

کنترل سرعت موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی با ولتاژ ورودی نامتعادل

مالک محمدرضایی^(۱) - غلامرضا عرب‌مارکده^(۲) - آرش دقیقی^(۳) - جعفر سلطانی^(۴)

(۱) کارشناسی ارشد - گروه برق، دانشگاه شهرکرد

(۲) دانشیار - گروه برق، دانشگاه شهرکرد

(۳) استادیار - گروه برق، دانشگاه شهرکرد

(۴) استاد - گروه برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد خمینی شهر

تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۸۸

تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۸۹

خلاصه: مبدل ماتریسی یک مبدل تبدیل انرژی مستقیم با ضریب توان ورودی بالا است. به دلیل این که در مبدل ماتریسی المان ذخیره کننده انرژی وجود ندارد، مشخصه‌های خروجی با اغتشاش در ولتاژ ورودی دچار تنزل می‌گردند. مطالعات زیادی به منظور رفع این مشکل انجام شده است. در این مقاله عملکرد مبدل ماتریسی کنترل شده با روش Venturini در شرایط ولتاژ ورودی نامتعادل مورد بررسی قرار می‌گیرد. ولتاژ خروجی مبدل تخمین زده شده و یک روش جبران‌سازی مبتنی بر کنترلر PI به منظور حذف اثرات منفی هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ورودی در پیشنهاد شده است. استفاده از این روش هارمونیک‌های خروجی را کاهش داده و پایداری کنترل ولتاژ و جریان بار را تضمین می‌کند. مبدل ماتریسی برای تغذیه موتور القایی استفاده می‌شود که ولتاژ مرجع برای مبدل به وسیله یک کنترلر مبتنی بر خطی‌سازی با فیدبک ورودی - خروجی محاسبه می‌گردد. به منظور اثبات نقاط قوت روش جبران‌سازی مطرح شده نتایج شبیه سازی نشان داده است.

کلمات کلیدی: مبدل ماتریسی، روش Venturini، ولتاژ ورودی نامتعادل، جبران‌سازی.

۱- مقدمه

مبدل ماتریسی به عنوان یک مبدل ac-ac مستقیم مبدلی بسیار مورد توجه در بین مبدل‌های ac-ac است. مبدل ماتریسی اولین بار در سال ۱۹۷۶ معرفی شد که با مقالات [۱] و [۲] در سال‌های ۱۹۸۰ و ۱۹۸۹ پیشرفت چشمگیری داشته است. مبدل ماتریسی یک مبدل با کموتاسیون اجباری است که از مجموعه‌ای سوئیچ تک جهته کنترل‌پذیر ساخته شده و امکان تولید ولتاژ متغیر با فرکانس پیوسته را فراهم می‌کند. مبدل ماتریسی به دلیل توانایی عبور جریان در هر دو جهت و جریان ورودی سینوسی، نسبت به مبدل‌های PWM ارجحیت دارند [۳]، [۴]. مبدل ماتریسی دارای مزایای زیر است [۵]، [۶]:

- جریان ورودی و خروجی سینوسی
- عدم نیاز به المانهای بزرگ لینک dc
- عملکرد چهار ناحیه‌ای
- طراحی ساده و فشرده

طرف بار مبدل ماتریسی به دلیل عدم حضور لینک dc تحت تاثیر مستقیم ولتاژ ورودی نامتعادل یا ولتاژ ورودی دارای اغتشاش قرار می‌گیرد که باعث ایجاد هارمونیک در جریان می‌شود. در این حالت عملکرد بار نیز دچار مشکل خواهد شد. اگر اثرات نامطلوب ولتاژ ورودی نامتعادل حذف گردد کاربرد این مبدل‌ها افزایش می‌یابد. تحقیقات زیادی به منظور کاهش اثرات ولتاژ نامتعادل ورودی انجام گرفته شده است [۷] - [۱۰].

روش مدولاسیون دوطرفه برای مبدل غیرمستقیم که مبدل ماتریسی را به دو قسمت یکسوکنندگی و اینورتری تقسیم می‌کند. در [۷] مطرح شده است. در این روش تعداد حالات سوئیچ‌زنی کاهش می‌یابد. یک روش جبران‌سازی با تغذیه پیشرو بر پایه اندازه‌گیری لحظه‌ای ولتاژ سه فاز ورودی برای غلبه بر ولتاژ نامتعادل ورودی به کار برده شده است. در [۸] رفتار درایو موتور القایی با مبدل ماتریسی در شرایط ولتاژ ورودی غیرنرمال، ولتاژ غیرسینوسی و افت ولتاژ کوتاه مدت، مورد بررسی قرار گرفته شده است. از یک روش جبران‌سازی فیدبک مبتنی

مبدل ماتریسی یک تغییردهنده نامحدود فرکانس است که می‌تواند خروجی با فرکانس بیشتر یا کمتر از فرکانس منبع ولتاژ متصل به مبدل را تولید کند. ولتاژ خروجی از ترکیب ولتاژهای ورودی به دست می‌آید. عملکرد هر سوئیچ در هر لحظه با رابطه (۱) تعریف می‌شود:

$$S_{kj}(t) = \begin{cases} 0 & S_{kj} \text{ is opened} \\ 1 & S_{kj} \text{ is closed} \end{cases} \quad (1)$$

هر سوئیچ S_{kj} ($K = A, B, C, j = a, b, c$) در هر لحظه یک فاز از K را به یک فاز از j متصل می‌کند.

در کنترل مبدل ماتریسی همواره باید دو اصل مهم رعایت گردد: (۱) به دلیل این‌که مبدل ماتریسی با منبع ولتاژ تغذیه می‌گردد هیچ‌گاه نباید یک فاز از خروجی همزمان به دو فاز از ورودی وصل شود. (۲) به دلیل این‌که مسیری برای عبور جریان القایی وجود ندارد فازهای خروجی نباید مدار باز شوند زیرا سبب افزایش ناگهانی ولتاژ می‌شوند.

محدودیت‌های فوق توسط رابطه (۲) بیان می‌شوند:

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad j = a, b, c \quad (2)$$

با توجه به رابطه فوق ۲۷ حالت سوئیچ زنی برای مبدل ماتریسی 3×3 در نظر گرفته می‌شود.

۳- کنترل مبدل ماتریسی با روش Venturini

در سال ۱۹۸۰ یک روش مدولاسیون PWM برای مبدل ماتریسی مطرح گردید که به روش Venturini یا روش تابع تبدیل مستقیم معروف است.

در شرایط ایده‌آل ولتاژ ورودی سه فاز سینوسی تغذیه کننده مبدل ماتریسی با رابطه (۳) بیان می‌شود.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ولتاژ سه فاز خروجی مطلوب توسط رابطه (۴) مطرح می‌گردد.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

در روابط فوق V_{im} و V_{om} دامنه ولتاژهای ورودی و خروجی و ω_1 و ω_0 فرکانس زاویه‌ای ورودی و خروجی را نشان می‌دهند.

نسبت انتقال یا نسبت ولتاژ خروجی به ورودی با رابطه (۵) بیان می‌شود.

$$q = \frac{V_{om}}{V_{im}} \quad (5)$$

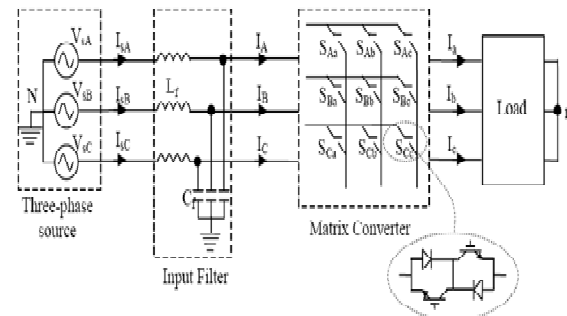
بر کنترل حلقه بسته جریان خروجی برای بهبود خروجی مبدل استفاده شده است. همچنین از یک جبران‌ساز تغذیه پیشرو برای اندازه‌گیری لحظه‌ای ولتاژ ورودی به منظور تضمین عملکرد درایو در شرایط غیرنرمال استفاده شده است.

عملکرد مبدل ماتریسی پل دوبل تحت منبع ولتاژ دارای اغتشاش در [۹] بررسی شده است. برای کاهش اثرات ولتاژ نامتعادل در بار یک کنترلر تغذیه پیشرو به کار برده شده است. در ابتدا مولفه اصلی ولتاژ ورودی محاسبه می‌گردند، سپس سوئیچ‌زنی مناسب در مبدل طرف منبع اعمال می‌شود تا هارمونیک‌های خروجی راکاهش دهد.

یک روش جبران‌سازی مبتنی بر کنترلر PI که با کنترل حلقه بسته جریان خروجی کار می‌کند در [۱۰] پیشنهاد شده است. در این روش اندازه جریان خروجی با اندازه مطلوب مقایسه می‌گردد. در روش‌های فوق به جریان مرجع خروجی برای محاسبات کنترلر نیاز می‌باشد که در صورتی که امیدانسان با تغییر کند، جریان مرجع نیز تغییر می‌کند. استفاده از سنسور برای اندازه‌گیری جریان و ولتاژ هزینه مبدل را افزایش می‌دهد. در این تحقیق هارمونیک‌های ولتاژ خروجی کنترل می‌شود که باعث استقلال روش از تغییرات بار می‌گردد. در این مقاله یک روش جبران‌سازی جدید برای حذف اثرات نامطلوب ناشی از ولتاژ نامتعادل ورودی در مبدل ماتریسی کنترل شده با روش Venturini مطرح شده است. ولتاژ سه فاز خروجی تخمین زده می‌شود و با مقدار مطلوب مقایسه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی به منظور اثبات فواید روش نشان داده شده است.

۲- ساختار مبدل ماتریسی

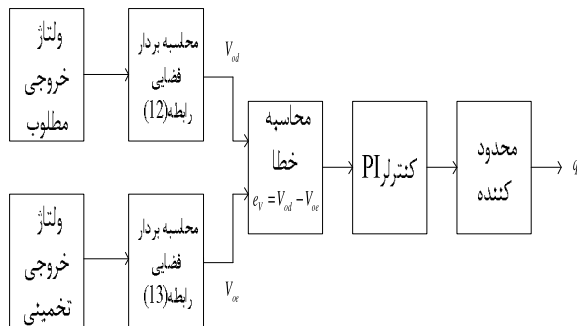
مبدل ماتریسی، یک مبدل تک مرحله‌ای است که از برداری $n \times m$ از سوئیچ‌های دو جهته تشکیل شده است که یک فاز ورودی را به یک فاز خروجی وصل می‌کنند. از نظر عملی تعداد فازهای ورودی، m ، باید حداقل سه باشد ولی تعداد فازهای خروجی، n ، می‌تواند از یک تا بی‌نهایت باشد. ساختار یک مبدل ماتریسی پایه که منبع ولتاژ سه فاز را به بار سه فاز وصل می‌کند در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل (۱): مبدل ماتریسی سه فاز
Fig. (1): The three phase matrix converter

۴- روش جبران سازی ورودی نامتعادل

الگوریتم مدولاسیون به کار برده شده در مبدل ماتریسی برای ولتاژ ورودی سینوسی از یک الگوی کلیدزنی ثابت استفاده می کند. برای فرکانس یا دامنه مشخص، زمان عملکرد هر سوئیچ محاسبه می شود و به سوئیچ فرمان داده می شود. اما زمانی که ولتاژ ورودی نامتعادل باشد استفاده از الگوی کلیدزنی ثابت مناسب نمی باشد. بنابراین زمان عملکرد هر سوئیچ باید به صورت لحظه ای محاسبه گردد، که برای این منظور ولتاژ خروجی تخمین زده می شود. شکل (۲) بلوک دیاگرام محاسبه زمان عملکرد سوئیچ ها را نشان می دهد.



شکل (۲): بلوک دیاگرام محاسبه q
Fig. (2): The block diagram for q calculations

اندازه بردار فضایی ولتاژ خروجی مطلوب و ولتاژ خروجی تخمین زده شده از طریق روابط (۱۲) و (۱۳) محاسبه می گردد.

$$V_{od} = \sqrt{\frac{2}{3}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2)} \quad (12)$$

$$V_{oe} = \sqrt{\frac{2}{3}(V_{ae}^2 + V_{be}^2 + V_{ce}^2)} \quad (13)$$

زیر نویس های d و e نمایش دهنده مقادیر مطلوب و تخمین زده شده می باشد. اگر ورودی سینوسی باشد، خروجی نیز سینوسی می شود که در این حالت V_{oe} مقداری ثابت خواهد داشت. اگر ولتاژ ورودی غیر سینوسی یا نامتعادل باشد مقدار V_{oe} غیر ثابت خواهد شد. بنابراین برای اینکه V_{oe} به V_{od} نزدیک شود از یک کنترلر PI برای محاسبه نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی استفاده می شود. همچنین به منظور جلوگیری از تجاوز مقدار q از حد مجاز یک محدود کننده در خروجی PI استفاده می شود.

باید به این نکته توجه شود که تخمین ولتاژ سه فاز خروجی بدون سنسور اندازه گیری ولتاژ انجام می شود. برای این منظور از رابطه (۷) در واحد پردازش استفاده می شود.

در روش مطرح شده در [۱۰] در هر لحظه جریان خروجی با جریان مرجع مقایسه می گردد و از خطای حاصله در PI استفاده می شود که هرگاه که بار خروجی تغییر کند باید مقدار جریان مرجع مجدداً محاسبه گردد. اما در روش مطرح شده در این مقاله از ولتاژ مطلوب خروجی و ولتاژ خروجی تخمین زده شده استفاده می شود که ولتاژ

در حالت کلی حداکثر مقدار q، ۰/۵ می باشد که جهت افزایش این مقدار باید هارمونیک سوم فرکانس های ورودی و خروجی به ولتاژ خروجی مطلوب اضافه و کم شود. رابطه (۶) ولتاژ خروجی مطلوب برای کسب حداکثر q را نشان می دهد.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = q \cdot V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$-\frac{1}{6} \cdot q \cdot V_{im} \begin{bmatrix} \cos(3\omega_o t) \\ \cos(3\omega_o t) \\ \cos(3\omega_o t) \end{bmatrix} + \frac{1}{4} \cdot V_{im} \begin{bmatrix} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix}$$

در این حالت مقدار q، ۰/۸۶۶ می باشد که حداکثر نسبت انتقال در مبدل ماتریسی می باشد.

در این روش مدت زمان خاموش و روشن بودن هر یک از سه سوئیچ دو جهته محاسبه می گردد. ولتاژ خروجی با نمونه برداری از ولتاژ ورودی ساخته می شود که ولتاژ مرجع تعریف شده را دنبال می کند. در این حالت وقتی که بار به خروجی متصل باشد جریان ورودی با دامنه I_i ، همفاز با ولتاژ ورودی با فرکانس زاویه ای ω_i خواهد شد.

ارتباط بین ولتاژ ورودی و خروجی و جریان ورودی و خروجی را می توان با روابط (۷) و (۸) بیان کرد.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

در هر زمان t ، $0 \leq m_{Kj} \leq 1$ و

$$\sum_{j=a,b,c} m_{Kj} = 1 \quad (K = A, B, C) \quad (9)$$

در روش Venturini باید ضریب توان ورودی واحد باشد [۲، ۵]. برای این منظور از رابطه (۱۰) استفاده می شود [۲].

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} + \frac{2q}{3q_m} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (10)$$

$$K = \{A, B, C\}, j = \{a, b, c\}, \beta_K = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

بنابراین زمان قطع و وصل هر سوئیچ توسط رابطه (۱۱) محاسبه می گردد.

$$t_{Kj} = \frac{T_s}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} + \frac{2q}{3q_m} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (11)$$

در رابطه فوق $(K = A, B, C, j = a, b, c)$ ، t_{Kj} مدت زمان اتصال فاز خروجی j به فاز ورودی K را مشخص می کند.

محاسبه می‌گردد و سپس با استفاده از شار روتور، شار استاتور محاسبه می‌شود.

خروجی‌های کنترلر به صورت زیر تعریف می‌گردند.

$$h_1 = T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (17)$$

$$h_2 = |\lambda_s|^2 = (\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2) \quad (18)$$

خطای خروجی کنترلر به صورت زیر خواهد بود.

$$y_1 = h_1 - T_{eref} \quad (19)$$

$$y_2 = h_2 - |\lambda_s|_{ref}^2$$

با استفاده از روابط (۱۴) و (۱۹)، دینامیک موتور القایی به صورت

رابطه (۲۰) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1} y_1 \\ L_{g2} y_2 \end{bmatrix} + D(x) \cdot \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (20)$$

که در رابطه فوق

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} y_1 & L_{g2} y_1 \\ L_{g1} y_2 & L_{g2} y_2 \end{bmatrix}$$

$$L_{g1} y_1 = \frac{3P}{2} \left(\frac{R_s + \alpha L_s}{\sigma} (x_1 x_4 - x_2 x_3) + \omega_r (x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{\omega_r}{\sigma} (x_3^2 + x_4^2) \right)$$

$$L_{g1} y_2 = -2R_s (x_1 x_3 + x_2 x_4) \quad (21)$$

$$L_{g2} y_1 = \frac{3P}{2} \left(x_2 - \frac{x_4}{\sigma} \right), L_{g2} y_2 = \frac{-3P}{2} \left(x_1 - \frac{x_3}{\sigma} \right)$$

$$L_{g2} y_2 = 2x_3, L_{g2} y_2 = 2x_4$$

که $L_f \phi$ مشتق لی تابع $\phi(x)$ در راستای بردار $f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)]^T$ می‌باشد و به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$L_f \phi = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \phi}{\partial x_i} \cdot f_i(x) \quad (22)$$

دترمینان $D(x)$ با رابطه زیر به دست می‌آید.

$$\det(D) = 3P \left[(x_2 x_4 + x_1 x_3) - \frac{1}{\sigma} (x_3^2 + x_4^2) \right] \quad (23)$$

با استفاده از معادلات موتور در دستگاه ساکن می‌توان ارتباط بین مولفه‌های دو محوری شار مغناطیسی روتور با مولفه‌های نظیر در استاتور را به دست آورد.

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (x_3 - \sigma x_1) \quad (24)$$

$$\lambda_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (x_4 - \sigma x_2)$$

با استفاده از روابط (۲۳) و (۲۴) داریم:

$$\det(D) = \frac{-3L_m}{\sigma L_r} P (\lambda_{dr} x_3 + \lambda_{qr} x_4) \quad (25)$$

$$= \frac{-3L_m}{\sigma L_r} P (\lambda_r^T \lambda_s^T) = \frac{-3L_m}{\sigma L_r} P |\lambda_r| |\lambda_s| \cos(\lambda_r, \lambda_s)$$

که در رابطه بالا $\lambda_r = [\lambda_{dr}, \lambda_{qr}]^T$ و $\lambda_s = [\lambda_{ds}, \lambda_{qs}]^T$ هستند.

چون حاصلضرب داخلی بردارهای شار استاتور و شار روتور از نظر فیزیکی غیر صفر است، بر اساس رابطه (۲۵) ماتریس $D(x)$ یک ماتریس ناویژه است و اگر قانون کنترل سیستم فوق به صورت رابطه

مطلوب با تغییر بار تغییر نمی‌کند و همانگونه که قبلاً ذکر شد برای محاسبه ولتاژ تخمینی نیازی به سنسور اندازه‌گیری نمی‌باشد که این مطلب از نقاط قوت این روش می‌باشد.

۵- مدل موتور القایی

با فرض خطی بودن مدار مغناطیسی و صرفنظر کردن از تلفات آهن، مدل دینامیکی یک موتور القایی سه فاز در مختصات ساکن با در نظر گرفتن جریانها و شارهای دو محوری استاتور به عنوان متغیرهای حالت و ولتاژهای دو محوری استاتور به عنوان ورودی به صورت زیر بیان می‌شود [۱۱].

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x) \cdot v_{ds} + g_2(x) \cdot v_{qs}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{\alpha L_s}{\sigma}\right) i_{ds} - \omega_r i_{qs} + \frac{\alpha}{\sigma} \lambda_{ds} + \frac{\omega_r}{\sigma} \lambda_{qs} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{\alpha L_s}{\sigma}\right) i_{qs} - \omega_r i_{ds} + \frac{\alpha}{\sigma} \lambda_{qs} + \frac{\omega_r}{\sigma} \lambda_{ds} \\ -R_s i_{ds} \\ -R_s i_{qs} \end{bmatrix}$$

$$g_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, g_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \alpha = \frac{R_r}{L_r} \quad (14)$$

در رابطه فوق $\sigma = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ ضریب ناشی،

(v_{ds}, v_{qs}) به ترتیب شار استاتور، جریان استاتور و ولتاژ استاتور هستند. R_s مقاومت استاتور و L_s اندوکتانس استاتور و R_r مقاومت روتور و L_r اندوکتانس روتور می‌باشند. L_m راکتانس مغناطیسی موتور و ω_r سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور هستند. معادله مکانیکی موتور به صورت رابطه (۱۵) می‌باشد.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{T_e}{J_m} - \frac{T_L}{J_m} - \frac{B_r}{J_m} \omega_m \quad (15)$$

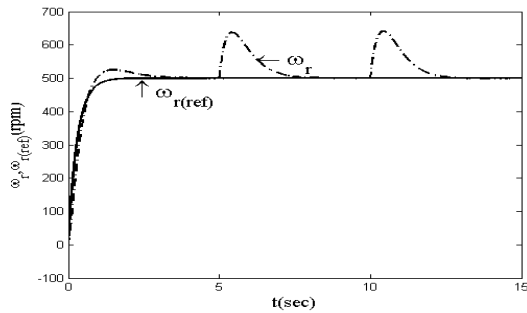
ω_m سرعت زاویه‌ای مکانیکی روتور، T_L گشتاور بار، T_e گشتاور الکترومغناطیسی موتور، J_m ممان اینرسی و B_r ضریب چسبندگی موتور می‌باشند. اگر P تعداد زوج قطب باشد رابطه $\omega_r = P \omega_m$ بین سرعت مکانیکی و سرعت الکتریکی برقرار است.

گشتاور الکترومغناطیسی موتور با استفاده از رابطه (۱۶) محاسبه می‌گردد.

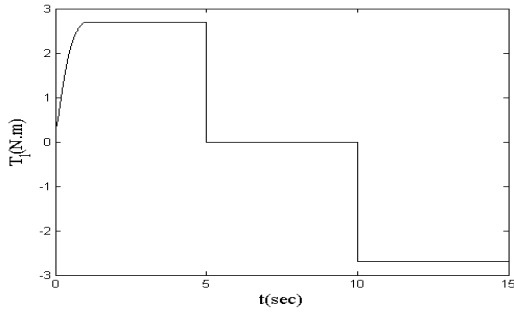
$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (16)$$

۶- کنترلر خطی سازی با فیدبک ورودی - خروجی

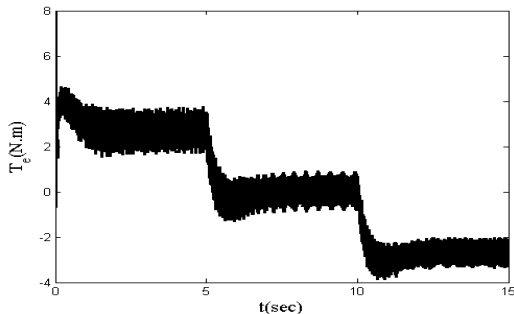
در این کنترلر اندازه شار استاتور و گشتاور موتور به عنوان خروجی‌های کنترلر و جریان استاتور به عنوان حالت قابل اندازه‌گیری در نظر گرفته می‌شود [۱۱]. در ابتدا با جریان خروجی اندازه‌گیری شده، شار روتور



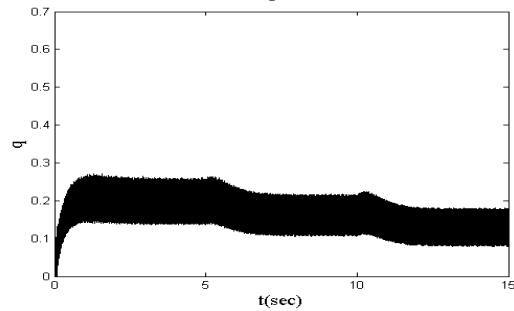
(الف)



(ب)



(ج)

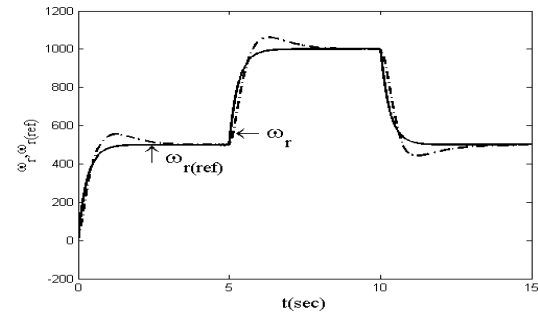


(د)

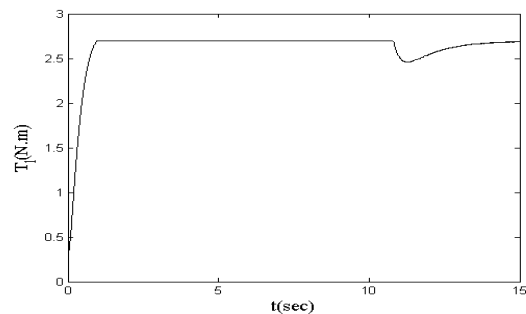
شکل (۶): (الف) سرعت روتور (ب) گشتاور بار (ج) گشتاور الکترومغناطیسی

(د) نسبت تبدیل خروجی به ورودی مبدل ماتریسی

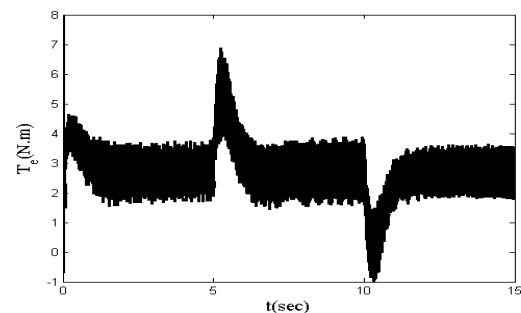
Fig. (6): (a) The rotor speed, (b) The load torque, (c) The electromagnetic torque, (d) The conversion ratio of the output to the input matrix converter



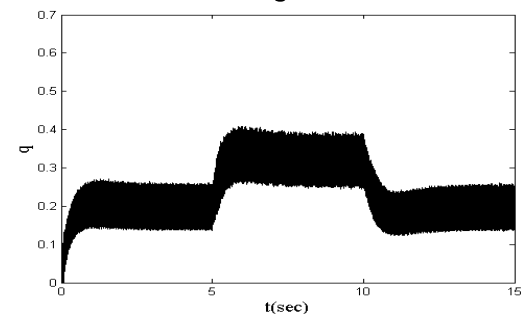
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۵): (الف) سرعت روتور (ب) گشتاور بار (ج) گشتاور الکترومغناطیسی

(د) نسبت تبدیل خروجی به ورودی مبدل ماتریسی

Fig. (5): (a) The motor speed (b) The load torque, (c) The electromagnetic torque, (d) The conversion ratio of the output to the input matrix converter

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک روش جدید برای کنترل مبدل ماتریسی تغذیه شده با منبع ولتاژ نامتعادل مطرح شده است. در این روش نسبت ولتاژ استفاده شده در روش کلیدزنی Venturini با استفاده از یک کنترلر

در شکل (۶) خروجی‌های شبیه‌سازی به ازای تغییر در گشتاور بار مشاهده می‌شود که بار در ابتدا به صورت نمایی افزایش می‌یابد و سپس به صورت پله‌ای کاهش می‌یابد. مشاهده می‌شود که با تغییر گشتاور بار، سرعت موتور همچنان سرعت مرجع را دنبال می‌کند.

خطی‌سازی با فیدبک ورودی - خروجی که با مقادیر تخمینی موتور کار می‌کند محاسبه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای اثبات موثر بودن روش نشان داده شده است.

PI محاسبه می‌شود. با استفاده از کنترلر PI مقدار ولتاژ خروجی تخمینی به مقدار مطلوب نزدیک می‌شود. در این روش هیچگونه سنسور ولتاژ خروجی به کار برده نمی‌شود. بنابراین این روش مستقل از بار می‌باشد. ولتاژ مطلوب برای مبدل ماتریسی توسط یک کنترلر

مراجع

- [1] M. Venturini, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements", IEEE/POWERCON, pp.447-454, 1980.
- [2] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine switch direct AC-AC converters", IEEE Tran. Pow. Elec., Vol.4, No.1, pp.101-112, 1989.
- [3] S. Kim, S.K. Sul, T.A. Lipo, "AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.36, No.2, pp.139-145, 2000.
- [4] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space vector representation of the switch state", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.49, No.2, pp.370-381, 2002.
- [5] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, et al, "Matrix converters: A technology review", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.49, No.2, pp.276-288, 2002.
- [6] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, "Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input /output unbalance", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.45, No.3, pp.401-409, 1998.
- [7] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Space vector modulated matrix converter with minimized number of switchings and a feedforward compensation of input voltage unbalance", IEEE/PED, pp.833-839, 1996.
- [8] K. Sun, D. Zhou, L. Huang, K. Matsuse, "Compensation control of matrix converter fed induction motor drive under abnormal input voltage conditions", IEEE/IAS, pp.623-630, 2004.
- [9] L. Wei, Y. Matsushita, T.A. Lipo, "A compensation method for dual-bridge matrix converters operation under distorted source voltages", IEEE / IECON, Vol.3, pp.2078-2084, Nov. 2003.
- [10] H. Karaca, R. Akkaya, "Control of venturini method based matrix converter in input voltage variations", IMECS, Hong Koug, March 2009.
- [11] J. Soltani, G.R. Arab Markadeh, S.H. Hosseiny, "A new adaptive direct torque control (DTC) scheme based-on SVM for adjustable speed sensorless induction motor drive", IEEE / IECON, Vol.2, pp.1111-1116, Nov. 2004.