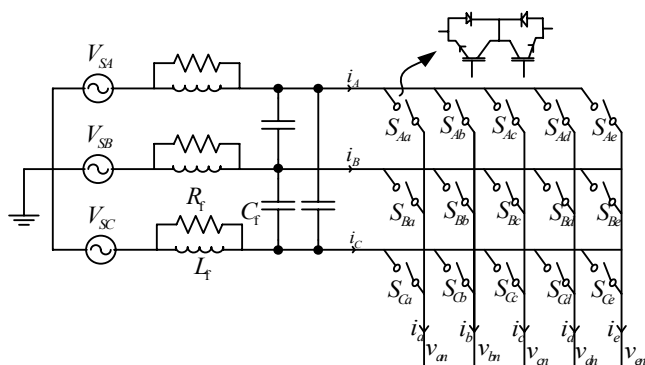


کنترل دور موتور سنکرون مغناطیس دایم پنج فاز تغذیه شده با مبدل ماتریسی در شرایط نامتعادلی ولتاژ منبع

برزو یوسفی، سودابه سلیمانی مورچه خورتی، بابک مظفری و سیداصغر غلامیان



شکل ۱: دیاگرام یک مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز.

پنج فاز، مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز معرفی شده است [۷] تا [۹] (شکل ۱).

در مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز می توان نشان داد که با استفاده از درجه آزادی های بیشتر مبدل ماتریسی می توان یک جدول سوئیچینگ بهینه ارائه نمود که با استفاده از آن، ضمن برطرف نمودن مشکلات هارمونیک فرکانس پایین این موتورها، ریبیل گشتاور و شار کاهش یافته و همچنین کنترل ضریب توان ورودی صورت می گیرد [۱۰] و [۱۱].

از آنجایی که ولتاژهای ورودی مبدل ماتریسی مستقیماً از ولتاژهای منبع ورودی و با حذف مدارات واسطه تأمین می شوند، یکی از عواملی که استفاده از این مبدل ها را ناکارآمد می نماید وجود نامتعادلی ولتاژ در شبکه سه فاز ورودی است. در یک سیستم سه فاز، نامتعادلی ولتاژ هنگامی اتفاق می افتد که دامنه ولتاژها و (یا) زاویه فاز ولتاژها متفاوت با حالت تعادل باشد. مسئله نامتعادلی ولتاژ منبع می تواند به عنوان یکی از مهم ترین عوامل اغتشاش و کاهش کیفیت توان در شبکه های فوق باشد که موجب نامتعادلی جریان های استاتور، نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی، کاهش بازده، تغییرات ضریب قدرت موتور، افزایش دمای موتور، افزایش تلفات موتور و کاهش ظرفیت نامی خواهد شد [۱۲] و [۱۳].

دلایل عمده نامتعادلی منبع ولتاژ به خاطر عملکرد نادرست تجهیزات کنترل ضریب توان، وجود نامتعادلی و یا ناپایداری در منبع تغذیه ولتاژ، توزیع غیر یکنواخت بارهای تک فاز در شبکه سه فاز و خطاهای ناشناخته تک فاز به زمین است.

با توجه به این که کاربرد موتوره های پنج فاز PMSM با مبدل ماتریسی عموماً در مواردی است که مسئله کنترل دقیق سرعت و گشتاور و بهبود سایر پارامترها از اهمیت زیادی برخوردار است، در صورت نامتعادلی در شبکه ورودی سه فاز، بررسی رفتار این موتورها و ابداع روشی جدید برای از بین بردن تأثیر نامتعادلی بر فرایند کارکرد آنها از اهمیت شایانی برخوردار است.

این مقاله برای حل این مسئله یک روش کنترل مستقیم توان را معرفی می نماید. در ابتدا معادلات توان و گشتاور موتور بسط داده شده و مؤلفه های نوسان ساز که به واسطه عدم تعادل ولتاژ در این معادلات وارد

چکیده: موتوره های سنکرون مغناطیس دایم پنج فاز اغلب کاربردهای خاص صنعتی و نظامی دارند که در آنها کنترل سرعت و طراحی مناسب درایو با حجم کوچک تر و قابلیت اطمینان بالاتر از اهمیت به سزایی برخوردار است. استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز تکنیک مناسبی است که در ساختار چین درایوهای استفاده می شود. از آنجایی که ولتاژهای ورودی این مبدل های ماتریسی مستقیماً از ولتاژهای منبع تغذیه سه فاز تأمین می شوند یکی از عواملی که استفاده از این مبدل ها را ناکارآمد می نماید وجود نامتعادلی ولتاژ در شبکه سه فاز است که موجب نامتعادلی جریان های استاتور، نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی، کاهش بازده و ... خواهد شد. در این مقاله با استفاده از روشی مبتنی بر کنترل مستقیم توان و حذف عوامل نوسان ساز گشتاور، مشخصه های سرعت، گشتاور و شار این نوع موتورها در شرایط نامتعادلی ولتاژ منبع بهبود یافته و دارای کمترین تغییرات و نوسانات خواهند شد. شبیه سازی و مقایسه منحنی ها و نتایج با استفاده از نرم افزار Matlab/Simulink انجام شده است.

کلیدواژه: سرعت، گشتاور، موتور سنکرون مغناطیس دایم پنج فاز، مبدل ماتریسی.

۱- مقدمه

موتوره های سنکرون مغناطیس دایم پنج فاز^۱ (PMSM) نسبت به موتوره های الکتریکی القایی سه فاز مرسوم با ابعاد فیزیکی یکسان دارای ویژگی هایی از قبیل بازده بالا، قابلیت اطمینان و چگالی توان بیشتری می باشند. عموماً کاربرد این موتورها به موارد خاص صنعتی و نظامی مانند سیستم رانش سامانه های دریایی، خودروهای هیبرید، صنایع هوا و فضا و ... مربوط می شود. در اغلب این موارد، کنترل سرعت و طراحی درایو مناسب با حجم کوچک تر و قابلیت اطمینان بالاتر از اهمیت به سزایی برخوردار است [۱] تا [۳].

یکی از روش های رایج برای کنترل این موتورها در ساختار درایو آنها، استفاده از اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز با فرکانس سوئیچینگ متغیر است [۴] و [۵]. مهم ترین عیب این روش وجود هارمونیک های فرکانس پایین ولتاژ و ریبیل بالای گشتاور الکترومغناطیسی می باشد [۶].

برای از بین بردن دو عیب فوق به جای استفاده از اینورتر منبع ولتاژ این مقاله در تاریخ ۱ آذر ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۳۱ شهریور ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

برزو یوسفی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، تهران، (email: borzo.yousefi@srbiau.ac.ir).

سودابه سلیمانی مورچه خورتی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، تهران، (email: ssoleymani@srbiau.ac.ir).

بابک مظفری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، تهران، (email: bmozafari@srbiau.ac.ir).

سیداصغر غلامیان، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی، بابل، (email: gholamian@nit.ac.ir).

می‌شوند، جدا می‌گردند. سپس با استفاده از مولد مرجع توان اکتیو و راکتیو، مرجع توان کنترلر به طریقه‌ای تنظیم می‌شود که گشتاور الکترومغناطیسی ماشین تغییر نکند، بدین معنی که توان اکتیو و راکتیو تولیدشده به وسیله مولد مذکور بایستی به درستی مرجع توان مطلوب را دنبال کنند. بدین ترتیب با حذف عوامل نوسان‌ساز گشتاور، مشخصه‌های سرعت، گشتاور و شار بهبود می‌یابد. شبیه‌سازی و مقایسه منحنی‌ها با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink انجام شده است.

۲- مدل‌سازی موتور مغناطیس دایم سنکرون پنج‌فاز

معادله ولتاژ استاتور را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} V_s &= R_s I_s + \frac{d\Lambda_s}{dt} \\ \Lambda_s &= L_{ss} I_s + \Lambda_m \end{aligned} \quad (۱)$$

که R_s ماتریس مقاومت استاتور، Λ_s شار پیوندی فاصله هوایی، L_{ss} ماتریس اندوکتانس استاتور شامل اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل و Λ_m ماتریس شار ناشی از دیدگاه استاتور که به وسیله مغناطیس دایم تولید می‌شود می‌باشد و به صورت زیر نوشته می‌شود

$$\Lambda_m = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{5}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{5}) \\ \sin(\theta_r + \frac{4\pi}{5}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (۲)$$

λ_m اندازه شار مغناطیس دایم و θ_r موقعیت روتور می‌باشد. برای انتقال مؤلفه‌های سیستمی پنج‌فاز از فضای abcde به زیرفضاهای عمود بر هم $(\alpha - \beta)$ و $(Z_1 - Z_2)$ یعنی $(Z_1 - Z_2 - 0)$ از معادلات زیر استفاده می‌شود

$$f_{\alpha-\beta}^s = \frac{2}{5} (f_{as} + af_{bs} + a^2 f_{cs} + a^4 f_{ds} + a^3 f_{es}) \quad (۳)$$

$$f_{z_1-z_2}^s = \frac{2}{5} (f_{as} + a^2 f_{bs} + af_{cs} + a^4 f_{ds} + a^3 f_{es}) \quad (۴)$$

در روابط فوق $a = \exp(2\pi/5)$ می‌باشد.

با اعمال معادلات انتقال (۳) و (۴) به معادله ولتاژ استاتور (۱) داریم

$$\begin{cases} V_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \omega \lambda_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \\ V_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} - \omega \lambda_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \\ V_{z_1 s} = r_s i_{z_1 s} + \frac{d\lambda_{z_1 s}}{dt} \\ V_{z_2 s} = r_s i_{z_2 s} + \frac{d\lambda_{z_2 s}}{dt} \end{cases} \quad (۵)$$

که $v_{z_1 s}, v_{z_2 s}, v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ به ترتیب ولتاژ محورهای β, α, z_1, z_2 استاتور، $i_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{z_1 s}, i_{z_2 s}$ به ترتیب جریان محورهای β, α, z_1, z_2 استاتور و ω سرعت زاویه‌ای است. $\lambda_{\beta s}, \lambda_{\alpha s}, \lambda_{z_1 s}$ و

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha s} = L_{\alpha} i_{\alpha s} + \lambda_m \\ \lambda_{\beta s} = L_{\beta} i_{\beta s} \\ \lambda_{z_1 s} = L_{z_1} i_{z_1 s} \\ \lambda_{z_2 s} = L_{z_2} i_{z_2 s} \end{cases} \quad (۶)$$

به ترتیب اندوکتانس محورهای β و α و L_{z_1} و L_{z_2} اندوکتانس ناشی استاتور می‌باشد.

رابطه گشتاور الکترومغناطیس از مشتق کوانرژی نسبت به زاویه روتور به دست می‌آید که به صورت زیر است

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} \quad (۷)$$

که W_{co} کوانرژی و θ_m زاویه مکانیکی روتور می‌باشد. با صرف نظر از سایر رابطه‌ها سرانجام داریم [۱۴]

$$T_e = \frac{p}{2} \frac{\Delta}{\gamma} [\lambda_m i_{\beta s} + (L_{\alpha} - L_{\beta}) i_{\alpha s} i_{\beta s}] \quad (۸)$$

در این معادله p تعداد جفت قطب می‌باشد.

با توجه به معادلات فوق درمی‌یابیم چون در یک موتور سنکرون مغناطیس دایم پنج‌فاز، تنها مؤلفه‌های پایه مربوط به زیرفضای $(\alpha - \beta)$ در تولید گشتاور الکترومغناطیسی نقش دارند لذا در سیستم درایو این گونه موتورها بردارهای فضایی ولتاژ از زیرفضای $(\alpha - \beta)$ انتخاب می‌شوند. اما باید توجه داشت که وقتی یک بردار ولتاژ از زیرفضای $(\alpha - \beta)$ انتخاب شود، بردار مربوطه آن در زیرفضای $(Z_1 - Z_2)$ نیز به طور هم‌زمان تحریک می‌گردد. با این اطلاعات، شبیه‌سازی یک موتور PMSM میسر می‌شود.

۳- مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز

توپولوژی مداری یک مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز در شکل ۱ نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود، این مبدل دارای پنج پایه است که هر پایه دارای سه سوئیچ دوطرفه می‌باشد. تابع سوئیچ‌زنی هر سوئیچ به صورت زیر تعریف می‌شود که J و k به ترتیب بیانگر فازهای ورودی و خروجی می‌باشند

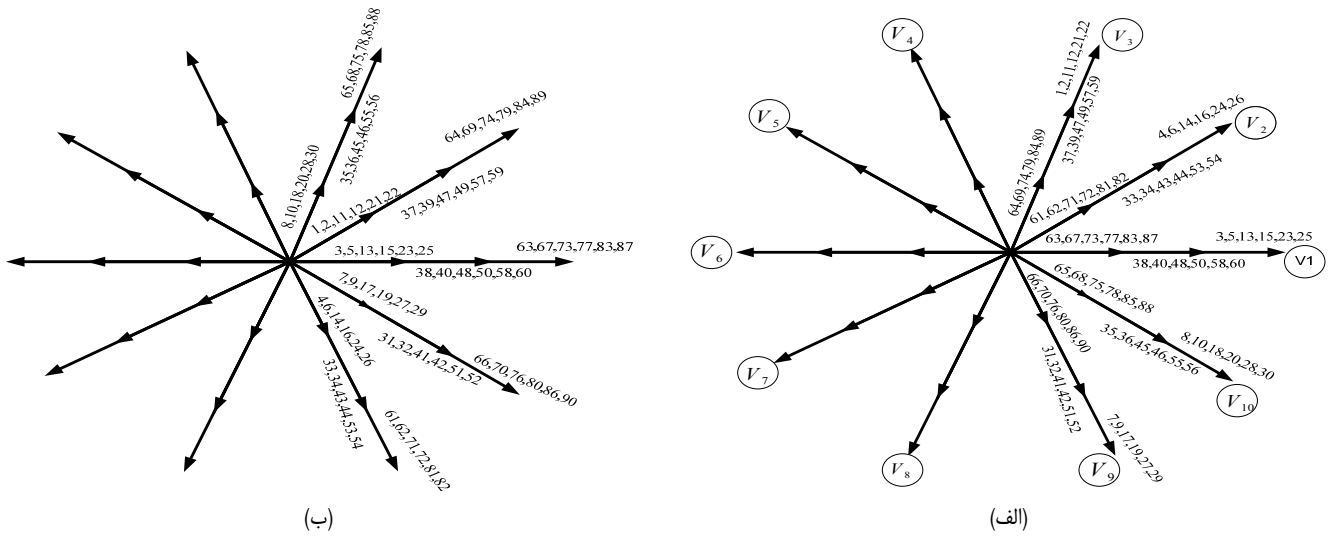
$$S_{jk}(t) = \begin{cases} \bullet & \text{switch } S_{jk} \text{ is open} \\ \backslash & \text{switch } S_{jk} \text{ is closed} \end{cases} \quad (۹)$$

$$(j = \{A, B, C\}, k = \{a, b, c, d, e\})$$

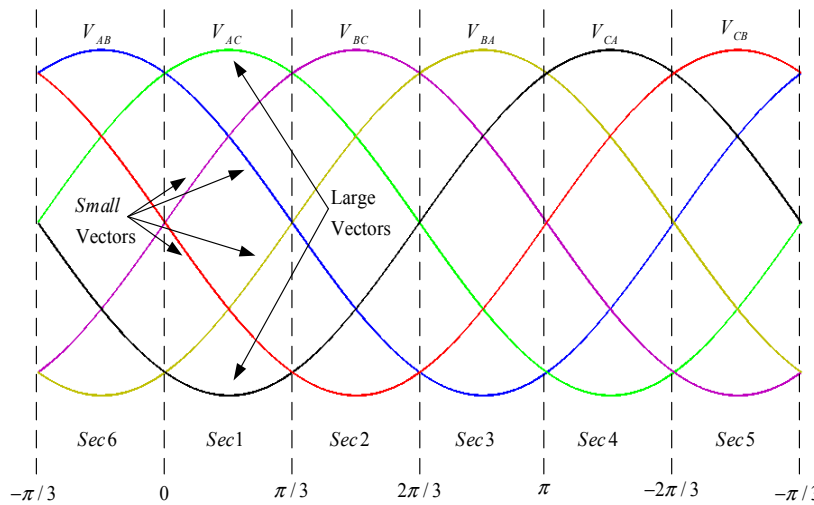
بردارهای ولتاژ خروجی این مبدل در زیرفضاهای $(\alpha - \beta)$ و $(Z_1 - Z_2)$ از روابط زیر به دست می‌آیند

$$\begin{cases} V_o^{\alpha-\beta} = \frac{2}{5} (V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + V_e e^{-j\frac{2\pi}{5}}) = V_o e^{j\alpha_o} \\ V_o^{z_1-z_2} = \frac{2}{5} (V_a + V_b e^{-j\frac{2\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + V_e e^{j\frac{2\pi}{5}}) = V_o e^{j\alpha_o} \end{cases} \quad (۱۰)$$

که V_o اندازه بردار ولتاژ خروجی و α_o زاویه آن می‌باشد. به طور کلی در مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز $3^3 = ۲۷$ حالت سوئیچ‌زنی وجود دارد



شکل ۲: بردارهای خروجی ولتاژ فاز به زمین مبدل ماتریسی در زیرفضای (الف) $(\alpha - \beta)$ و (ب) $(Z_i - Z_i)$.



شکل ۳: مسیر بردارهای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز.

بردار ولتاژ مجازی اینورتر منبع ولتاژ پنج‌فاز، شش بردار ولتاژ مبدل ماتریسی وجود دارد. مثلاً برای بردار مجازی v_1 بردارهای ۳، ۵، ۱۳، ۱۵، ۲۳ و ۲۵ از وضعیت سویچینگ مبدل ماتریسی وجود دارند. مرحله بعدی این است که بررسی شود بردار ولتاژ ورودی فاز به زمین در کدام یک از شش ناحیه فضای برداری قرار دارد. شکل ۳ مسیر بردارهای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز را نشان می‌دهد.

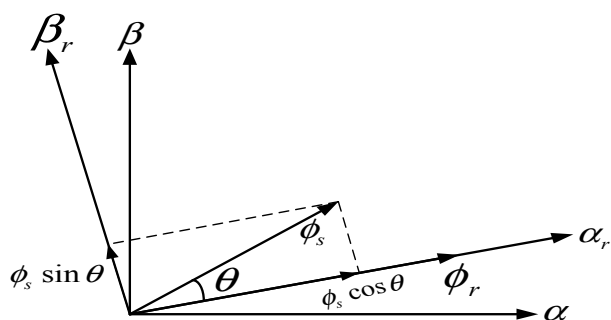
همان گونه که در شکل ۳ مشاهده می‌شود اگر مسیر بردارهای ولتاژ ورودی به نحوی تقسیم گردد که ناحیه اول از صفر رادیان شروع شود در این صورت در هر ناحیه ۶ بردار ولتاژ وجود خواهند داشت که علامت آنها درون ناحیه تغییر نمی‌کند و در نتیجه می‌توان از آنها در روش کنترل مستقیم گشتاور استفاده کرد. از میان این ۶ بردار، ۴ بردار با اندازه کوچک و ۲ بردار با اندازه بزرگ هستند. از ۳ بردار ولتاژ (۲ بردار کوچک و ۱ بردار بزرگ) می‌توان در هر ناحیه استفاده نمود. می‌توان نتیجه گرفت که در مقایسه با روش کلاسیک کنترل مستقیم گشتاور که اینورتر منبع ولتاژ تنها ۱ بردار ولتاژ در هر سیکل نمونه‌برداری تولید می‌کند، مبدل ماتریسی می‌تواند ۳ بردار ولتاژ تحویل دهد. این بردارها اثر یکسانی در کاهش و یا افزایش شار و گشتاور دارند و بنابراین مبدل ماتریسی نسبت به یک اینورتر منبع ولتاژ دارای ۲ درجه آزادی بیشتر بوده که می‌تواند برای کنترل سایر پارامترهای موتور مانند ضریب توان و THD جریان خط مورد استفاده قرار گیرد و بدین ترتیب ریبیل بالای گشتاور و شار کاهش می‌یابد.

اما تنها ۹۳ بردار ولتاژ به دلیل دارا بودن جهت ثابت، قابل استفاده می‌باشند که شامل ۳ بردار صفر و ۹۰ بردار فعال است. مانند مبدل‌های پنج‌فاز VSI، این ۹۰ بردار، سه ده‌ضلعی منتظم هم‌مرکز را شکل می‌دهند و به اندازه‌های بزرگ، متوسط و کوچک تقسیم می‌گردند. شکل ۲ بردارهای ولتاژ را در زیرفضاهای $(\alpha - \beta)$ و $(Z_i - Z_i)$ نشان می‌دهد. شماره‌های نشان داده شده در شکل‌ها مربوط به وضعیت سویچ‌زنی می‌باشد.

۴- کنترل مستقیم گشتاور PMSM پنج‌فاز با استفاده از مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز

۴-۱ اصول روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی

اصول عملکرد روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی درست مانند روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک (با استفاده از اینورتر منبع ولتاژ) می‌باشد به طوری که ابتدا کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک انجام شده و بردار ولتاژ خروجی اینورتر مشخص می‌شود. این بردارها را بردارهای مجازی ولتاژ می‌نامیم (بردارهای v_1 تا v_6 داخل دایره‌های کوچک در شکل ۲). در مرحله بعد باید دید که کدام یک از بردارهای ولتاژ مبدل ماتریسی را می‌توان جایگزین بردار مجازی اینورتر که از روش کلاسیک به دست آمده است نمود. به طور کلی به ازای هر



شکل ۵: بردارهای شار روتور و استاتور در قاب مرجع روتور و قاب مرجع ساکن.

از جدول سوئیچینگ پیشنهادی یک ترکیب سوئیچ زنی انتخاب شده و به گیت‌های مبدل ماتریسی فرستاده می‌شود.

۵- کنترل دور موتور PMSM پنج فاز در شرایط نامتعادلی منبع ولتاژ

۵-۱ کنترل مستقیم توان موتور سنکرون مغناطیس دایم پنج فاز

در قاب مرجع روتور موتور سنکرون مغناطیس دایم، معادله ولتاژ استاتور به صورت زیر بیان می‌شود

$$V_s^r = R_s I_s^r + \frac{d\phi_s^r}{dt} + j\omega_r \phi_s^r \quad (11)$$

که V_s ، R_s و ϕ_s به ترتیب بیانگر ولتاژ استاتور، مقاومت استاتور و شار استاتور می‌باشند.

ارتباط بین شار روتور و استاتور در دستگاه مرجع ساکن $(\alpha-\beta)$ و دستگاه مرجع روتور $\alpha_r-\beta_r$ را می‌توان به صورت شکل ۵ نشان داد. رابطه توان اکتیو وارد شده به استاتور از طریق شبکه به صورت زیر است

$$P_s = \frac{5}{2} V_s^r i_s^r \quad (12)$$

با جایگذاری (۱۱) در (۱۲) و با صرف نظر از مقاومت استاتور خواهیم داشت

$$P_s = -\frac{5}{2} \frac{1}{L_s} \omega_r |\phi_s^r| |\phi_r^r| \sin \theta \quad (13)$$

که θ زاویه بین شار استاتور و شار روتور بوده و L_s اندوکتانس خودی استاتور می‌باشد.

با مشتق‌گیری از (۱۳) داریم [۱۶]

$$\frac{dP_s}{dt} = -k_t \omega_r |\phi_r^r| \frac{d(|\phi_s^r| \sin \theta)}{dt} \quad (14)$$

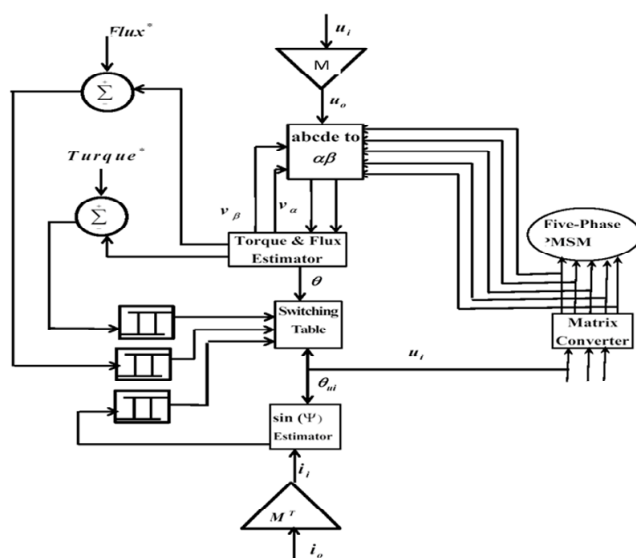
به همین ترتیب، می‌دانیم توان راکتیو از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$Q_s = \frac{5}{2} V_s^r \times i_s^r \quad (15)$$

به طور مشابه داریم

$$\frac{dQ_s}{dt} = k_t \omega_r |\phi_r^r| \frac{d(|\phi_s^r| \cos \theta)}{dt} \quad (16)$$

مطابق (۱۴) و (۱۶)، تغییرات سریع قدرت اکتیو و راکتیو می‌تواند به ترتیب به وسیله تغییرات $|\Psi_s^r| \sin \theta$ و $|\Psi_s^r| \cos \theta$ ایجاد گردد. از شکل ۵ دیده می‌شود که $|\Psi_s^r| \sin \theta$ و $|\Psi_s^r| \cos \theta$ به ترتیب مؤلفه‌های شار



شکل ۴: دیاگرام بلوکی روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی.

۴-۲ استخراج درجه آزادی‌های بیشتر

دیده شد که در تقسیم‌بندی روش قبل، یک درجه آزادی به دست آمد که از آن برای کنترل ضریب توان ورودی استفاده شد. به عبارت دیگر دو بردار ولتاژ وجود داشتند که اثر یکسانی را بر روی شار و گشتاور می‌گذاشتند. اما با توجه به تقسیم‌بندی جدید، همان طور که در شکل ۳ دیده می‌شود در هر ناحیه می‌توان از سه بردار ولتاژ (دو بردار کوچک و یک بردار بزرگ) استفاده کرد. پس نسبت به روش قبل، درجه آزادی یک درجه افزایش می‌یابد که از آن می‌توان برای کاهش ریبیل گشتاور استفاده کرد. بر مبنای این اظهارات، یک جدول سوئیچینگ برای کنترل مستقیم گشتاور یک موتور پنج‌فاز PMSM پیشنهاد شده است (جدول ۱).

این موضوع را می‌توان به عنوان قسمتی از بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم گشتاور توسط مبدل ماتریسی در شکل ۴ مشاهده نمود [۱۵]. به دلیل آن که سمت ورودی مبدل ماتریسی به منبع سه‌فاز وصل می‌باشد و سمت خروجی آن نیز به بار (موتور) وصل است، می‌توان با استفاده از روابط مناسب ولتاژهای خروجی و جریان‌های ورودی را محاسبه نمود. در مرحله بعد ولتاژها و جریان‌های خروجی به قاب مرجع ساکن منتقل می‌شوند و با استفاده از آنها شار و گشتاور واقعی موتور تخمین زده می‌شود. سپس این شار و گشتاور تخمین زده شده با مقادیر مرجع مربوطه خود مقایسه می‌شوند و اختلاف آنها به مقایسه‌گرهای هیستریزس شار و گشتاور فرستاده می‌شود. با استفاده از خروجی این مقایسه‌گرها و همچنین آگاهی از ناحیه‌ای (نواحی ده‌گانه) که بردار شار استاتور در آن قرار گرفته است (این زاویه در دیاگرام بلوکی با θ مشخص شده است)، روش کنترل مستقیم گشتاور انجام می‌شود و بردار ولتاژ مجازی مشخص می‌شود. هم‌زمان با انجام این مراحل در هر دوره نمونه‌برداری، ولتاژ سه‌فاز ورودی به قاب مرجع ساکن منتقل می‌شود و زاویه آن محاسبه می‌شود (α_r) و مشخص می‌گردد که این بردار در چه ناحیه‌ای قرار دارد. در مرحله بعد سینوس اختلاف زاویه بین ولتاژ ورودی و جریان ورودی، محاسبه و اختلاف آن با عدد صفر مقایسه می‌گردد. این اختلاف به یک مقایسه‌گر هیستریزس دوسطحی فرستاده می‌شود. سپس در این مرحله با داشتن اطلاعات مربوط به خروجی هیستریزس $(\sin \phi_i)$ ، زاویه ولتاژ ورودی فاز به زمین و به تبع آن ناحیه‌ای که این ولتاژ در آن قرار گرفته و همچنین بردار ولتاژ مجازی به دست آمده از روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک،

جدول ۱: جدول سوئیچینگ پیشنهادی با دو درجه آزادی برای روش کنترل مسقیم گشتاور موتور PMSM پنج‌فاز با استفاده از مبدل ماتریسی سه‌فاز به پنج‌فاز.

	۱ Sec		۲ Sec		۳ Sec		۴ Sec		۵ Sec		۶ Sec	
	+۱	-۱	+۱	-۱	+۱	-۱	+۱	-۱	+۱	-۱	+۱	-۱
V_1^L	۵	۵	۱۵	۱۵	۱۳	۱۳	۲۵	۲۵	۲۳	۲۳	۳	۳
V_1^S	۱۵	۳	۱۳	۵	۲۵	۱۵	۲۳	۱۳	۳	۲۵	۵	۲۳
V_2^L	۶	۶	۱۶	۱۶	۱۴	۱۴	۲۶	۲۶	۲۴	۲۴	۴	۴
V_2^S	۱۶	۴	۱۴	۶	۲۶	۱۶	۲۴	۱۴	۴	۲۶	۶	۲۴
V_3^L	۲	۲	۱۲	۱۲	۱۱	۱۱	۲۲	۲۲	۲۱	۲۱	۱	۱
V_3^S	۱۲	۱	۱۱	۲	۲۲	۱۲	۲۱	۱۱	۱	۲۲	۲	۲۱
V_4^L	۲۹	۲۹	۲۷	۲۷	۷	۷	۹	۹	۱۹	۱۹	۱۷	۱۷
V_4^S	۲۷	۱۷	۷	۲۹	۹	۲۷	۱۹	۷	۱۷	۹	۲۹	۱۹
V_5^L	۳۰	۳۰	۲۸	۲۸	۸	۸	۱۰	۱۰	۲۰	۲۰	۱۸	۱۸
V_5^S	۲۸	۱۸	۸	۳۰	۱۰	۲۸	۲۰	۸	۱۸	۱۰	۳۰	۲۰
V_6^L	۲۵	۲۵	۲۳	۲۳	۳	۳	۵	۵	۱۵	۱۵	۱۳	۱۳
V_6^S	۲۳	۱۳	۳	۲۵	۵	۲۳	۱۵	۳	۱۳	۵	۲۵	۱۵
V_7^L	۲۶	۲۶	۲۴	۲۴	۴	۴	۶	۶	۱۶	۱۶	۱۴	۱۴
V_7^S	۲۴	۱۴	۴	۲۶	۶	۲۴	۱۶	۴	۱۴	۶	۲۶	۱۶
V_8^L	۲۲	۲۲	۲۱	۲۱	۱	۱	۲	۲	۱۲	۱۲	۱۱	۱۱
V_8^S	۲۱	۱۱	۱	۲۲	۲	۲۱	۱۲	۱	۱۱	۲	۲۲	۱۲
V_9^L	۹	۹	۱۹	۱۹	۱۷	۱۷	۲۹	۲۹	۲۷	۲۷	۷	۷
V_9^S	۱۹	۷	۱۷	۹	۲۹	۱۹	۲۷	۱۷	۷	۲۹	۹	۲۷
V_{10}^L	۱۰	۱۰	۲۰	۲۰	۱۸	۱۸	۳۰	۳۰	۲۸	۲۸	۸	۸
V_{10}^S	۲۰	۸	۱۸	۱۰	۳۰	۲۰	۲۸	۱۸	۸	۳۰	۱۰	۲۸

سه‌سطحی فرستاده می‌شود تا وضعیت توان اکتیو و راکتیو را تعیین کند. اگر مقادیر مرجع توان‌های اکتیو و راکتیو را به ترتیب با P^* و Q^* نمایش دهیم، خطای بین مقادیر واقعی مرجع برابر است با

$$\begin{aligned} P_{error} &= P^* - P \\ Q_{error} &= Q^* - Q \end{aligned} \quad (18)$$

این میزان خطا به مقایسه‌گرها فرستاده می‌شود و با توجه به باند مجاز خطا، مقایسه‌گر مقادیر مناسب توان اکتیو و راکتیو را که به ترتیب در شکل ۶ با S_p و S_q نشان داده شده است تولید می‌کند.

۲-۵ بردارهای فضایی تحت شرایط نامتعادلی

در این بخش نامتعادلی که توسط یک بار نامتقارن ایجاد می‌شود، مورد بررسی قرار می‌گیرد. یک سیستم نامتقارن پنج‌فاز را می‌توان به پنج سیستم پنج‌فاز متقارن تجزیه نمود. این پنج سیستم، توالی صفر، توالی مثبت زیرفضای $(\alpha - \beta)$ ، توالی منفی زیرفضای $(\alpha - \beta)$ ، توالی مثبت زیرفضای $(Z_1 - Z_2)$ و توالی منفی زیرفضای $(Z_1 - Z_2)$ نامیده می‌شوند و مطابق رابطه زیر محاسبه می‌شوند

$$\begin{bmatrix} x^+ \\ x_{\alpha-\beta}^+ \\ x_{\alpha-\beta}^- \\ x_{z_1-z_2}^+ \\ x_{z_1-z_2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{\delta} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^2 & a^2 \\ 1 & a^2 & a^2 & a^2 & a \\ 1 & a^2 & a & a^2 & a^2 \\ 1 & a^2 & a^2 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \\ x_d \\ x_e \end{bmatrix} \quad (19)$$

که $a = e^{j(2\pi/5)}$ است. پارامترهای x_a, x_b, x_c, x_d, x_e و x_e بیانگر سیستم نامتعادل می‌باشند. پارامتر X مؤلفه توالی صفر، X^+ توالی مثبت

استاتور Ψ_s^r در جهت عمود بر شار روتور و در جهت شار روتور می‌باشند. این مطلب نشان می‌دهد که اگر تغییر شار استاتور در جهت شار روتور باشد یعنی $|\Psi_s^r| \cos \theta$ ، قدرت راکتیو Q_s تغییر می‌کند. به همین ترتیب اگر تغییر شار در جهت عمود بر شار روتور باشد یعنی $|\Psi_s^r| \sin \theta$ ، قدرت اکتیو P_s تغییر می‌کند.

شکل ۶ بلوک دیاگرام روش کنترل مستقیم توان یک موتور سه‌فاز PMSM را نشان می‌دهد [۱۵].

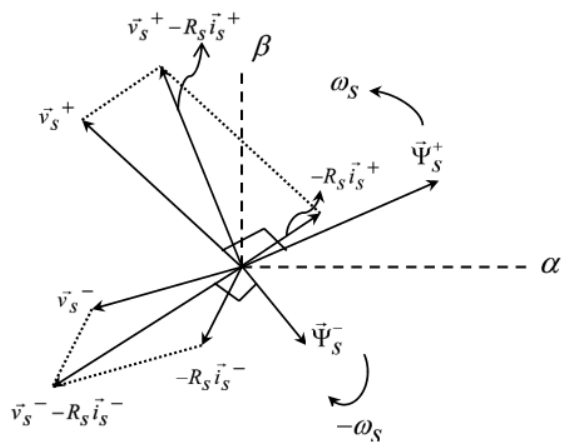
همان‌طور که مشاهده می‌شود ولتاژ و جریان از استاتور نمونه گرفته شده و به قاب مرجع ساکن منتقل می‌شود. در مرحله بعد با استفاده از ولتاژها و جریان‌های قاب مرجع ساکن، توان‌های اکتیو و راکتیو به ترتیب مطابق (۱۲) و (۱۵) تخمین زده می‌شوند.

همچنین اندازه شار استاتور و زاویه آن توسط رابطه زیر محاسبه می‌شود [۱۲] و [۱۷]

$$\begin{aligned} \varphi_s &= \int (V_s - R_s I_s) dt \\ \varphi_s &= \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

شار استاتور به دست آمده در قاب مرجع سنکرون را به قاب مرجع روتور انتقال داده و φ_s^r را محاسبه می‌کنیم. آن‌گاه با توجه به زاویه این شار، ناحیه‌ای را که بردار شار در آن قرار گرفته را به دست می‌آوریم که در شکل ۶ با حرف N نشان داده شده است.

به‌طور کلی هدف از روش کنترل مستقیم توان آن است که توان اکتیو و راکتیو ژنراتور، توان اکتیو و راکتیو مرجع را که مطلوب است به خوبی دنبال کند. برای این منظور مقادیر توانی که تخمین زده شد با مقادیر مرجع مقایسه می‌شود و اختلاف آنها به دو مقایسه‌گر هیستریزس



شکل ۷: ارتباط بین بردارهای شار، ولتاژ و جریان استاتور.

(۱) دارای توالی مثبت و منفی می‌باشند. ابتدا اثر ولتاژهای نامتعادل بر روی شار استاتور بررسی می‌شود. از (۲۰) و (۲۳)، رابطه بین شار استاتور و ولتاژ استاتور را می‌توان به صورت زیر بیان کرد

$$\begin{cases} V_s^+ = r_s i_s^+ + j\omega\lambda_s^+ \\ V_s^- = r_s i_s^- - j\omega\lambda_s^- \end{cases} \quad (24)$$

همان طور که در شکل ۷ آمده است، شار استاتور شامل دو مؤلفه مثبت و منفی می‌باشد که در خلاف جهت یکدیگر می‌چرخند. با جایگذاری مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی شار و جریان استاتور در (۲۳) رابطه زیر به دست می‌آید

$$T_e = \frac{5}{\gamma} \rho \operatorname{Im} \{ \lambda_s^{+*} \cdot i_s^+ + \lambda_s^{+*} \cdot i_s^- + \lambda_s^{-*} \cdot i_s^+ + \lambda_s^{-*} \cdot i_s^- \} \quad (25)$$

دیده می‌شود که گشتاور الکترومغناطیسی شامل دو عبارت ثابت (عبارتهایی که حاصل ضرب توالی‌های یکسان می‌باشند) و دو عبارت با سرعت 2ω (عبارتهایی که حاصل ضرب توالی‌های متفاوت می‌باشند) می‌باشد. بنابراین با جایگذاری در (۲۴) در (۲۵) به دست می‌آوریم

$$T_e = \frac{5}{\gamma} \rho \frac{1}{\omega} \operatorname{Re} \{ v_s^+ \cdot i_s^{+*} - v_s^- \cdot i_s^{-*} - v_s^- \cdot i_s^{+*} + v_s^+ \cdot i_s^{-*} - R_s (|i_s^+|^2 - |i_s^-|^2) \} \quad (26)$$

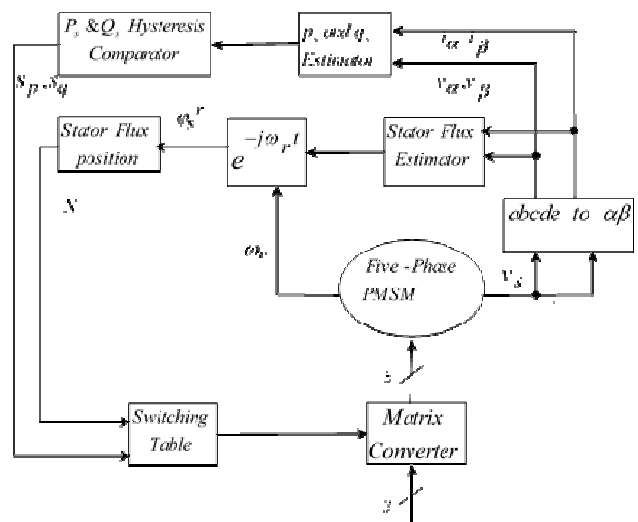
معادله (۲۶) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود

$$T_e = \frac{P}{\omega} (A_{S-P} - B_{S-P} + C_{S-P} - D_{S-P} - E_{S-T}) \quad (27)$$

که

$$\begin{cases} A_{S-P} = \frac{5}{\gamma} \operatorname{Re} \{ \overline{V_s^+} \cdot i_s^{+*} \} = \frac{5}{\gamma} (v_\alpha^+ i_\alpha^+ + v_\beta^+ i_\beta^+) \\ B_{S-P} = \frac{5}{\gamma} \operatorname{Re} \{ \overline{V_s^-} \cdot i_s^{-*} \} = \frac{5}{\gamma} (v_\alpha^- i_\alpha^- + v_\beta^- i_\beta^-) \\ C_{S-P} = \frac{5}{\gamma} \operatorname{Re} \{ \overline{V_s^+} \cdot i_s^{-*} \} = \frac{5}{\gamma} (v_\alpha^+ i_\alpha^- + v_\beta^+ i_\beta^-) \\ D_{S-P} = \frac{5}{\gamma} \operatorname{Re} \{ \overline{V_s^-} \cdot i_s^{+*} \} = \frac{5}{\gamma} (v_\alpha^- i_\alpha^+ + v_\beta^- i_\beta^+) \\ E_{S-T} = R_s (|i_s^+|^2 - |i_s^-|^2) \end{cases} \quad (28)$$

به همین ترتیب می‌توان روابط توان‌های اکتیو و راکتیو را به صورت زیر بسط داد. داریم



شکل ۸: بلوک دیاگرام کنترل مستقیم توار.

X^- توالی منفی را نشان می‌دهد. فرض می‌شود سیستم پنج‌فاز مورد مطالعه یک سیستم پنج‌فاز پنج‌سیمه باشد، یعنی این که سیستم سیم نول نداشته باشد. در این صورت مجموع جریان‌های پنج‌فاز همیشه برابر با صفر خواهد بود ($i_a + i_b + i_c + i_d + i_e = 0$) و در نتیجه مؤلفه توالی صفر جریان در این حالت برابر با صفر خواهد بود و به تبع آن مؤلفه توالی صفر ولتاژ نیز برابر صفر خواهد بود ($v_a + v_b + v_c + v_d + v_e = 0$). بنابراین با در نظر گرفتن توالی مثبت و منفی، بردارهای ولتاژ و جریان را می‌توان به صورت زیر بیان کرد

$$\begin{cases} \vec{v} = (\vec{v}^+ + \vec{v}^-) = v_\alpha + jv_\beta = (v_\alpha^+ + v_\alpha^-) + j(v_\beta^+ + v_\beta^-) \\ \vec{v} = (\vec{v}^+ + \vec{v}^-) = v_{z_1} + jv_{z_2} = (v_{z_1}^+ + v_{z_1}^-) + j(v_{z_2}^+ + v_{z_2}^-) \\ \vec{i} = (\vec{i}^+ + \vec{i}^-) = i_\alpha + ji_\beta = (i_\alpha^+ + i_\alpha^-) + j(i_\beta^+ + i_\beta^-) \\ \vec{i} = (\vec{i}^+ + \vec{i}^-) = i_{z_1} + ji_{z_2} = (i_{z_1}^+ + i_{z_1}^-) + j(i_{z_2}^+ + i_{z_2}^-) \end{cases} \quad (20)$$

بنابراین دو فضای برداری یک سیستم پنج‌فاز را می‌توان به صورت زیر بیان نمود

$$\begin{cases} \overline{x_{\alpha-\beta}} = x_\alpha + jx_\beta = \frac{2}{5} (x_a + ax_b + a^2 x_c + a^4 x_d + a^4 x_e) \\ \overline{x_{z_1-z_2}} = x_{z_1} + jx_{z_2} = \frac{2}{5} (x_a + a^2 x_b + ax_c + a^4 x_d + a^4 x_e) \end{cases} \quad (21)$$

یک سیستم پنج‌فاز نامتعادل را می‌توان به صورت جمع دو بردار توالی مثبت و منفی که در خلاف جهت یکدیگر و با یک فرکانس می‌چرخند نشان داد

$$\vec{x} = x^+ + x^- = |x^+| e^{j(\omega t + \theta^+)} + |x^-| e^{-j(\omega t + \theta^-)} \quad (22)$$

از (۱) و (۸) معادله گشتاور یک موتور سنکرون مغناطیس دایم پنج‌فاز را می‌توان به صورت زیر بیان کرد

$$T_e = \frac{5}{\gamma} \rho \operatorname{Im} \{ \lambda_s^* \cdot i_s \} = \frac{P}{\gamma} \frac{5}{\gamma} [\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha] \quad (23)$$

ρ عملگر مشتق و علامت * مزدوج هر بردار مختلط را بیان می‌کند. باید توجه شود به دلیل آن که ولتاژ استاتور نامتعادل است همه بردارهای

جدول ۲: مشخصات موتور پنج‌فاز مغناطیس دایم.

پارامتر	سمبل	مقدار
جفت قطب	p	۲
سرعت مرجع	n	۶۰۰ R.P.M
اندوکتانس محور α	L_α	۱۸ mh
اندوکتانس محور β	L_β	۴۲ mh
مقاومت استاتور	r_s	۰٫۷ Ω
اینرسی	J	۰٫۰۱
ضریب اصطکاک	B	۰٫۰۰۱
شار مغناطیس دایم موتور	ϕ_f	۰٫۵ Wb
گشتاور بار	T_L	۱۰ N.m

۴-۵ حذف عامل نوسان ساز گشتاور

با مراجعه به (۲۷) دیده می‌شود که تنها راه برای صفر کردن عامل نوسان ساز گشتاور در شرایط نامتعادلی تحت شرط زیر به دست می‌آید

$$C_{S-P} - D_{S-P} = 0 \quad (36)$$

و در نتیجه داریم

$$T_e = \frac{P}{\omega} (A_{S-P} - B_{S-P} - E_{S-T}) \quad (37)$$

در این شرایط رابطه بین توان‌های مرجع قبل و بعد از نامتعادلی به صورت زیر می‌باشد

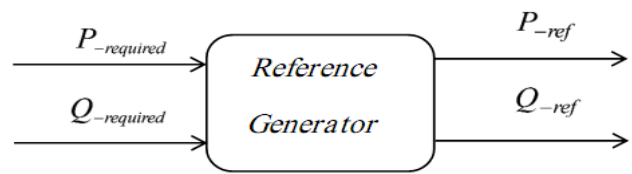
$$P_{ref} = P_{required} + 2C_{S-P} = P_{required} + 2D_{S-P} \quad (38)$$

با توجه به رابطه به دست آمده، کنترلر باید طوری کار کند که توان موتور توان مرجع جدید را به خوبی دنبال کند. در صورت تحقق این امر، عوامل نوسان ساز گشتاور الکترومغناطیسی حذف شده و موتور دارای گشتاور و در نتیجه دارای سرعت ثابتی خواهد شد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش کنترل سرعت یک موتور پنج‌فاز سنکرون مغناطیس دایم که تحت شرایط نامتعادلی ولتاژ ورودی منبع سه‌فاز قرار گرفته و با روش پیشنهادی در مقاله اصلاح شده توسط نرم‌افزار Matlab/Simulink شبیه‌سازی می‌شود و عملکرد موتور در حالت پایدار و دینامیکی مورد بررسی قرار می‌گیرد. نتایج با حالت شبکه نامتعادل ولتاژ ورودی منبع سه‌فاز بدون اصلاح مقایسه می‌شود. پارامترهای موتور در جدول ۲ نشان داده شده است.

نامتعادلی منبع ولتاژ سه‌فاز ورودی در حالت‌های مختلفی از جمله اختلاف در دامنه، فاز و یا فرکانس هر یک از منابع سه‌فاز می‌تواند ایجاد گردد که به عنوان نمونه در اینجا این اختلاف در دامنه فاز A نسبت به منابع دیگر ایجاد شده است (شکل ۹). ضمناً به منظور ایجاد شرایط بدتر برای این مجموعه، یک فاز از پنج‌فاز موتور تحت خطای اتصال زمین قرار گرفته و نتایج در این شرایط استخراج شده است. شکل ۱۰ نتایج شبیه‌سازی را برای شرایط مذکور و توسط تکنیک ارائه‌شده در این مقاله نشان می‌دهد. همان گونه که در شکل ۱۰-الف دیده می‌شود، سرعت موتور مقدار مرجع خود را به خوبی دنبال می‌کند. شکل ۱۰-ب گشتاور الکترومغناطیسی را در مقایسه با گشتاور بار نشان می‌دهد. شکل ۱۰-ج نمودار شار استاتور را در محورهای α قاب ساکن نشان می‌دهد. لازم به ذکر است شار مرجع برابر با شار آهن‌ربای دایم موتور که مقدار آن برابر با



شکل ۸: تولید توان‌های مرجع جدید در شرایط نامتعادلی.

$$\overline{S}(t) = P(t) + jQ(t) = \frac{3}{2} (\overline{v_s^+} \cdot \overline{i_s^{+*}} + \overline{v_s^-} \cdot \overline{i_s^{-*}} + \overline{v_s^+} \cdot \overline{i_s^{-*}} + \overline{v_s^-} \cdot \overline{i_s^{+*}}) \quad (29)$$

$$P = (A_{S-P} + B_{S-P} + C_{S-P} + D_{S-P}) \quad (30)$$

$$Q = (A_{S-Q} + B_{S-Q} + C_{S-Q} + D_{S-Q}) \quad (31)$$

$$\begin{cases} A_{S-Q} = \frac{5}{2} \text{Im} \{ \overline{V_s^+} \cdot \overline{i_s^{+*}} \} = \frac{5}{2} (v_\beta^+ i_\alpha^+ - v_\alpha^+ i_\beta^+) \\ B_{S-Q} = \frac{5}{2} \text{Im} \{ \overline{V_s^-} \cdot \overline{i_s^{-*}} \} = \frac{5}{2} (v_\beta^- i_\alpha^- - v_\alpha^- i_\beta^-) \\ C_{S-Q} = \frac{5}{2} \text{Im} \{ \overline{V_s^+} \cdot \overline{i_s^{-*}} \} = \frac{5}{2} (v_\beta^+ i_\alpha^- - v_\alpha^+ i_\beta^-) \\ D_{S-Q} = \frac{5}{2} \text{Im} \{ \overline{V_s^-} \cdot \overline{i_s^{+*}} \} = \frac{5}{2} (v_\beta^- i_\alpha^+ - v_\alpha^- i_\beta^+) \end{cases} \quad (32)$$

مطابق شکل ۶ و همان طور که پیشتر گفته شد برای کنترل توان، یک مقدار مرجع در نظر می‌گیریم و کنترلر باید طوری عمل کند که توان استاتور ماشین توان مرجع را به خوبی دنبال کند. هنگامی که در منبع نامتعادلی وجود داشته باشد، کنترلر باید مقدار مرجع را طوری تنظیم کند که یک توان مرجع جدید ایجاد کند و توان واقعی ماشین این توان مرجع جدید را دنبال کند.

در شکل ۸ توان مرجع اولیه (قبل از نامتعادلی) را به صورت $(P_{required})$ و توان مرجع جدید (بعد از نامتعادلی) را به صورت (P_{ref}) نشان می‌دهیم.

۳-۵ حذف عامل نوسان ساز توان

از (۳۰) دیده می‌شود که برای تولید توان اکتیو ثابت، باید مجموع دو عامل نوسان ساز یعنی C_{S-P} و D_{S-P} صفر باشند. یعنی

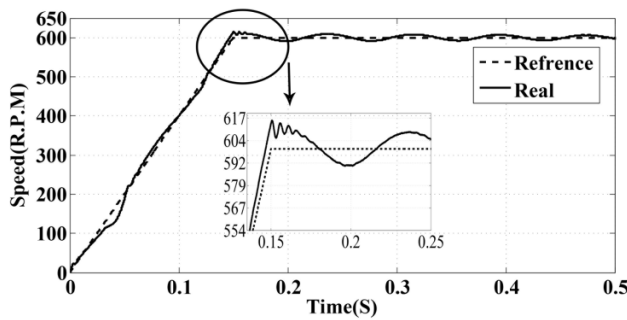
$$C_{S-P} + D_{S-P} = 0 \quad (33)$$

از آنجایی که هر کدام از مقادیر D_{S-P} و C_{S-P} وابسته به مؤلفه‌های توانی مثبت و منفی جریان هستند، نمی‌توان به طور هم‌زمان هر دو را صفر کرد. به دلیل آن که برای این امر باید جریان استاتور را صفر کرد که مطلوب نمی‌باشد. در این صورت توان‌های مرجع قبل و بعد از نامتعادلی با هم برابر می‌شوند

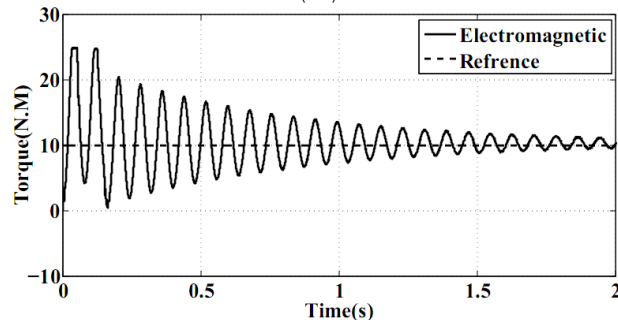
$$P_{required} = P_{ref} = A_{S-P} + B_{S-P} \quad (34)$$

ولی در این حالت، همان طور که در (۳۵) دیده می‌شود، عامل نوسان ساز گشتاور الکترومغناطیسی صفر نمی‌شود که مطلوب نمی‌باشد، پس باید به دنبال کنترلی بود که این عامل را صفر نماید. چون هدف اصلی به دست آوردن گشتاوری ثابت در شرایط نامتعادلی است و نه توان ثابت

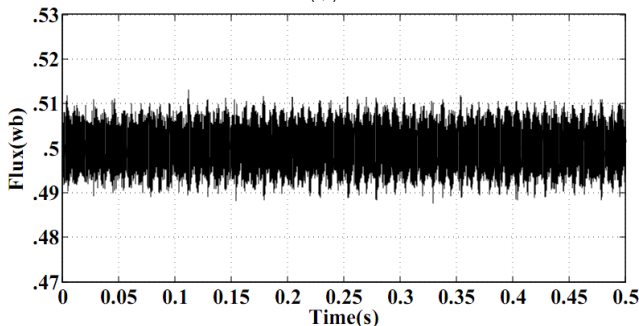
$$T_e = \frac{P}{\omega} (A_{S-P} - B_{S-P} + 2C_{S-P} - E_{S-T}) = \frac{P}{\omega} (A_{S-P} - B_{S-P} - 2D_{S-P} - E_{S-T}) \quad (35)$$



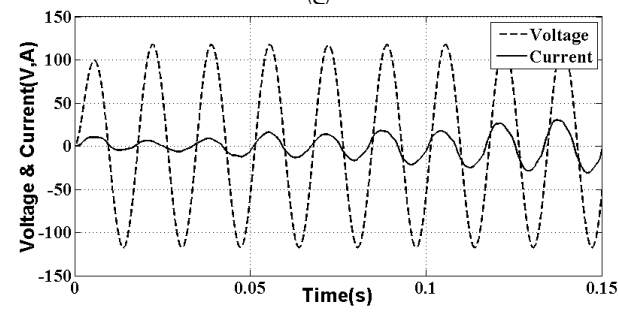
(الف)



(ب)



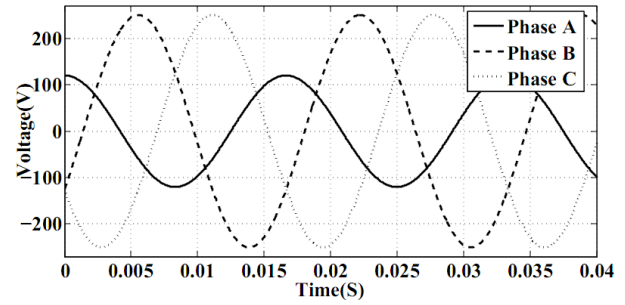
(ج)



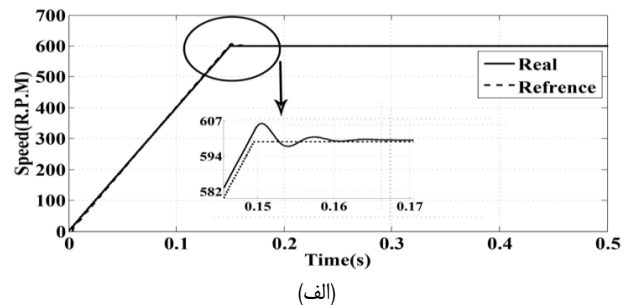
(د)

شکل ۱۱: (الف) سرعت موتور در شرایط نامتعادلی ولتاژ ورودی (بدون اصلاح)، (ب) گشتاور الکترومغناطیسی موتور در شرایط نامتعادلی ولتاژ ورودی (بدون اصلاح)، (ج) شار استاتور در محورهای α قاب ساکن در شرایط نامتعادلی بدون اصلاح و (د) ولتاژ ورودی فاز a و جریان متناظر با آن در شرایط نامتعادلی بدون اصلاح.

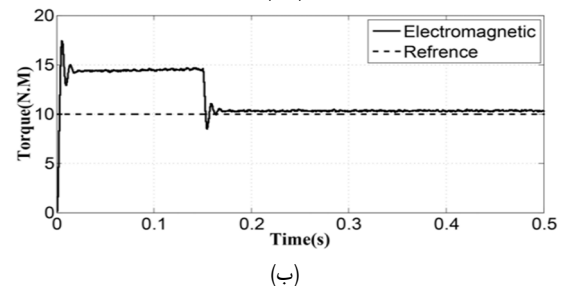
شکل‌های ۱۱ بیانگر همان مشخصه‌های موتور تحت شرایط مشابه نامتعادلی اما بدون استفاده از روش اصلاح نامتعادلی می‌باشد. با مقایسه این شکل‌ها و نتایج حاصل از شکل‌های ۱۰ به خوبی دیده می‌شود که بدون اصلاح نوسانات ولتاژ منبع ورودی، اولاً نوسانات سرعت موتور در شکل ۱۱-الف در محدوده زیادی از زمان بیشتر از گذشته می‌باشد. در شکل ۱۱-ب ریبیل گشتاور از ۲۵ نیوتن‌متر شروع شده و دارای نوسانات شدیدتری نسبت به گذشته است. در شکل ۱۱-ج تغییرات شار در محدوده بیشتری نسبت به قبل بوده و ضمناً در شکل ۱۱-د میزان ریبیل جریان و میزان اختلاف فاز ولتاژ و جریان بیشتر از قبل بوده و ضریب توان از مقدار واحد فاصله زیادی دارد.



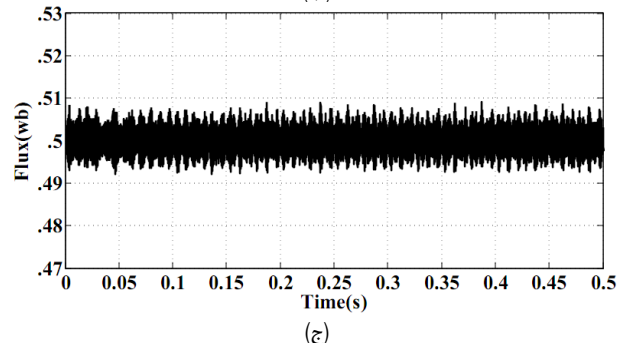
شکل ۹: منبع ولتاژ سه‌فاز نامتعادل.



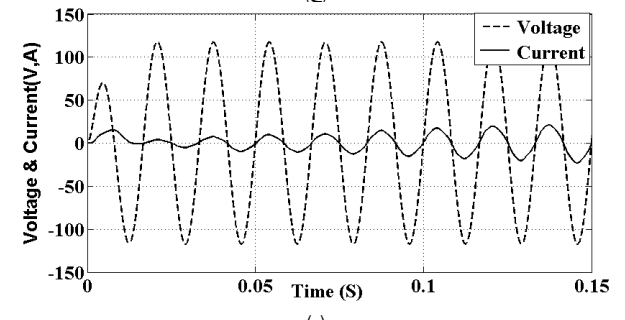
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۱۰: (الف) سرعت موتور و مقایسه با سرعت مرجع، (ب) گشتاور الکترومغناطیسی و مقایسه با گشتاور مرجع، (ج) نمودار شار استاتور در محورهای α قاب ساکن و (د) ولتاژ ورودی فاز a و جریان متناظر با آن.

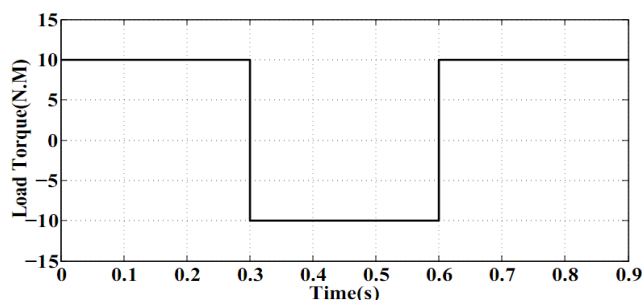
۰/۵ wb است در نظر گرفته شده است. این شکل نشان می‌دهد که شار استاتور مقدار مرجع خود را به خوبی دنبال می‌کند. شکل ۱۰-د ولتاژ ورودی فاز a و جریان متناظر با آن را نشان می‌دهد. به خوبی دیده می‌شود که ولتاژ و جریان تقریباً هم‌فاز می‌باشند و در نتیجه ضریب توان ورودی تقریباً در مقدار واحد تنظیم شده است.

الکترومغناطیسی از بین رفته و موتور دارای گشتاور و سرعت ثابتی خواهد بود. نتایج نشان می‌دهد که با اعمال روش معرفی‌شده، مشخصه‌های سرعت، گشتاور و شار این موتورها تحت شرایط نامتعادلی منبع ولتاژ بهبود خواهد یافت.

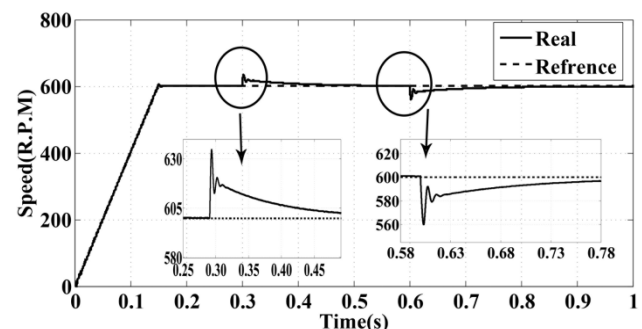
مراجع

- [1] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 1546-1552, Jul. 2007.
- [2] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications," in *Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symp.*, pp. 371-378, Philadelphia, USA, 27-27 Jul. 2005.
- [3] P. T. Norton and P. E. Thompson, "The naval electric ship of today and tomorrow," in *Proc. 3rd All Electric Ship Symp*, pp. 80-86, Paris, France, Oct. 2000.
- [4] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 235-248, Jan. 2011.
- [5] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536, May 1997.
- [6] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan, and M. R. Krishnamurthy, "Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 224-235, Apr. 1988.
- [7] P. Wheeler, J. Rodriguez, J. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, Apr. 2002.
- [8] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and G. M. Asher, "Improved waveform quality in direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2101-2110, May 2010.
- [9] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 6, pp. 1057-1064, Dec. 2001.
- [10] A. Y. Talouki, S. A. Gholamian, and M. Yousefi-Talouki, "Harmonic elimination in switching-table based direct torque control of five-phase PMSM using matrix converter," in *Proc. IEEE Conf. on Humanities, Science and Engineering Research, SHUSER'12*, pp. 777-782, Kuala Lumpur, Malaysia, 24-27 Jun. 2012.
- [11] S. S. Refaat, H. Abu-Rub, M. S. Saad, and E. M. Aboul-Zahab, "Detection and discrimination between unbalanced supply and phase loss in PMSM using ANN-based protection scheme," in *Proc. 7th IEEE GCC Conf. and Exhibition*, pp. 430-435, Doha, Qatar, 17-20 Nov. 2013.
- [12] Z. Zhuo, "Instantaneous power control of permanent magnet synchronous machine," *Proceedings of the CSEE*, vol. 27, no. 15, pp. 38-42, May 2007.
- [13] H. A. Toliyat, L. Xu, and T. A. Lipo, "A five-phase reluctance motor with high specific torque," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 659-667, May 1992.
- [14] H. A. Toliyat, S. P. Waikar, and T. A. Lipo, "Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machine including third harmonic of airgap MMF," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 2, pp. 332-339, Mar. 1998.
- [15] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Five-phase permanent-magnet motor drives," *IEEE Industry Applications Society*, vol. 41, no. 1, pp. 30-37, Jan. 2005.
- [16] C. Jianbo and H. Yuwen, "Direct active and reactive power control of PMSM," in *Proc. IEEE 6th Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, pp. 1808-1812, Wuhan, China, 17-20 May 2009.
- [17] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.

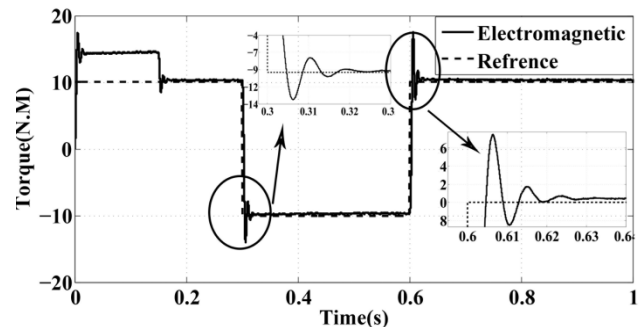
برزو یوسفی در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق - قدرت خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی و در سال ۱۳۸۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت خود را از دانشگاه مازندران دریافت نمود. از سال ۱۳۸۶ الی ۱۳۸۹ نام‌برده به



شکل ۱۲: بار پله اعمال شده به موتور.



(الف)



(ب)

شکل ۱۳: تغییرات سرعت موتور با بار پله و مقایسه با سرعت مرجع و (ب) تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی با بار پله.

برای بررسی عملکرد موتور با روش پیشنهادی در شرایط دینامیکی، یک بار پله در سرعت مرجع ۶۰۰ rpm به موتور اعمال شده است (شکل ۱۲). از شکل ۱۳-الف پیداست که سرعت موتور به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال نموده و در زمان‌های پله دارای عکس‌العمل بسیار مناسب می‌باشد. شکل ۱۳-ب بیانگر گشتاور الکترومغناطیسی موتور بوده که باز هم نتایج قابل قبولی به دست آمده است.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش جدیدی پیشنهاد شده تا تأثیر عدم تعادل منبع ولتاژ سه‌فاز را بر عملکرد درایو یک موتور پنج‌فاز PMSM که از یک مبدل ماتریسی در ساختار درایو خود استفاده می‌کند از بین ببرد. این روش بر مبنای کنترل مستقیم توان بنا نهاده شده است. برای کنترل توان، یک مقدار مرجع در نظر گرفته شده و کنترلر باید طوری عمل کند که توان استاتور ماشین توان مرجع را به خوبی دنبال کند. هنگامی که یک عدم تعادل در منبع ولتاژ به وجود آید، کنترلر باید مولد مرجع را طوری تنظیم نماید که یک توان مرجع جدید ایجاد نماید. ارتباط بین توان منبع قبل و بعد از یک عدم تعادل در منبع ولتاژ محاسبه شده و بر مبنای نتایج محاسبات، کنترلر باید طوری عمل نماید که توان موتور از توان مرجع جدید به خوبی تبعیت کند. در این صورت، فاکتورهای نوسان‌ساز گشتاور

سیداصغر غلامیان در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق- قدرت خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق- قدرت خود را از دانشگاه مازندران و در سال ۱۳۸۷ مدرک دکتری مهندسی برق- قدرت خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی دریافت نموده است و هم‌اکنون استادیار گروه مهندسی برق- قدرت دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: ماشین‌های الکتریکی و سیستم‌های قدرت.

عنوان عضو هیأت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد نور به کار مشغول بود و پس از آن به دوره دکترای مهندسی برق در دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات در تهران وارد گردید.

سودابه سلیمانی مورچه خورتی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق- قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹، ۱۳۸۱ و ۱۳۸۶ از دانشگاه صنعتی شریف به پایان رسانده است و هم‌اکنون دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: بهره‌برداری و برنامه‌ریزی سیستم‌های قدرت.

بابک مظفری تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق- قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۹ و ۱۳۸۱ و ۱۳۸۶ از دانشگاه صنعتی شریف به پایان رسانده است و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: بهره‌برداری و برنامه‌ریزی سیستم‌های قدرت.