

مشاهده و کنترل خطای مدولاسیون ناشی از استفاده سیگنال PWM بهینه بصورت Off-Line جهت تغذیه موتورهای سنکرون با توانهای بسیار بالا

علیرضا رضازاده

دانشجوی دکتری گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

پرویز جبه‌دار مارالانی

استاد گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

حسین محسنی

استاد گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران

یواخیم هولتز

استاد گروه ماشینهای الکتریکی و درایو ها - دانشگاه وپرتال - آلمان

(تاریخ دریافت ۷۹/۶/۶، تاریخ تصویب ۸۰/۴/۳۰)

چکیده

موتورهای سنکرون با توانهای حدود مگاوات، در محدوده فرکانسهای کلیدزنی بسیار کم بکار می‌روند و در این موارد اعمال سیگنال فرمان PWM بهینه شده بصورت off-line از لحاظ کاهش تلفات کلیدزنی و مؤلفه‌های فرکانسی ناخواسته مطلوب می‌باشد. با این وصف کیفیت بد حالات گذرای حاصل از این نوع سیگنالها، کاربرد آن را بسیار محدود نموده است. در مقاله حاضر سعی شده است که با توجه به خاصیت پیش‌خور^۱ در مدولاتور PWM، خطای مدولاسیون گذرای حاصل، که ممکن است منجر به تولید جریانهای با دامنه بالا شود، مشاهده و جبران‌سازی شود.

از یک مجموعه موتور-ژنراتور با توان ۸۰ کیلو وات جهت شبیه‌سازی سیستم فوق‌الذکر در ابعاد آزمایشگاهی استفاده شده است. برای تغذیه موتور، از مبدل دو-نقطه‌ای با کلیدهای IGBT که در فرکانس کلیدزنی کم استفاده شده است تا بتوان اینورترهای بر پایه کلیدهای GTO را که برای این توان از موتورهای الکتریکی بکار می‌روند، شبیه‌سازی کرد.

واژه‌های کلیدی : سیگنال فرمان، PWM بهینه، خطای مدولاسیون، مدل ماشین سنکرون، شناسایی، پارامترها، جبران‌سازی خطای مدولاسیون، مجموعه آزمایشگاهی

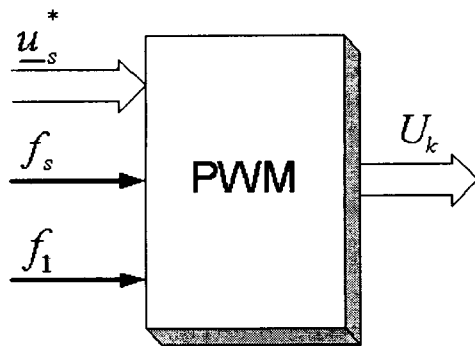
مقدمه

قبولی از اعوجاج هارمونیک در جریان موتور و در نهایت تولید ضربان گشتاور می‌گردد. مصالحه بین تلفات کلیدزنی در نیمه‌های و اعوجاج هارمونیک در جریان موتور، منجر به استفاده از سیگنال PWM سنکرون بهینه شده بصورت Off-line، می‌شود. استفاده از این سیگنال منجر به حداقل شدن هارمونیک شکل موج جریان، و کاهش قابل ملاحظه تلفات هارمونیک، در فرکانس

موتورهای سنکرون توان بالا با تغذیه مبدل PWM، بطور گسترده‌ای در صنایع کاربرد پیدا کرده اند. توان در حد چند مگاوات این موتورها، استفاده از کلیدهای خاصی نظیر GTO را الزامی نموده است. به علت افزایش شدید تلفات کلیدزنی با ازدیاد فرکانس کلیدزنی در این نوع کلیدها، فرکانس کلیدزنی از حد چند صد Hz، فراتر نمی‌رود. این محدوده فرکانسی باعث تولید سطح غیر قابل

کلیدزنی مطلوب، می‌گردد.
سیگنال PWM سنکرون بهینه شده، در حالت دائمی محاسبه می‌گردد. ساختار این سیگنال بگونه‌ای است که در نقاط کار خاصی تغییرات ناگهانی در زاویه آتش کلیدها را پدید می‌آورد. حالات گذرای ناشی از ساختار این سیگنال‌ها ممکن است منجر به فوق جریان‌های شدید گردد که این موضوع برای محرکه‌های با کارایی بالا، نامطلوب است. بدون از دست دادن خاصیت پیش‌خوری سیگنال PWM، بایستی دامنه جریان‌های گذرا به حداقل رسانده شوند. کارهای انجام شده چندی، در مورد کنترل و ردیابی سریع جریان برای موتورهای آسنکرون، با استفاده از مدل‌سازی موتور آسنکرون با اندوکتانس پراکنده کلی آن، به‌عنوان مدل هارمونیک جریانی، انجام شده است [۱-۴]. ماشین سنکرون در مدل و ساختار با ماشین آسنکرون متفاوت می‌باشد. نکته دیگر تفاوت بین و آسنکرون است که به علت اختلاف ساختار این دو نوع موتور، و عمدتاً ناشی از تفاوت اندوکتانس‌های دو محور عمود بر هم d و q ، می‌باشد. در ابتدا باید مدل مناسبی جهت مدل‌سازی هارمونیک جریان موتور سنکرون ارائه گردد و سپس از آن در کنترل خطای مدولاسیون استفاده شود. در نهایت حلقه جریان، بصورت کنترل برداری، برای کنترل کامل کل سیستم به همراه کنترل پیش‌خور خطای مدولاسیون بر روی سیستم آزمایشگاهی امتحان گردیده و کارایی آن نشان داده شود.

کلیدزنی مطلوب، می‌گردد.
سیگنال PWM سنکرون بهینه شده، در حالت دائمی محاسبه می‌گردد. ساختار این سیگنال بگونه‌ای است که در نقاط کار خاصی تغییرات ناگهانی در زاویه آتش کلیدها را پدید می‌آورد. حالات گذرای ناشی از ساختار این سیگنال‌ها ممکن است منجر به فوق جریان‌های شدید گردد که این موضوع برای محرکه‌های با کارایی بالا، نامطلوب است. بدون از دست دادن خاصیت پیش‌خوری سیگنال PWM، بایستی دامنه جریان‌های گذرا به حداقل رسانده شوند. کارهای انجام شده چندی، در مورد کنترل و ردیابی سریع جریان برای موتورهای آسنکرون، با استفاده از مدل‌سازی موتور آسنکرون با اندوکتانس پراکنده کلی آن، به‌عنوان مدل هارمونیک جریانی، انجام شده است [۱-۴]. ماشین سنکرون در مدل و ساختار با ماشین آسنکرون متفاوت می‌باشد. نکته دیگر تفاوت بین و آسنکرون است که به علت اختلاف ساختار این دو نوع موتور، و عمدتاً ناشی از تفاوت اندوکتانس‌های دو محور عمود بر هم d و q ، می‌باشد. در ابتدا باید مدل مناسبی جهت مدل‌سازی هارمونیک جریان موتور سنکرون ارائه گردد و سپس از آن در کنترل خطای مدولاسیون استفاده شود. در نهایت حلقه جریان، بصورت کنترل برداری، برای کنترل کامل کل سیستم به همراه کنترل پیش‌خور خطای مدولاسیون بر روی سیستم آزمایشگاهی امتحان گردیده و کارایی آن نشان داده شود.



شکل ۱: بلوک دیاگرام تولید سیگنال PWM.

در حالت کلی مدل ماشین در چهارچوب روتور به صورت زیر است [۱۰]:

$$\underline{u}_s^{(R)} = r_s \dot{i}_s^{(R)} + j\omega \underline{\psi}_s^{(R)} + \frac{d\underline{\psi}_s^{(R)}}{dt} \quad (2)$$

$$0 = R_D \dot{i}_D + \frac{d\underline{\psi}_D}{dt} \quad (3)$$

$$\underline{\psi}_s^{(R)} = l_s \dot{i}_s^{(R)} + \underline{\psi}_m^{(R)} \quad (4)$$

$$\underline{\psi}_m^{(R)} = l_m \left[\dot{i}_D + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} i_F \right] \quad (5)$$

سیگنال PWM سنکرون بهینه برای موتورهای سنکرون

در فرکانسهای کلیدزنی بسیار کم، انتخاب زوایای کلیدزنی مناسب، α_i ، به منظور محدود نمودن اعوجاج هارمونیک جریان از اهمیت زیادی برخوردار است. الگوی سیگنال PWM سنکرون تابعی از نقطه کار سیستم می‌باشد و بدین صورت آنرا تابعی از m ، اندیس مدولاسیون، N ، شماره پالس یا نسبت فرکانس کلید زنی به فرکانس پایه، در ابتدا محاسبه و با عنوان $P(m, N)$ ذخیره گردیده و در زمان مناسب بکار برده می‌شود.

کننده $\underline{\psi}_m^{(R)}$ ، مطابق (۵)، بدست می آید و در شکل (۲) نشان داده شده است.

با تعریف U_{ph} بصورت شکل (۳)، تابع هزینه جهت حداقل سازی اعوجاج کل هارمونیک جریانی، به فرم زیر خواهد بود

$$\sigma^2 = \frac{1}{T} \int_T [\dot{i}_s(t) - \dot{i}_{s1}(t)]^2 dt \quad (10)$$

با شرط:

$$V_i = m = \frac{u_i}{u_{1six-step}} \quad (11)$$

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_N \leq \pi/2 \quad (12)$$

که در آن \dot{i}_{s1} ، هارمونیک اصلی جریان استاتور V_i ، مؤلفه اصلی ولتاژ فاز در شکل (۳) و α_i زوایای کلیدزنی می باشند. برای محاسبه شکل موج ورودی بهینه، از مدل ماشین در حالت دائمی استفاده می شود. در این حالت از اثر سیم پیچی های میزا کننده صرف نظر می شود یعنی داریم: $i_D = 0$. همچنین جریان تحریک ثابت در نظر گرفته می شود، یعنی: $i_F = cte$. در این حالت، مدل ماشین بصورت زیر ساده می گردد.

$$\underline{u}_s^{(R)} = r_s \dot{i}_s^{(R)} + j\omega \dot{i}_s^{(R)} + j\omega l_m \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \dot{i}_F + l_s \frac{d\dot{i}_s^{(R)}}{dt} \quad (13)$$

با استفاده از تبدیل پارک، مدل ماشین را در مختصات استاتور بصورت زیر داریم:

$$u_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + \omega(\ell_d - \ell_q) \begin{pmatrix} -\sin 2\theta & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta & \sin 2\theta \end{pmatrix} i_{\alpha\beta} + \frac{\ell_d + \ell_q}{2} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + \frac{\ell_d - \ell_q}{2} \begin{pmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{pmatrix} \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + \omega \ell_m \begin{pmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} i_F \quad (14)$$

با صرف نظر از تلفات اهمی و پس از ساده سازی، داریم:

$$\underline{\psi}_D = l_D \dot{i}_D + l_m \left[\dot{i}_s + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \dot{i}_F \right] \quad (6)$$

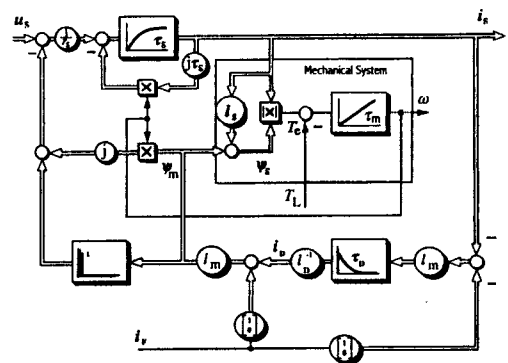
که در آن داریم:

$$l_s = l_{s1} + l_m = \begin{pmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$l_m = \begin{pmatrix} l_{md} & 0 \\ 0 & l_{mq} \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$l_D = \begin{pmatrix} l_{Dd} & 0 \\ 0 & l_{Dq} \end{pmatrix} \quad (9)$$

در این فرمول ها، l_d و l_q ، اندوکتانسهای محورهای d و q در ماشین سنکرون می باشند. کمیت های دارای خط زیرین، کمیت های برداری بوده و همچنین \dot{i}_D جریان سیم پیچی های میزا کننده، \underline{u}_s و \dot{i}_s ، ولتاژ و جریان سیم پیچی استاتور و i_F جریان تحریک می باشند. بالانویس (R) نشان دهنده متغیرها در چهارچوب ثابت روی روتور می باشد که با مختصات $d-q$ نیز نشان داده می شود.



شکل ۲: شماتیک مدل ماشین سنکرون در چهارچوب روتور.

مدل ماشین سنکرون در شکل (۲) نشان داده شده است. این مدل در مراجع [۱] تا [۵] برای موتور آسنکرون بدست آمده است. در موتور سنکرون، شار مغناطیس

$$u_a = u_A = \sum_{k \in S_3} V_{2k+1} \sin[(2k+1)\theta]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) = \sum_{k \in S_3} V_{2k+1} \sin\left[2k+1\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_{2k+1}\right]$$

(۲۱)

با انتگرال گیری و ساده سازی فرمول (۱۸) داریم:

$$i_a = \frac{-1}{2l_d l_q \omega} \left\{ \sum_{\ell=1}^{\infty} \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+1}}{6\ell+1} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+1}}{6\ell-1} \right] \cos[(6\ell+1)\theta] \right.$$

$$\left. + \sum_{\ell=1}^{\infty} \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell+5} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell-7} \right] \cos[(6\ell+5)\theta] \right.$$

$$\left. - (l_d + l_q) V \cos\theta \right.$$

$$\left. - \frac{l_{md}}{l_d} i_f \cos\theta \right.$$

(۲۲)

با حذف مؤلفه اول، جریان هارمونیک استاتور را بصورت زیر داریم:

$$i_m = \frac{-1}{2l_d l_q \omega} \left\{ \sum_{\ell=1}^{\infty} \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+7}}{6\ell+7} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell+5} \right] \cos[(6\ell+7)\theta] \right.$$

$$\left. + \sum_{\ell=1}^{\infty} \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell+5} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+7}}{6\ell+7} \right] \cos[(6\ell+5)\theta] \right.$$

(۲۳)

با تعریف اعوجاج هارمونیک کلی^۲ یا T.H.D. بصورت تعریف شده در [۱۰]، داریم:

$$\sigma = \sum_{\ell=0}^{\infty} \sigma_{\ell}^2$$

(۲۴)

که در آن، داریم:

$$\sigma_{\ell}^2 = \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+7}}{6\ell+7} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell+5} \right]^2$$

$$+ \left[(l_d + l_q) \frac{V_{6\ell+5}}{6\ell+5} - (l_d - l_q) \frac{V_{6\ell+7}}{6\ell+7} \right]^2$$

(۲۵)

در نهایت داریم:

$$\sigma^2 = \sum_{k \in S_1} \left(\frac{V_k}{k} \right)^2 - 2 \frac{l_d^2 - l_q^2}{l_d^2 + l_q^2} \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{V_{6i-1}}{6i-1} \right) \left(\frac{V_{6i+1}}{6i+1} \right)$$

(۲۶)

که در آن:

$$S_3 = \{5, 7, \dots, 6k - 1, 6k + 1, \dots\}$$

(۲۷)

$$u_{ap} = \frac{d}{d\tau} [l_s(\theta) i_{ap}] + l_{md} \frac{d}{d\theta} \left[\begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} i_F \right]$$

(۱۵)

که در آن:

$$l_s(\theta) = \frac{l_d + l_q}{2} I_2 + \frac{l_d - l_q}{2} \begin{pmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{pmatrix}$$

(۱۶)

بنابر این داریم:

$$i_{ap} = l_s^{-1}(\theta) \int \left\{ u_{ap} - l_{md} \frac{d}{d\theta} \left[\begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} i_F \right] \right\} d\tau$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{l_d + l_q}{2l_d l_q} - \frac{l_d - l_q}{2l_d l_q} \cos 2\theta & -\frac{l_d - l_q}{2l_d l_q} \sin 2\theta \\ -\frac{l_d - l_q}{2l_d l_q} \sin 2\theta & \frac{l_d + l_q}{2l_d l_q} + \frac{l_d - l_q}{2l_d l_q} \cos 2\theta \end{pmatrix} \times$$

$$\int u_{ap} d\tau - l_{md} \begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} i_F$$

(۱۷)

پس از ساده سازی داریم:

$$i_{ap} = \frac{l_d + l_q}{2l_d l_q} \int u_{ap} d\tau - \frac{l_d - l_q}{2l_d l_q} \begin{pmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{pmatrix} \times$$

$$\int u_{ap} d\tau - \frac{l_{md}}{l_d} \begin{pmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{pmatrix} i_F$$

(۱۸)

با استفاده از بسط فوریه، ولتاژهای فاز را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$V_A = \sum_{k \in S} V_{2k+1} \sin[(2k+1)\theta]$$

$$V_B = \sum_{k \in S} V_{2k+1} \sin\left[(2k+1)\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

$$V_C = \sum_{k \in S} V_{2k+1} \sin\left[(2k+1)\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

(۱۹)

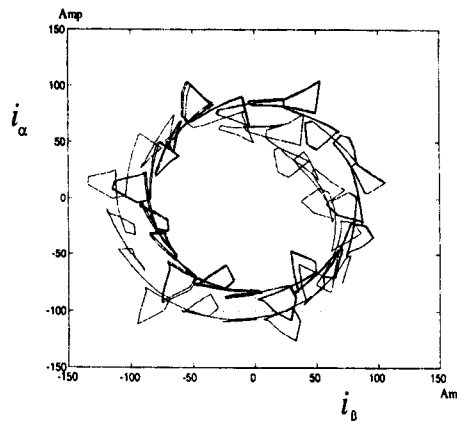
که در آن:

$$S = \{0, 2, 3, 5, 6, 8, 9, \dots\}$$

(۲۰)

با تبدیل ۳-فاز به ۲-فاز، داریم:

همانطور که در شکل (۱) آمده است، سیگنال PWM بهینه تابعی از \underline{i}_s^* به عنوان فرمان ولتاژ و N ، شماره پالس می‌باشد. یک تغییر در فرمان ولتاژ که ناشی از تغییر در فرمان گشتاور یا سرعت می‌باشد، مطابق شکل (۴) می‌تواند باعث تغییر پله‌ای در زوایای بهینه شده α_i شده و تولید حالات گذرای جدی و خطرناک در جریان‌های موتور نماید. این اثر را به وضوح می‌توان در شکل (۵) که جریان‌های اندازه‌گیری شده استاتور موتور در چهارچوب $\alpha - \beta$ می‌باشند، مشاهده نمود. در این شکل جریان‌های استاتور، i_α و i_β ، بر حسب یکدیگر رسم شده‌اند که در حالت عادی متوسط آنها روی دایره‌ای به مرکز مبدأ مختصات قرار می‌گیرند و پس از ایجاد اغتشاش، از این مسیر منحرف گردیده‌اند و با ثابت زمانی‌های ماشین، به مسیر اصلی خویش، باز می‌گردند.



شکل ۵: فوق جریان‌های ناشی از تغییر فرمان.

مشاهده در-زمان خطای مدولاسیون

جریان‌های ماشین در چهار چوب استاتور دارای ۳ مولفه می‌باشند.

$$\underline{i}_s(t) = \underline{i}_{ss}(t) + \underline{\delta}_s(t) \quad (31)$$

$$\underline{i}_{ss}(t) = \underline{i}_{s1}(t) + \underline{i}_{hss}(t) \quad (32)$$

که در آن $\underline{i}_{s1}(t)$ ، مولفه اصلی جریان می‌باشد و $\underline{i}_{hss}(t)$ مولفه هارمونیک جریان در حالت دائمی می‌باشد و $\underline{\delta}_s(t)$

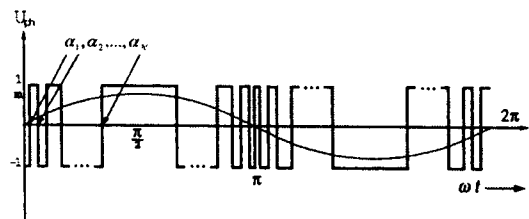
$$V_k = \frac{4}{k\pi} \left[h_0 + \sum_{i=1}^N h_i \cos(k\alpha_i) \right] \quad (28)$$

که طبق تعریف داریم:

$$h = \left[-1, \underbrace{2, -2, 2, \dots, -2, 2}_N \right]^T \quad (29)$$

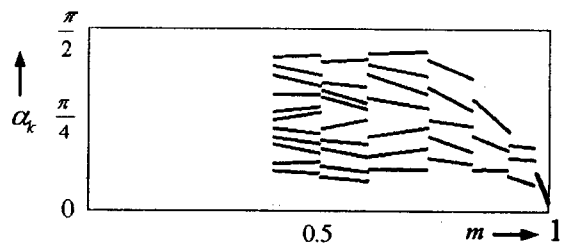
پارامترهای بهینه‌سازی، α_i ، در شکل (۳) نشان داده شده‌اند و داریم:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_N \leq \pi/2 \quad (30)$$



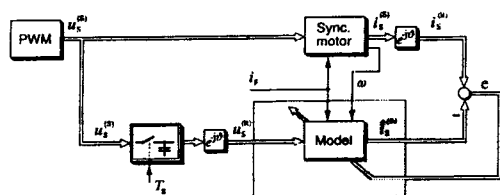
شکل ۳: ولتاژ فاز به صورت PWM.

شرط دیگری که برای بهینه‌سازی وجود دارد، این است که دامنه مولفه اصلی U_{ph} نرمالیزه شده، V_1 ، برابر اندیس مدولاسیون می‌باشد. از این محدودیت می‌توان α_N را بر حسب σ^2 بر حسب $N-1$ پارامتر حداقل نمود. این مساله با روش الگوریتم‌های ژنتیکی قابل حل می‌باشد و نتیجه آن موجود می‌باشد. نمونه این زوایای بهینه شده برای فرکانس کلید زنی، $f_s = 500\text{Hz}$ و نسبت اندوکتانس‌های محورهای d و q ، $L_d/L_q = 1.42$ به فرم شکل (۴) می‌گردد.



شکل ۴: نمونه زوایای کلیدزنی بهینه برای $f_s \leq 500\text{Hz}$ ($L_q/L_d=0.704$).

این مدل تحت شرایط خاصی که در مراجعی نظیر [۶] و [۷] آمده است، قابل شناسایی توسط روش شناسایی حداقل مربعات^۵ می‌باشد. یکی از شرایط اصلی شناسایی پذیری سیستم در این روش، این است که سیگنال ورودی سیستم واقعی باندازه کافی محرک باشد تا بتوان مطمئن بود که مودهای سیستم مورد نظر تحریک شده و در خروجی‌ها تاثیر می‌گذارند. این شرط با وجود سیگنال PWM ورودی با فرکانس در حد چند صد Hz برقرار می‌باشد [۷].



شکل ۶: بلوک دیاگرام شناسایی مدل.

در شکل (۶)، بالانویس (R) نشان دهنده متغیرها در چهارچوب ثابت روی روتور و بالانویس (S) نشان دهنده متغیرها در چهارچوب ثابت روی استاتور می‌باشند.

در اینجا، پارامترهای معادلات (۳۵) و (۳۶)، نشان داده شده‌اند و همانگونه که دیده می‌شود، پس از گذشت چند ده میلی ثانیه، پارامترها همگرا شده و شناسایی با موفقیت انجام می‌پذیرد.

پارامترهای شناسایی شده لزوما دارای تعبیر فیزیکی مستقل نمی‌باشند و همچنین ممکن است دارای offset باشند که این امر می‌تواند ناشی از دینامیک‌های مرتبه بالاتر مدل نشده باشد. اما موضوع کلیدی در این تحلیل، این است که جریان‌ها که خروجی سیستم شناسایی می‌باشند، به مقدار واقعی همگرا شوند. این موضوع با توجه به محرک بودن باندازه کافی سیگنال ورودی تضمین می‌گردد [۶].

در حالت تغییر آهسته پارامترهای موتور، طبیعت بازگشتی روند شناسایی، پارامترهای شناسایی شده را با پارامترهای اصلی متغیر موتور تطبیق می‌دهد. در صورت تغییر شدید پارامترها در اثر تغییر قابل توجه در نقاط مرجع موتور، نظیر اعمال ناگهانی گشتاور بار، با بازگرداندن دوره‌ای

خطای مدولاسیون دینامیکی در جریان استاتور می‌باشد که در حالت گذرا بوجود آمده و با ثابت زمانی‌های ماشین، میرا می‌گردد.

علاوه بر خطای مدولاسیون دینامیکی جریان استاتور، خطای مدولاسیون دینامیکی جریان تحریک نیز در موتورهای سنکرون وجود دارد که بصورت زیر تعریف می‌گردد که این جریان مستقل از حالات گذرای استاتور نمی‌باشد.

$$\underline{\delta}_F(t) = \underline{i}_F^*(t) - \underline{i}_F(t) \quad (33)$$

برای مشاهده خطاهای مدولاسیون بصورت پیش‌خور لازم است مدل مناسبی برای جریان‌های موتور در نظر گرفت.

شناسایی مدل جریانی ماشین

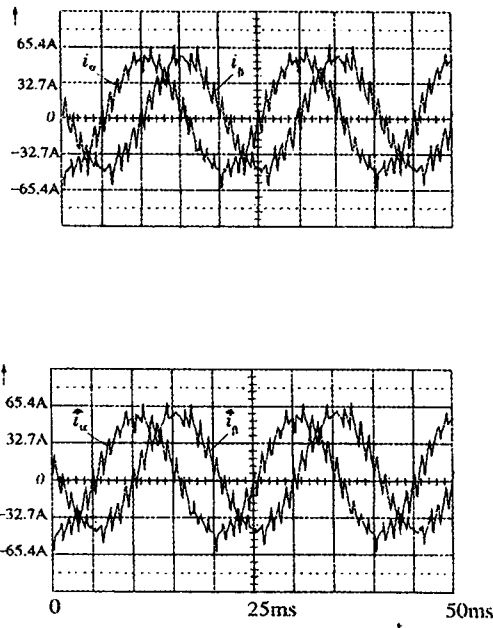
برخلاف موتور آسنکرون، در موتورهای سنکرون، مدل جریان هارمونیک ماشین را بصورت اندوکتانس پراکنده کلی، همانطور که در مراجع [۱] و [۸] آمده است، نمی‌توان در نظر گرفت. مدل ماشین در چهارچوب ثابت روی روتور و پس از گسسته سازی بصورت زیر است.

$$\begin{aligned} \underline{i}_S^{(R)}(k) = & (I - T_{SS} I_S^{-1} T_S) \underline{i}_S^{(R)}(k-1) + T_{SS} I_S^{-1} u_S(k-1) \\ & - z T_{SS} \omega(k-1) \underline{i}_S^{(R)}(k-1) - z T_{SS} I_{md} I_S^{-1} \omega(k-1) \underline{i}_F(k-1) \\ & + I_{md} I_S^{-1} \underline{i}_F(k-1) - I_{md} I_d^{-1} \underline{i}_F(k) \end{aligned} \quad (34)$$

می‌توان دید که مدل در حالت کلی نسبت به متغیرها، غیرخطی می‌باشد، ولی با تعریف پارامترهای $\hat{\theta}_{dq}$ ، بصورت زیر، می‌توان مدل را نسبت به این پارامترها خطی در نظر گرفت. مدل در چهارچوب d-q بدین ترتیب خواهد بود

$$\underline{i}_{Sd}^{(R)}(k) = \begin{pmatrix} \hat{\theta}_{d1} & \hat{\theta}_{d2} & \hat{\theta}_{d3} & \hat{\theta}_{d4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{Sd}^{(R)}(k-1) \\ \omega(k-1) \underline{i}_{Sq}^{(R)}(k-1) \\ u_{Sq}(k-1) \\ \underline{i}_F(k) - \underline{i}_F(k-1) \end{pmatrix} \quad (35)$$

$$\underline{i}_{Sq}^{(R)}(k) = \begin{pmatrix} \hat{\theta}_{q1} & \hat{\theta}_{q2} & \hat{\theta}_{q3} & \hat{\theta}_{q4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{i}_{Sq}^{(R)}(k-1) \\ \omega(k-1) \underline{i}_{Sd}^{(R)}(k-1) \\ u_{Sd}(k-1) \\ \omega(k-1) \underline{i}_F(k-1) \end{pmatrix} \quad (36)$$



شکل ۸: الف- جریان‌های اندازه‌گیری شده استاتور در چهار چوب $\alpha_ \beta$
 ب- جریان‌های مشاهده شده استاتور در چهار چوب $\alpha_ \beta$.

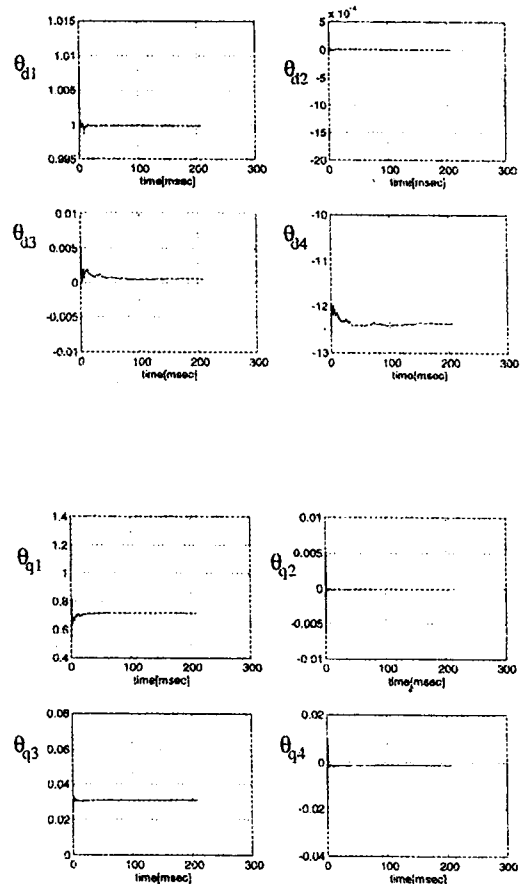
(۸-الف)، توسط سنسور جریان LEM مناسب، اندازه‌گیری شده و توسط A/D موجود در سیستم واسط، به کامپیوتر جهت تنها نمایش تحویل داده شده‌اند و در شکل (۸-ب)، جریان‌های استاتور به کمک فرمول‌های (۳۵) و (۳۶)، و با پارامترهای شناسایی شده، بدست آمده‌اند.

مشاهده خطای مدولاسیون

همان‌طور که قبلاً ذکر گردید، روش ردیابی سریع مسیر حالت سیستم، مشاهده سریع در-زمان خطاهای دینامیکی مدولاسیون را لازم دارد. می‌توان به سادگی خطای مدولاسیون استاتور را به صورت زیر نشان داد.

$$\hat{\delta}_s(t) = \hat{i}_{ss}(t) - \hat{i}_s(t) \quad (37)$$

که در آن $\hat{i}_{ss}(t)$ ، جریان حالت دائمی مشاهده شده و $\hat{i}_s(t)$ جریان کامل مشاهده شده می‌باشد. هر دوی

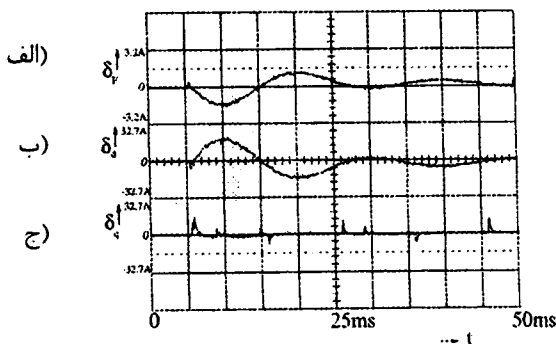


شکل ۷: الف- پارامترهای شناسایی شده در محور d
 ب- پارامترهای شناسایی شده در محور q.

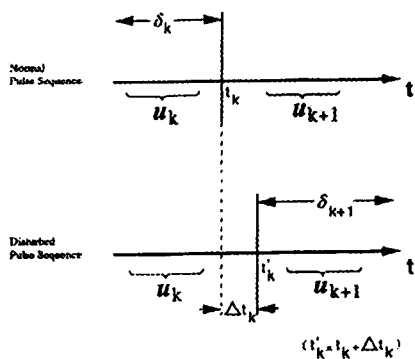
ماتریس کوواریانس در روند روش شناسایی، می‌توان پارامترها را تصحیح نمود.

در شکل (۸) جریان‌های اندازه‌گیری شده و مشاهده شده استاتور در چهارچوب ثابت روی استاتور، نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود این جریان‌های استاتور بخوبی مشاهده شده‌اند.

بدون ارائه و استفاده از تخمین‌گر خطای مدولاسیون، لازم است تا با اندازه‌گیری جریان در حلقه داخلی تولید سیگنال PWM، آنرا بدست آورد و استفاده نمود و این مطلب، مهمترین مزیت روش PWM، که خاصیت پیش‌خوری آن است را از بین می‌برد. لذا روش جبران خطای مدولاسیون، تنها باید با تخمین‌گر حالت بکار برده شود. در واقع جریان‌های نشان داده شده در شکل



شکل ۱۰: الف- خطای مدولاسیون در جریان تحریک موتور
ب وج - خطای مدولاسیون در جریان استاتور در چهارچوب
ثابت روی روتور



شکل ۱۱: ترتیب پالس و خطای مدولاسیون.

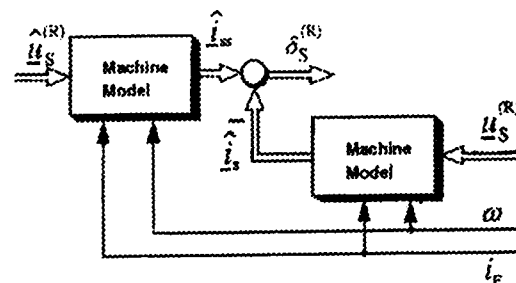
با توجه به مدل شناسایی شده ماشین سنکرون، می‌توان مدل ساده هارمونیک جریانی موتور را به صورت زیر بدست آورد.

$$u_{dh} = I_d \dot{i}_{dh} + I_{md} \dot{i}_F \quad (38)$$

$$u_{qh} = I_q \dot{i}_{qh} + I_{md} \omega (i_F - i_{F1}) \quad (39)$$

که در آن اندیس h ، مشخص کننده مولفه‌های هارمونیک می‌باشد. i_{F1} ، جریان حالت دائمی تحریک و ω ، فرکانس زاویه‌ای الکتریکی موتور می‌باشد. برای ترتیب پالس معمولی مانند آنچه در شکل (۱۱) نشان داده شده است

$\hat{i}_s(t)$ و $\hat{i}_{ss}(t)$ خروجی‌های مدل شناسایی شده (۳۵) و (۳۶) به ورودی‌های به ترتیب، ولتاژ PWM مرجع، \hat{u}_s ، و ولتاژ PWM اندازه‌گیری شده، u_s می‌باشند. این روند در شکل (۹) نمایش داده شده است. در مورد خطای مدولاسیون جریان تحریک مطابق تعریف (۳۳) روش مشابه اعمال می‌گردد و با مدل مشابه قابل پیاده سازی است. لازم به ذکر است که در این شکل خطای مدولاسیون مشاهده شده تفاضل پاسخ‌های سیستم شناسایی شده به ورودی‌های به ترتیب، مرجع و اندازه‌گیری شده می‌باشد.



شکل ۹: دیاگرام بلوکی مشاهده خطای مدولاسیون.

در شکل (۱۰) خطاهای مدولاسیون مشاهده شده در موتور سنکرون تحت تست، در اثر تغییر نمونه‌های اندیس مدولاسیون، نمایش داده شده است.

اصلاح الگوی PWM برای حداقل سازی خطای مدولاسیون

مطابق شکل (۱۱)، علت تولید خطای مدولاسیون، این است که در نقطه زمانی t_k ، ترتیب پالس‌ها از u_k به u_{k+1} باید تغییر نماید. اما این امر در زمان t_{k+1} رخ می‌دهد. این امر باعث تغییر خطای مدولاسیون از δ_k به δ_{k+1} خواهد شد. در اینجا نیز مطابق شکل (۴)، با تغییر m ، اندیس مدولاسیون، در لحظاتی زوایای بهینه دچار پرش شده و مطابق شکل (۱۱) باعث تغییر خطای مدولاسیون می‌شوند.

داریم:

فرض که بازه زمانی Δt_k ، کوچک می‌باشد داریم:

$$\begin{aligned}\Delta\delta_{dk} &= \delta_{dk+1} - \delta_{dk} = \frac{1}{l_d}(u_{dk+1} - u_{dk})\Delta t_k + \frac{l_{md}}{l_d}\delta_F(t'_k) \\ \Delta\delta_{qk} &= \delta_{qk+1} - \delta_{qk} = \frac{1}{l_q}(u_{qk+1} - u_{qk})\Delta t_k + \frac{l_{md}}{l_q}\omega\delta_F(t'_k)\Delta t_k\end{aligned}\quad (50)$$

در چهارچوب استاتور که خطای مدولاسیون در آن چهارچوب باید تصحیح شود داریم:

$$\begin{aligned}\Delta\delta_{dk} &= \delta_{dk+1} - \delta_{dk} = \frac{1}{l_d}[(u_{dk+1} - u_{dk})\cos(\theta) \\ &+ (u_{\beta k+1} - u_{\beta k})\sin(\theta)]\Delta t_k + \frac{l_{md}}{l_d}\delta_F(t'_k) \\ \Delta\delta_{qk} &= \delta_{qk+1} - \delta_{qk} = \frac{1}{l_q}[-(u_{dk+1} - u_{dk})\sin(\theta) \\ &+ (u_{\beta k+1} - u_{\beta k})\cos(\theta)]\Delta t_k + \frac{l_{md}}{l_q}\omega\delta_F(t'_k)\Delta t_k\end{aligned}\quad (51)$$

با دانستن مقادیر متغیرهای خطای مدولاسیون به عنوان $\Delta\delta_{dk}$ و $\Delta\delta_{qk}$ که با الگوریتم شکل (۹) مشاهده شده‌اند، می‌توان حالت‌های کلیدزنی مناسب را با توجه به فرمول (۵۱) بدست آورد و به موتور اعمال کرد تا بتوان در پیروید کلیدزنی بعدی حالت‌های گذرای بهتری داشت.

سیستم اصلی و تحقق عملی سیستم

بلوک دیاگرام سیستم نهایی در شکل (۱۲) نشان

داده شده است. در این مجموعه، ما از یک ماشین سنکرون با تحریک میدان در توان ۸۰ KW، با جریان تحریک دائمی ۲۵ A، با تغذیه اینورتر دوقطه‌ای، استفاده کرده‌ایم. چون خطای مدولاسیون، بستگی به نوع مدولاسیون اعمالی نداشته و مشخصه ذاتی سیستم می‌باشد، در اینورتر ولتاژی مورد استفاده، از مدولاسیون PWM فضای برداری استفاده شده. در این صورت، حالات دائمی جریان سیستم را می‌توان بدون احتیاج به فیلتر نمودن، که تولید تاخیر اضافه در حلقه کنترل می‌نماید، اندازه‌گیری نمود [۵]. در مجموعه آزمایشی که در شکل (۱۲) نشان داده شده است، f_s فرکانس کلیدزنی در حد ۵۰۰ Hz انتخاب شده است. t_e نصف پیروید کلیدزنی و f_{ss} فرکانس نمونه‌برداری که ۱۲ KHz انتخاب شده

$$i_{dh}(t_k) = \frac{1}{l_d} \int_0^{t_k} u_{dhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_d} i_F(t_k) + i_{dh}(0) \quad (40)$$

$$i_{dhSS}(t_k) = \frac{1}{l_d} \int_0^{t_k} u_{dhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_d} i_F(t_k) + i_{dhSS}(0) \quad (41)$$

$$i_{qh}(t_k) = \frac{1}{l_q} \int_0^{t_k} u_{qhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_0^{t_k} i_{Fh} d\tau + i_{qh}(0) - \frac{l_{md}}{l_q} \omega i_{Fh}(0) \quad (42)$$

$$i_{qSS}(t_k) = \frac{1}{l_q} \int_0^{t_k} u_{qhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_0^{t_k} i_{FhSS} d\tau + i_{qSS}(0) - \frac{l_{md}}{l_q} \omega i_{FhSS}(0) \quad (43)$$

و خطاهای مدولاسیون اولیه به صورت زیر می‌باشند:

$$\delta_d(t_k) = i_{dhSS}(0) - i_{dh}(0) \quad (44)$$

$$\delta_q(t_k) = i_{qSS}(0) - i_{qh}(0) + \frac{l_{md}}{l_q} \omega [i_{Fh}(0) - i_{FhSS}(0)] \quad (45)$$

برای ترتیب پالس اعوجاج یافته مطابق شکل (۱۱):

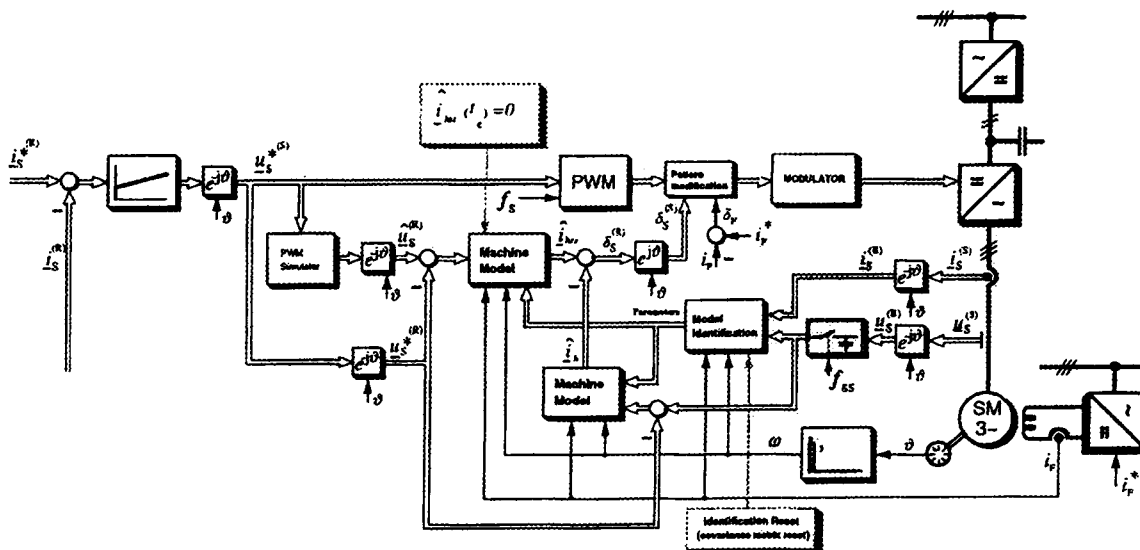
$$i_{dh}(t'_k) = \frac{1}{l_d} \int_0^{t'_k} u_{dhk} d\tau + \frac{1}{l_d} \int_{t_k}^{t'_k} u_{dhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_d} i'_F(t'_k) + i_{dh}(0) \quad (46)$$

$$i_{dhSS}(t'_k) = \frac{1}{l_d} \int_0^{t'_k} u_{dhk} d\tau + \frac{1}{l_d} \int_{t_k}^{t'_k} u_{dhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_d} i_F(t'_k) + i_{dhSS}(0) \quad (47)$$

$$\begin{aligned}i_{qh}(t'_k) &= \frac{1}{l_q} \int_0^{t'_k} u_{qhk} d\tau + \frac{1}{l_q} \int_{t_k}^{t'_k} u_{qhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_0^{t'_k} i_{Fh} d\tau \\ &- \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_{t_k}^{t'_k} i_{Fh} d\tau + i_{qh}(0) - \frac{l_{md}}{l_q} \omega i_{Fh}(0)\end{aligned}\quad (48)$$

$$\begin{aligned}i_{qSS}(t'_k) &= \frac{1}{l_q} \int_0^{t'_k} u_{qhk} d\tau + \frac{1}{l_q} \int_{t_k}^{t'_k} u_{qhk} d\tau - \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_0^{t'_k} i_{FhSS} d\tau \\ &- \frac{l_{md}}{l_q} \omega \int_{t_k}^{t'_k} i_{FhSS} d\tau + i_{qSS}(0) - \frac{l_{md}}{l_q} \omega i_{FhSS}(0)\end{aligned}\quad (49)$$

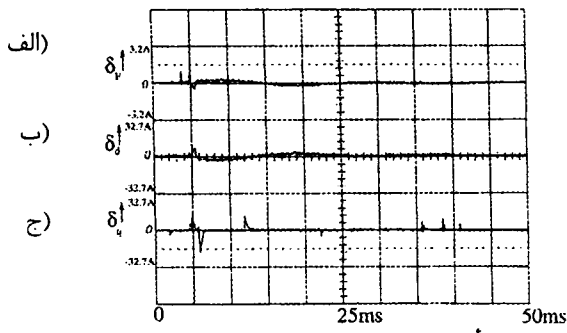
خطای مدولاسیون نهایی، را می‌توان بدست آورد. با این



شکل ۱۲: بلوک دیاگرام سیستم پیاده سازی شده.

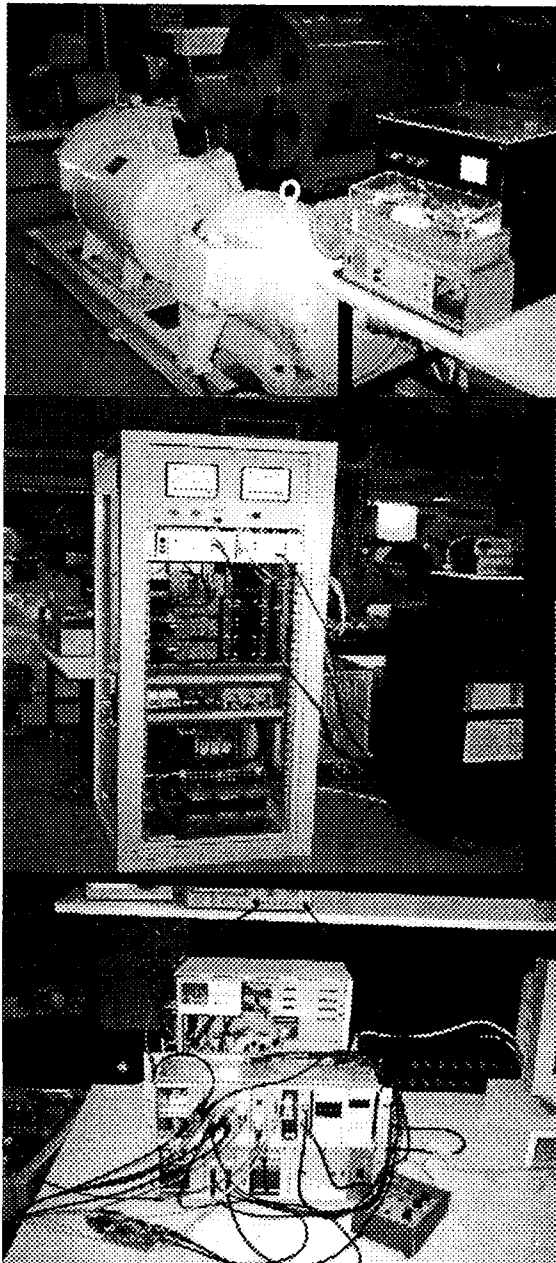
است، می‌باشند. همانطور که ذکر گردید، \hat{i}_s باید در حالت دائمی قرار گرفته باشد و حالات گذرای ناشی از تغییر پله‌ای در سیگنال فرمان نباید در تولید آن دخالت داشته باشد. بنا بر این در هر نصف کلیدزنی، i_c جریان هارمونیک i_{hss} باید مشاهده شود و حالات اولیه در مدل ماشین باید نسبت به آن اصلاح شوند تا در ناحیه دائمی قرار بگیرند. این موضوع در شکل (۱۲)، با استفاده از فرمول $\hat{i}_{hss}(t_c) = 0$ ، در مدولاسیون PWM فضای برداری اصلاح گردیده است [۵] و [۱]. برای رشته پالس‌های بهینه سازی شده، $\hat{i}_{hss}(t_c)$ باید از قبل محاسبه گردیده و ذخیره شده و در زمان مناسب مورد استفاده قرار گیرد. در شکل (۱۳)، خطای مدولاسیون جریان سازی شده، نشان داده شده است. از شکل می‌توان دید که خطای مدولاسیون به سرعت جبران شده است و ردیابی سریع مسیر جریان، بدست آمده است. این امر در شکل (۱۴) برای جریان‌های استاتور در چهارچوب ثابت روی استاتور، نشان داده شده است.

مجموعه کامل آزمایشگاهی، در شکل (۱۵) نمایش داده شده است. در قسمت بالای این شکل، موتور تحریک



شکل ۱۳: الف- جبران خطای مدولاسیون جریان تحریک
ب و ج - جبران خطای مدولاسیون جریان استاتور در چهارچوب ثابت روی روتور.

مجزای سنکرون تحت تست، با توان ۰.۸ KW، و جریان نامی تحریک ۲۵ A، به همراه یک ژنراتور آسنکرون که به عنوان بار از آن استفاده می‌شود نشان داده شده است. در قسمت وسط، اینورتر با کلیدهای IGBT، جهت تغذیه موتور به همراه سیستم منبع تغذیه DC جهت تغذیه سیم‌بندی تحریک موتور سنکرون، نشان داده شده است.



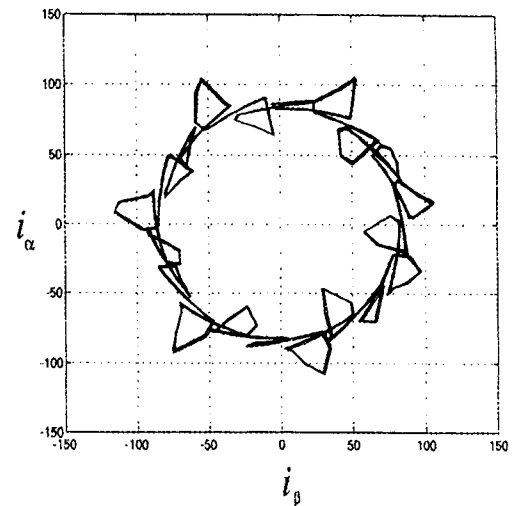
شکل ۱۵: مجموعه آزمایشگاهی.

- موتور سنکرون تحت تست کوپل شده به یک ژنراتور
سنکرون به عنوان بار.

- اینورتر محرک موتور سنکرون تحت تست.

-مجموعه واسطه بین اینورتر و کامپیوتر جهت تست های
مربوطه.

امکان تحقیقات در دانشگاه Wuppertal کشور آلمان
جهت انجام این پروژه را فراهم آورده و معاونت پژوهشی
دانشگاه تهران که کمال همکاری را در انجام این پروژه
مبذول داشت، کمال تشکر را داشته باشیم.

شکل ۱۴: مسیر حالت جریان استاتور جبران سازی شده در
چهارچوب ثابت روی استاتور.

در قسمت پایین شکل، مجموعه سیستم واسطه بین
سیستم موتور-اینورتر و کامپیوتر، که سیستم کنترل
توصیف شده به زبان C در آن نوشته شده است، دیده
می شود.

نتیجه گیری

گرچه استفاده از سیگنال PWM بهینه شده بر
اساس حداقل سازی اعوجاج هارمونیک کل، در
محرکه های با توان بالا بسیار جذاب است، عملکرد با
کارایی ضعیف این روش از نظر حالت های گذرای بوجود
آمده، کاربرد آنرا تاکنون محدود کرده بود. در این مقاله، با
شناسایی مدل جریانی موتور سنکرون و استفاده از
سیگنال فرمان PWM پیشخور در تغذیه اینورتری موتور
سنکرون، خطای مدولاسیون بوجود آمده در اثر تغییر
سیگنال های فرمان نظیر سرعت یا گشتاور، جبران شده
است و حلقه جریان کنترل برداری سیستم موتور سنکرون
بطور کامل بسته و روی مجموعه آزمایشگاهی تست
گردیده است.

قدردانی و تشکر

در اینجا لازم است که از مؤسسه DAAD که

مراجع

- 1 - Holtz, J. and Beyer, B. (1991). "Off-line optimized synchronous pulse width modulation with on-line control during transients." *EPE Journal*, Vol. 1, No. 3, PP.193-200.
- 2 - Holtz, J. and Beyer, B. (1992). "The trajectory tracking approach – a new method for minimum distortion PWM in dynamic high power drives." *IEEE Industrial Appl. Society Annual Meeting*, Hoston / Tx.
- 3 - Holtz, J. and Beyer, B. (1992). "Optimal synchronous pulse-width modulation with a trajectory tracking scheme for high dynamic performance." *Applied Power Electronic Conference APEC*.
- 4 - Holtz, J. and Beyer, B. (1995). "Fast current trajectory control based on synchronous optimal pulse width modulation." *IEEE Trans. Industry Appl.*, PP.1110-1120.
- 5 - Holtz, J. (1989). "Pulsewidth modulation—a survey." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 39, PP.410-420.
- 6 - Astrom, K. J. and Wittenmark, B. (1989). *Adaptive control*. Addison Wesley.
- 7 - Ljung, L. and Soderstrom, L. (1983). "Theory and practice of recursive identification." *Cambridge, Mass.:MIT Press*.
- 8 - Paderborn, J. (1995). "Optimal pulse width modulation techniques for high-power voltage-source inverters." *VDI VERLAG*.
- 9 - Fitzgerald, Kingsley, Umans. "Electric Machinery", Mc Graw Hill, 1985.
- 10 - Boldea, Nasar. "Vector Control of AC Drives", CRC Press, 1992.

واژه های انگلیسی به ترتیب استفاده در متن

- 1 – Feed Forward
- 2 – Total Harmonic Distortion
- 3 – Over Current
- 4 – On-Line
- 5 – Least Square Estimation
- 6 – Space Vector PWM