، از دو سری خازن استفاده شده است. خازن‌های مورد استفاده جرقه‌های احتمالی در هنگام کلیدزنی را حذف کرده و همچنین باعث کاهش ریپل موتور می‌گردند.

۵- نتایج شبیه‌سازی

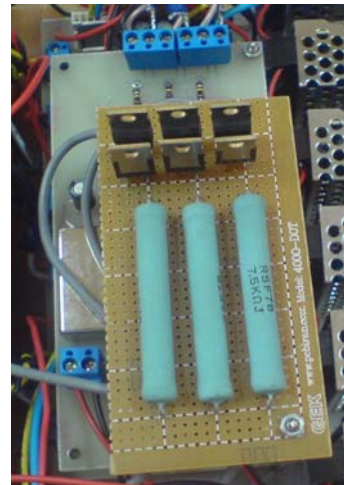
شبیه‌سازی عملکرد موتور بر اساس بلوک دیاگرام شکل (۸) صورت گرفته است. فرکانس کلیدزنی اینورتر و نمونه‌برداری جریان در روش پیشنهادی ۵ KHz می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی بر اساس کنترل سرعت در شکل (۱۹) ارائه شده است.

همان‌طور که انتظار می‌رفت موتور مجبور به تولید گشتاوری بیشتر از گشتاور بار خارجی شده‌است، اصطکاک موجود در بلبرینگ‌ها و وجود ضربان در گشتاور را می‌توان به‌عنوان دلایلی از این امر برشمرد. همان‌طور که مشاهده می‌شود مدت زمان ناپایداری سیستم، بسیار ناچیز و در حد چند دهم ثانیه می‌باشد. که این امر عملکرد مناسب کنترل‌کننده را نشان می‌دهد.

در شکل (۲۰) جریان‌های القاء شده در سیم‌پیچ‌ها نشان داده شده‌است. در زمان اولیه اعمال بار خارجی، کنترل‌کننده جریان بیشتری را برای سیم‌پیچ‌ها ارسال می‌دارد. این کار باعث می‌شود تا موتور بتواند گشتاور اعمالی را تحمل کند.

در شکل (۲۱) سرعت مکانیکی موتور نشان داده شده است. با اعمال بار در زمان $t=0/9$ ، تغییراتی در سرعت مشاهده شده و مجدداً به حالت پایدار بازگشته است.

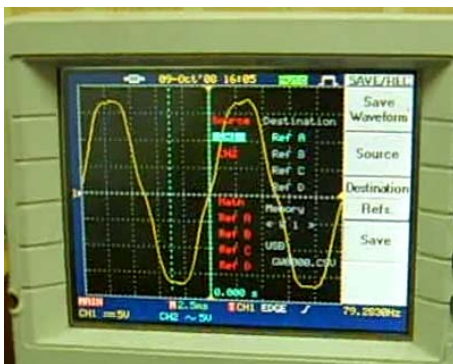
مقدار میانگین جریان موتور در حالت بی‌باری و باردار به ترتیب برابر $1/3$ و $2/73$ آمپر در تست موتور بدست آمده است. بیشترین مقدار جریان دریافتی از اینورتر در این حالت‌ها، به ترتیب برابر $1/8$ و $6/2$ آمپر می‌باشد. نیروی الکترومغناطیسی برگشتی موتور نمونه برای یک فاز اندازه‌گیری شده در شکل (۱۵) نشان داده شده است. شکل (۱۶) نیز شکل موج کلیدزنی را برای هر فاز نشان می‌دهد. این مقادیر با توجه به مشخصات موتور و پارامترهای در نظر گرفته در طراحی درایو قابل قبول می‌باشد.



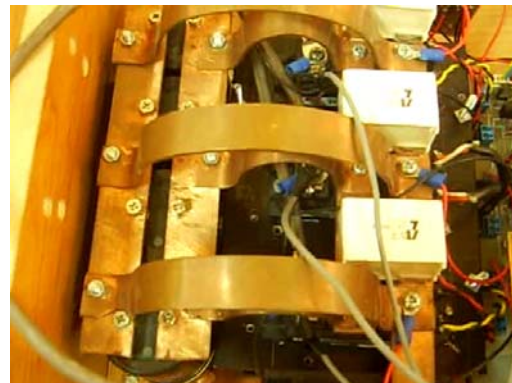
شکل ۱۲- بخش فیلتراسیون



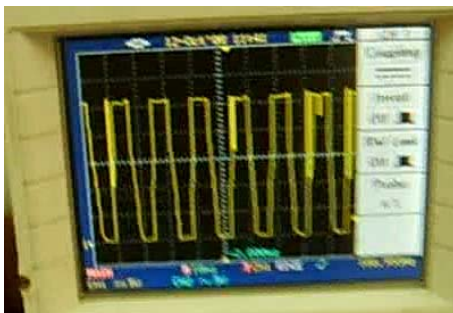
شکل ۱۳- منابع تغذیه



شکل ۱۵- شکل موج BEMF



شکل ۱۴- بخش Power Stage



شکل ۱۶- سیگنال کلیدزنی

بر اساس شکل (۱۹) تا زمان $t=0/9$ موتور بی‌بار بوده و پس از آن گشتاور بار 20Nm به آن اعمال شده است. در این شبیه‌سازی، کنترل سرعت موتور بر اساس ایده کنترل برداری در دو حالت گشتاور پایدار و گشتاور در شار تضعیف‌شده مد نظر بوده‌است.

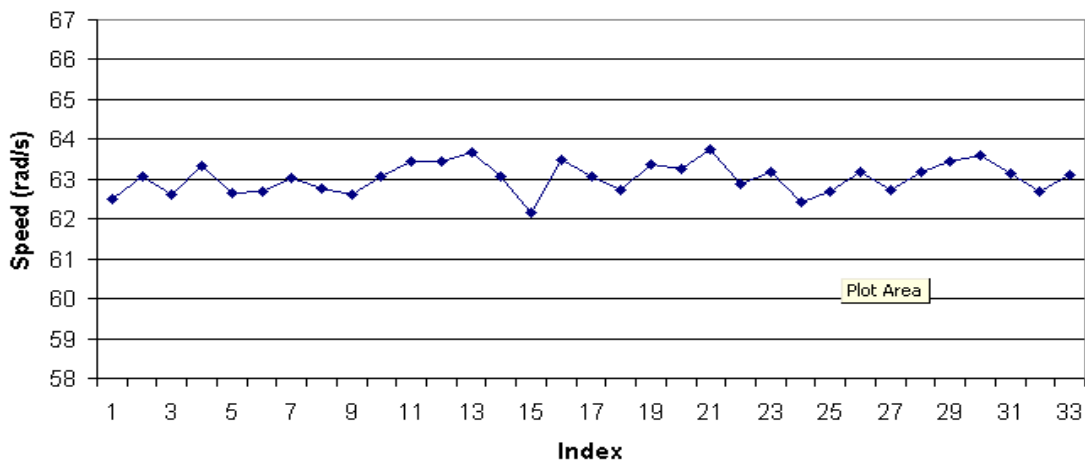
سیستم در حین انجام عملیات، میزان خطای موتور مورد تست، منبع تغذیه ناپایدار و ... می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

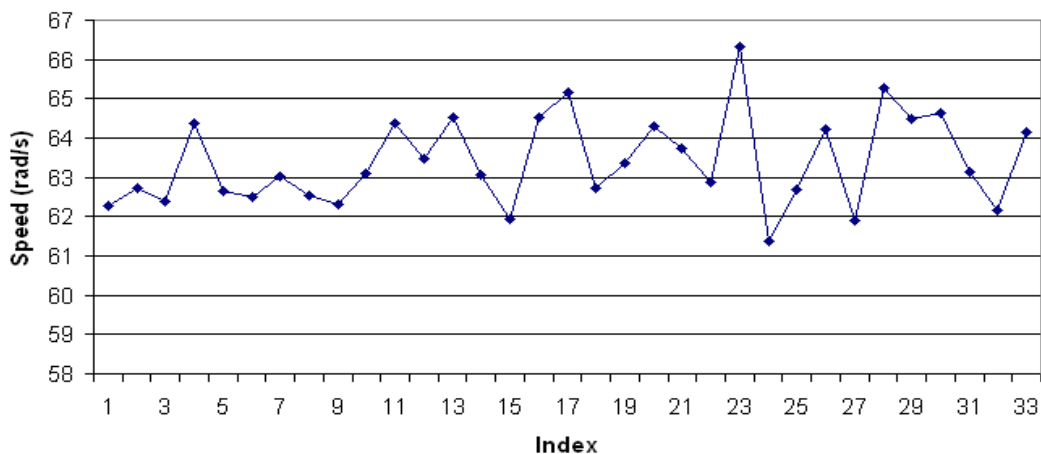
در این مقاله یک الگوریتم کنترل موتور با استفاده از کنترل برداری در حالت‌های گشتاور پایدار و گشتاور در موقعیت تضعیف شار ارائه شده‌است. مدل یک موتور BLDC و همچنین مدل‌های ریاضی برای بخش‌های کنترل و تبدیل‌کننده‌ها با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink شبیه‌سازی شده‌است. کنترل‌کننده به صورت عملی ساخته و تست شده است. نتایج نشان‌دهنده عملکرد مناسب این روش کنترلی در شبیه‌سازی و تست آزمایشگاهی می‌باشند. میزان خطاهای موجود در تست عملی با نتایج شبیه‌سازی را می‌توان به دلایلی از قبیل پارازیت موجود در فضای کاری، عیوب موجود در موتور و مهم‌تر از همه منبع تغذیه ناپایدار ذکر نمود.

شکل (۱۷) نمودار سرعت موتور هنگامی که موتور در حالت بی‌بار بوده و شکل (۱۸) برای حالت باردار را در تست آزمایشگاهی نشان می‌دهد. برای دستیابی به یک مقایسه دقیق‌تر مقدار اعداد نمودارها بر یک اساس رسم شده‌است. به دلیل آنالوگ بودن دستگاه تست محور افقی بر واحد زمان بوده و میزان ۳۳ تغییر را در سرعت نشان می‌دهد نه مدت زمان کارکرد موتور را.

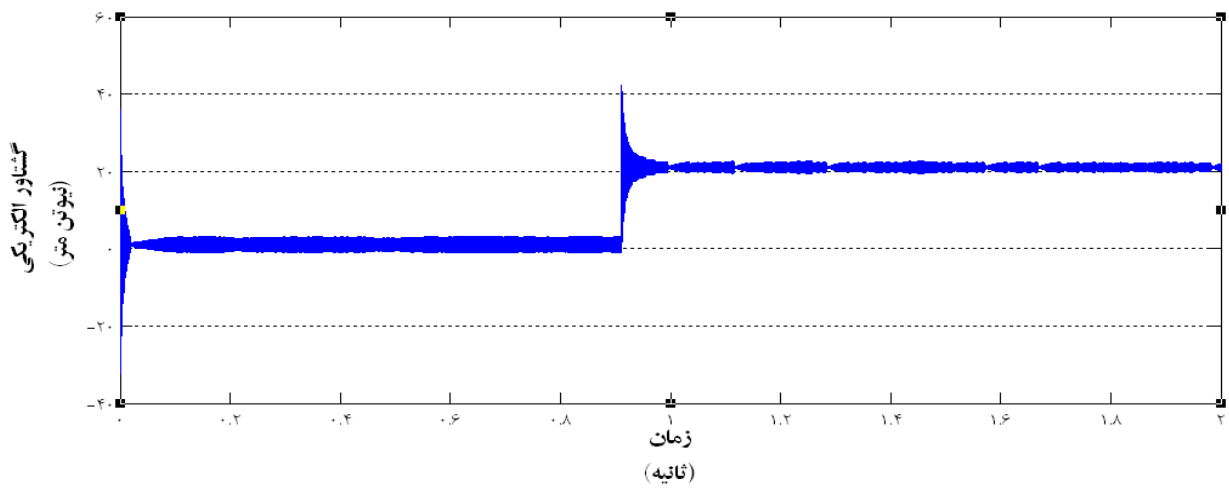
وجود بار خارجی باعث کاهش سرعت موتور می‌گردد و کنترل‌کننده با افزایش میزان جریان ورودی به موتور سعی در ثابت نگه‌داشتن سرعت دارد این امر دلیل میزان نوسانات بیشتر موتور در حالت باردار نسبت به حالت بی‌باری می‌باشد. در کل نتایج بدست‌آمده در تست آزمایشگاهی عملکرد مناسب کنترل‌کننده ساخته شده را به همراه دارد. همان‌گونه که قابل مشاهده است میزان نوسان موتور در حالت تست آزمایشگاهی از میزان نوسانات در شبیه‌سازی بیشتر می‌باشد. دلیل این امر می‌تواند، پارازیت‌های



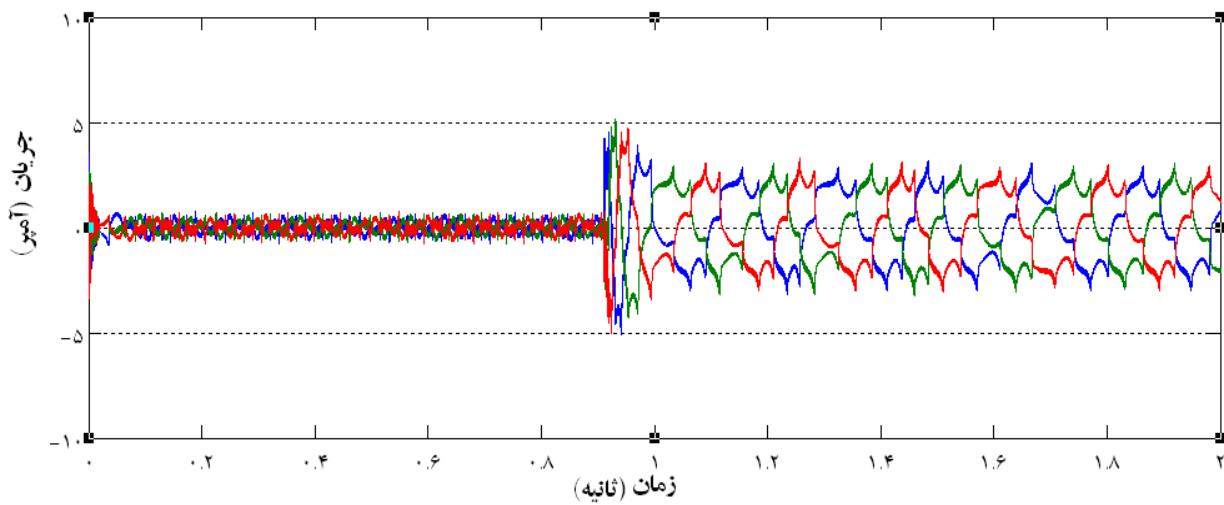
شکل ۱۷- نمودار سرعت بر واحد زمان در حالت بی‌بار



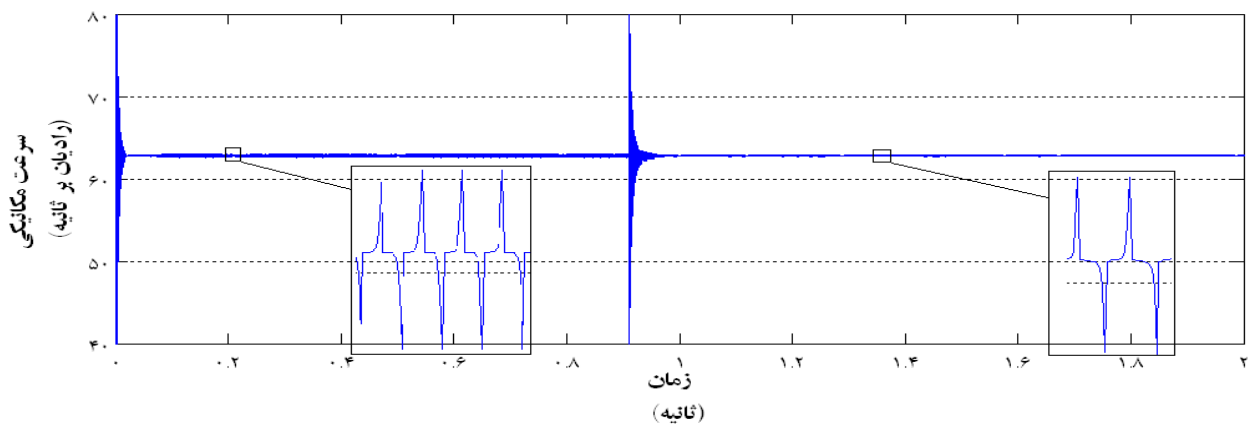
شکل ۱۸- نمودار سرعت بر واحد زمان در حالت باردار



شکل ۱۹- گشتاور الکتریکی در شبیه‌سازی



شکل ۲۰- جریان‌های سه فاز در شبیه‌سازی



شکل ۲۱- سرعت مکانیکی در شبیه‌سازی

- [13] G.J. Su, G.W. Ott, J.W. McKeever, K.S. Samons, R.L. Kessinger; **“Development of a Sensor-less Speed Control Inverter for an Automotive Accessory Permanent Magnet Motor”**, 2000 Future Car Congress, April 2000.
- [14] Datasheet of AN885 from Microchip Technology Inc.
- [15] L. Enrique, C. Arroyo; **“Modeling and Simulation of Permanent Magnst Synchronous Motor Drive System”**, Uni. PUERTO RICO, 2006.
- [16] R. Krishnan; **“Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control Pearson Education”**, Virginia Tech, 2001.
- [17] X. Junfeng, W. Fengyan, F. Jianghua, X. Jianping; **“Flux-weakening control of permanent magnet synchronous motor with direct torque control consideration variation of parameters”**, Industrial Electronics Society, Annual Conference of IEEE, IECON vol.2, pp. 1323-1326, 2004.

۸- پی‌نوشت‌ها

-
- 1- Brushless DC motor (BLDC)
 2- Pulse Width Modulation (PWM)
 3- Electromotive Force (MMF)
 4- Constant Torque Operation
 5- Flux-Weakening Operation

۷- مراجع

- [1] K. Taniguchi, Y. Ogin, H. Irie; **“PWM Technique for Power MOSFET inverter”**, IEEE, Industrial Applications, VOL. 30, No. 2, 1994, P. 54-61.
- [2] S. Mekhilef, N.A. Rahim, Z.A. Karim; **“Analysis of Different Type pf PWM for Three phase Converter”**, IEEE, Industrial Power Electronic 2000, P. 17-21.
- [3] A. Moamoun, M.M. Ahmed; **“Microprocessor Control System for PWM IGBT Feeding Three Phase Induction Motor”**, IEE, Elec. Power Appl., P. 1354-1359.
- [4] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasu; **“Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives”**, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 41, pp. 511-517, 1994
- [5] B. K. Bose; **Modern power electronics and AC drives**, Prentice Hall, 2002.
- [6] X. Jian-Xin, S. K. Panda, P. Ya-Jun, L. Tong Heng, and B. H. Lam, **“A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization”**, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 51, pp. 526-536, 2004.
- [7] Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasu, T., Taniguchi, K. ; **“Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity”**, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 5, P. 866-871, Sep/Oct. 1990.
- [8] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu; **“Current Phase control Methods for PMSMs”**, IEEE Tran. On Power Electronics, vol. 5, No. 2, 1990.
- [9] S. Morimoto, M. Sanda, Y. Takeda; **“Wide-Speed Operation of Interior PMSM with High-Performance Current Regular”**, IEEE Tran. on IA, vol. 30, No. 4, 1994.
- [10] M.A. Rahman, M.N. Uddin, M. Abido; **“An Artificial neural Network for on Line Tuning of Genetic Algorithm based PI Controller for IPMSM Derive”**, Power Conversion Conf., PCC Osaka 2002, P. 154-160.
- [11] M.A. Rahman, M.A. Hoque, C.B. Butt, M.N. Uddin, M. Abido; **“Testing of genetic-PI based Controller for IPMSM derive”**, Industrial Tech., IEEE ICIT, vol. 1, P. 119-124, 2002.
- [12] T.J.E. Miller; **Brushless Permanent-Magnet and Reluctant Motor Drives**, Oxford, 1989.