

مقایسه عملکرد کنترل پیش بین مدل و کنترل مستقیم گشتاور بر روی موتور سنکرون مغناطیس دایم

مهدی فدایی^۱، یاسر معینی^{۲*}

^۱ عضو هیئت علمی دانشگاه آزاد اسلامی بجنورد، گروه برق، Fadaie_a@bojnourdiau.ac.ir

^۲ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت، دانشگاه آزاد اسلامی بجنورد، Moeini.yaser86@gmail.com

چکیده

بررسی و مطالعه روش های کنترل برداری موتورهای الکتریکی و بطور خاص موتور PMSM همواره مورد توجه محققان بوده است. از میان روش های کنترل برداری، روش DTC به دلیل سادگی و پاسخ دینامیکی سریع برای کنترل سرعت موتورهای PMSM بسیار مورد استفاده قرار گرفته است. با این حال معایبی همچون متغیر و بالا بودن فرکانس کلیدزنی، باعث ایجاد تلفات و کاهش بازدهی در این روش می گردد. بنابراین بکارگیری روشی در درایو موتورهای الکتریکی که منجر به مدولاسیونی با فرکانس کلیدزنی ثابت و نیز کاهش اعوجاج گشتاور، کاهش هارمونیک های جریان و کاهش خطای سرعت شود؛ زمینه را برای مطالعات بیشتر فراهم نموده است. در این مقاله تلاش می شود؛ با استفاده از روش برنامه ریزی مربعی چند پارامتری، کنترل کننده پیش بین صریح به منظور درایو موتور PMSM مقید طراحی شده و نتایج حاصل از آن با روش DTC مقایسه می شود. نتایج حاصل از شبیه سازی در محیط سیمولینک نرم افزار متلب گویای این واقعیت هستند که کنترل کننده پیش بین صریح طراحی شده عملکرد بهتری نسبت به روش DTC خواهد داشت.

واژه های کلیدی

کنترل پیش بین صریح، موتور PMSM، کنترل مستقیم گشتاور، بهینه سازی، روش برنامه ریزی چند پارامتری.

۱-مقدمه

امروزه کنترل موتورهای الکتریکی از طریق کنترل فرکانس متغیر منبع تغذیه، توسط اینورترهای AC-DC صورت می گیرد. برای این کار از کلیدزنی تجهیزات نیمه هادی الکترونیک قدرت استفاده می شود. عمل کلیدزنی در اینورترها باعث تولید هارمونیک های ولتاژ و جریان می شود، در نتیجه باعث افزایش تلفات توان در ماشین های الکتریکی می گردد. افزایش فرکانس کلیدزنی، نوسان کلی هارمونیک های جریان (THD) را افزایش می دهد و هم چنین نوسان گشتاور را کاهش می دهد [۱]. از طرفی، به دلیل محدود بودن بیشینه فرکانس

کلیدزنی برای تجهیزات الکترونیک قدرت، امکان افزایش فرکانس تا حد دلخواه وجود ندارد. ضمن اینکه افزایش فرکانس کلیدزنی نیز خود سبب افزایش تلفات در کلیدها می شود. بنابراین باید از روش های دیگری برای کاهش تلفات و نوسانات در سیستم درایو الکتریکی استفاده کرد. [۲] در روش کنترل پیش بین سیگنال کنترل به نحوی محاسبه می شود که یک تابع هزینه از متغیرهای فرآیند در یک پنجره زمانی با طول مشخص موسوم به افق پیش بینی از زمان فعلی تا زمانی در آینده بهینه باشد. برای بهینه سازی در این روش از مدل سیستم بهره گرفته می شود. از جمله ویژگی های بارز کنترل کننده پیش بین مقید می توان به امکان در نظر گرفتن قیود و محدودیت های اعمال شده بر روی متغیرهای سیستم اشاره نمود. در این روش برای به دست آوردن سیگنال های کنترل بهینه در هر لحظه، باید یک مساله بهینه سازی را حل نمود که از این امر با عنوان بهینه سازی پیاپی یاد می شود [۳ و ۴]. لذا طراحی کنترل پیش بین مقید نیاز به حجم محاسبات بالایی دارد و پیاده سازی آن نیازمند پردازنده های سریع و توانمند در مقایسه با کنترل کننده های معمولی می باشد [۵]. روش برنامه ریزی چند پارامتری امکان استفاده از این روش کنترل را در مقیاس زمان نمونه برداری بسیار کوچک در حد میکرو ثانیه فراهم می آورد. در روش برنامه ریزی چند پارامتری عناصر بردار حالت (متغیر های حالت) به صورت پارامتر در مساله ظاهر می شوند [۶ و ۷]. با استفاده از این روش برنامه ریزی، فضای حالت سیستم به مجموعه های چندوجهی افراز می شود که برای هر یک از این مجموعه ها قانون کنترل بهینه به صورت یک تابع متناسب (Affine) از بردار حالت به دست می آید. روش کنترل پیش بین مدل صریح (EMPC) تلاش دارد یکی از مشکلات اصلی MPC، یعنی نیاز به حل برنامه ریاضی به صورت آنالین برای محاسبه اقدام کنترلی، را حل کند [۸ و ۹]. با استفاده از روش برنامه نویسی چند پارامتری، EMPC اقدام کنترلی بهینه ی آفلاین را به عنوان یک تابع صریحی از حالتها و بردارهای مرجع، محاسبه می کند. لذا آن کار آنالین به یک ارزیابی تابع ساده کاهش می یابد. چنین تابعی در بیشتر موارد، یک تابع

آفین تکه ای، است به گونه ای که کنترل کننده ی MPC در لیست انتخابی بهره های خطی، جستجو می کند. [۱۰ و ۱۱]

۲- روش برنامه ریزی درجه دوم چند پارامتری

الگوریتم MPC را می توان بر هر مدلی از سیستم پیاده کرد. مدل یک سیستم نمونه با نمایش فضای حالت در حوزه ی زمان گسسته توسط معادلات زیر نشان داده می شود:

$$\begin{aligned} x(t+1) &= Ax(t) + Bu(t) + Gv(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (۱)$$

در حالی که باید قیود $y_{min} \leq y(t) \leq y_{max}$ و

$U_{min} \leq U(t) \leq U_{max}$ در تمام زمان های $t \geq 0$ برآورده شود. در معادلات فوق $y_{min} \leq y_{max}$ ($U_{min} \leq U_{max}$) حدود خروجی ها (ورودی ها) بوده و جفت (A, B) پایدارپذیر است. در این حالت مسئله بهینه سازی برای کنترل پیش بین به صورت زیر است.

$$J(U, x(t)) = x'_{t+N_y|t} P_{x_t} + N_{y|t} + \sum_{k=0}^{N_y-1} x'_{t+k|t} Q_{x_{t+k|t}} + \quad (۲)$$

$$u'_{t+k} R_{u_{t+k}} \}$$

$$y_{min} \leq y_{t+k|t} \leq y_{max}, \quad k = 1, \dots, N_c$$

$$u_{min} \leq u_{t+k|t} \leq u_{max}, \quad k = 0, 1, \dots, N_c$$

$$x_{t|t} = x(t)$$

$$x_{t+k+1|t} = Ax_{t+k|t} + Bu_{t+k}, \quad k \geq 0$$

$$u_{t+k} = Kx_{t+k|t} \quad N_u \leq k \leq N_y$$

که در هر زمان t حل می شود، که در آن $x_{t+k|t}$ نشان دهنده بردار حالت پیش بینی شده حاصل در زمان $t+k$ از توالی ورودی $u_t, \dots, u_{t+k-1}$ به مدل (۱) با شروع از حالت $x(t)$ است. در روابط فوق ماتریس $R > 0$ ماتریس وزنی ورودی ها در افق پیش بینی، $Q \geq 0$ ماتریس وزنی حالت ها در افق پیش بینی و $P > 0$ ماتریس وزنی حالت پایانی است. با حل و محاسبه $x_{t+k|t}$ بر حسب $x(t)$ و با توجه به رابطه (۱) داریم:

$x_{t+k|t} = A^k x_t + \sum_{j=0}^{k-1} A^j B u_{t+k-1-j}$ و با جایگذاری نتیجه در رابطه (۲) می توان مسئله بهینه سازی را به فرم زیر ساده کرد.

$$J = \frac{1}{2} (x_t^T Y x_t) + \min \left\{ \frac{1}{2} (U^T H U) + (x_t^T F U) \right\} \quad (۳)$$

$$GU \leq w + Ex(t)$$

در رابطه (۳) ماتریس های H, F, G, Y, E, W را می توان از ماتریس های P, Q, R و روابط (۲) به دست آورد. با انجام تغییر متغیر $z = U + H^{-1} F^T x(t)$ می شود.

$$J_z = \min \left\{ \frac{1}{2} Z^T H Z \right\} \quad (۴)$$

$$Z = U + H^{-1} F^T X(t) \quad GZ - W - Sx(t) \leq 0$$

راه حل چند پارامتری مسئله بهینه سازی (۴) براساس شرایط کوهن-تاکر (Kuhn-Tucker) می باشد [۷] تابع لاگرانژین مساله (۴) را به صورت $\frac{1}{2} Z^T H Z + \lambda^T (GZ - W - Sx)$ در نظر می گیریم.

ضرایب لاگرانژ شرط $\lambda \geq 0$ را برآورده می کنند. در صورت برآورده شدن قید i ام به صورت تساوی $G^i Z - W^i - S^i x(t) = 0$ (که بالانویس i نشان دهنده سطر i ام آن است) اگر داشته باشیم $\lambda_i > 0$ آنگاه می توان قیود نامساوی را به مساوی تبدیل کرد و داریم

$$\lambda_i (G^i Z - W^i - S^i x) = 0 \quad \text{با مشتق گیری از لاگرانژین}$$

مقدار بهینه Z که در واقع تابعی از x می باشد به این شکل

$$Z^*(x) = -H^{-1} G^T \lambda \quad (۵)$$

به دست می آید:

بدین ترتیب می توان ماتریسهای $\tilde{G}, \tilde{W}, \tilde{S}$ را که شامل سطرهای

ماتریسهای G^i, W^i, S^i متناظر با قیود فعال است را به دست

آورد. که در این حالت $\tilde{\lambda} Z^*(x)$ به شکل زیر بدست می آیند.

$$\tilde{\lambda} = -(\tilde{G}H^{-1}\tilde{G}^T)^{-1}(\tilde{W} + \tilde{S}x) \quad (۶)$$

$$Z^*(x) = H^{-1}\tilde{G}^T(\tilde{G}H^{-1}\tilde{G}^T)^{-1}(\tilde{W} + \tilde{S}x)$$

برای اینکه در روابط فوق $Z^*(x)$ حل بهینه برای مسئله (۴) باشد

لازم است که داشته باشیم $\tilde{\lambda} \geq 0$ و نیز قیود مسئله بهینه سازی

$$GZ^* \leq W + Sx(t) \quad \text{برقرار باشد یا به عبارت دیگر}$$

$$H^{-1}\tilde{G}^T(\tilde{G}H^{-1}\tilde{G}^T)^{-1}(\tilde{W} + \tilde{S}x) - (\tilde{G}H^{-1}\tilde{G}^T)^{-1}(\tilde{W} + \tilde{S}x) \geq 0 \quad (۷)$$

که این دو رابطه یک چند وجهی را در فضای حالت توصیف می کند.

این ناحیه در واقع یک ناحیه بحرانی به ازای ترکیب مشخصی از فعال بودن قیود مساله (۴) است. تعداد حالت های ممکن برای فعال بودن قیود بسیار زیاد است و در عمل نمی توان با بررسی تمام ترکیب های ممکن تعداد نواحی بحرانی را بدست آورد. پس از تعیین نواحی مذکور می توان Z^* را با استفاده از رابطه (۵) و در نتیجه U^* و سیگنال کنترل را به دست آورد. نتیجه این محاسبات یک تابع متناسب تکه ای برای سیگنال کنترل بر حسب $x(t)$ خواهد بود. [۱۰]

۳- مدل گسسته موتور سنکرون مغناطیس دائم

بخش مهم غیر خطی در درایو موتور سنکرون مغناطیس دائم ارتباط بین سرعت رتور ω و جریان هاست. (i_d, i_q). مدل خطی تغییر ناپذیر با زمان، با گسسته سازی مدل ریاضی ماشین سنکرون PMSM در دوره زمانی T_s بدست می آید. معادله ماتریسی فضای حالت زمان پیوسته برای موتور PMSM مطابق زیر است:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_q \\ \dot{I}_d \\ \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{1}{L_q}(L_d I_{ds}^r + \varphi_f) & 0 \\ \frac{L_q}{L_d}\omega_r & -\frac{r_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}I_{qs}^r & 0 \\ \frac{1}{J}\frac{3}{2}P\varphi_f & 0 & -\frac{B_m}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^r \\ V_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q}\omega_r I_{ds}^r \\ -\frac{L_q}{L_d}\omega_r I_{qs}^r \\ -\frac{1}{J}T_l \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۸)$$

معادله فوق باید گسسته سازی گردد لذا داریم:

جدول ۱: مشخصات موتور الکتریکی مورد استفاده

پارامترها	مقادیر
افق پیش بین	N=10
زمان نمونه برداری	T _s =0.02 ms
ماکزیمم جریان نامی	3 A

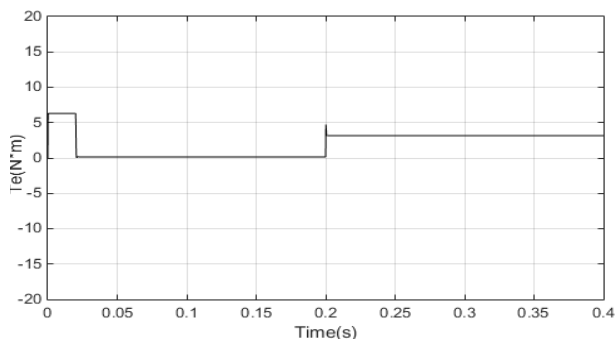
جدول ۲: پارامترهای کنترلر

پارامترها	مقادیر
L _d = L _q	۰/۰۰۸۵ هانری
R _s	۲/۸۷۵ اهم
Flux(stator)	۰/۱۷۵ وبر
B _m	۰/۰۰۱
J	۰/۰۰۰۸

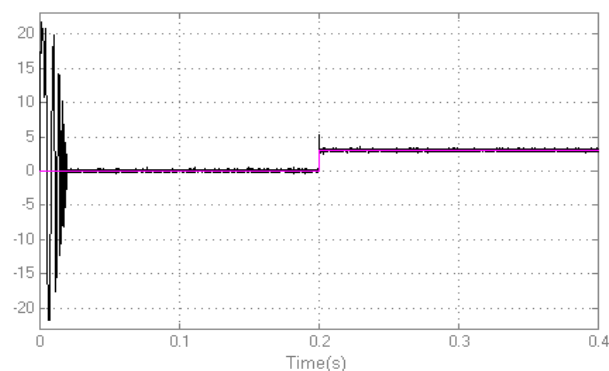
۵- نتایج روش کنترل پیش بین و روش DTC

۵-۱ حالت الف

موتور با سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه و در حالت بی باری استارت می شود و پس از ۰.۲ ثانیه گشتاور بار ۳ نیوتن متر به موتور اعمال می گردد. نتایج در شکل های ۱، ۲، ۳، ۴ آمده است.



شکل ۱: منحنی گشتاور الکترومغناطیسی روش EMPC



شکل ۲: منحنی گشتاور الکترومغناطیسی روش DTC

$$\begin{aligned}
 I_q(k+1) &= I_q(k) \left(1 - \frac{r_s}{L_q} T_s\right) - I_d(k) \frac{L_d}{L_q} \omega_r T_s - \\
 \omega_r(k) \frac{1}{L_q} (L_d I_{ds}^r + \varphi_f) T_s &+ \frac{V_{ds}^r}{L_q} T_s + \frac{L_d}{L_q} \omega_r I_{ds}^r T_s \\
 I_d(k+1) &= I_d(k) \frac{L_q}{L_d} \omega_r T_s - \\
 I_d(k) \left(1 - \frac{r_s}{L_d} T_s\right) &+ \omega_r(k) \frac{L_q}{L_d} I_{qs}^r T_s + \frac{V_{ds}^r}{L_d} T_s - \frac{L_q}{L_d} \omega_r I_{qs}^r T_s \\
 \omega_r(k+1) &= I_q(k) \frac{1}{J} \frac{3}{2} \frac{P}{2} \varphi_f T_s + \omega_r(k) \left(1 - \frac{B_m}{J} T_s\right) - \frac{1}{J} T_l T_s \\
 \theta_r(k+1) &= \omega_r(k) T_s + \theta_r(k)
 \end{aligned} \quad (9)$$

۴- پیاده سازی کنترل پیش بین صریح

روش کنترل پیش بین صریح مساله بهینه سازی برخط را ابتدا به صورت خارج خط به فرمت برنامه ریزی درجه دوم چند متغیره (MP-QP) تبدیل می کند. در این روش به هنگام پیاده سازی عملیاتی از مدل (MP-QP) که به صورت خارج خط محاسبه شده استفاده می گردد تا سیگنال کنترلی به دست آید. این روش بر مبنای روش FOC پیاده سازی شده است که در آن از یک کنترلر EPMC جهت کنترل بهینه موتور استفاده می گردد و انتظار داریم با اعمال آن خطای حالت دائمی سرعت و میزان نوسانات جریان و THD نسبت به روش DTC کاهش یابد. در روش کنترل پیش بین صریح تابع هزینه به فرم زیر است:

$$J(u_0^{N_p-1}, x_0) = \sum_{t=0}^{N_p-1} \|u(t)\|_{Q_1}^2 + \|x(t) - x_f\|_{Q_2}^2 \quad (10)$$

Q₁ و Q₂ به ترتیب ماتریس های وزنی مناسب برای سیگنال کنترلی و متغیرهای حالت می باشند. پاسخ معادلات فضای حالت سیستم به صورت معادله (۱۱) به دست می آید.

$$x(t) = A^t x(0) + \sum_{i=0}^{t-1} A^i (B u(t-i-1) + E) \quad (11)$$

با جایگذاری رابطه ی فوق در تابع هزینه (۱۰)، تابع هزینه برحسب سیگنال کنترلی u بدست می آید. با ساده سازی تابع هزینه بدست آمده، تابع هزینه به فرم برنامه ریزی درجه دوم چند متغیره (۱۲) بدست خواهد آمد.

$$J = U^H U + F^H U \quad (12)$$

که H و F ماتریس های وزنی مناسب و U به صورت معادله (۱۳) است.

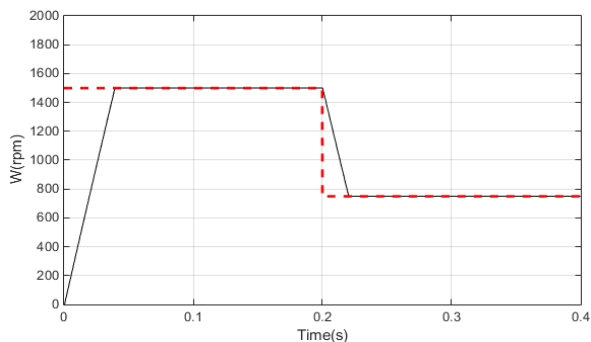
$$U = \begin{bmatrix} u(0) \\ \vdots \\ u(N_p - 1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

با حداقل کردن تابع هزینه (۱۲) در حضور قیدهایی که مطرح شده است دنباله کنترلی بهینه U بدست خواهد آمد، فقط عضو اول این دنباله یعنی u(0) به سیستم اعمال می گردد و بقیه دنباله در نظر گرفته نمی شود.

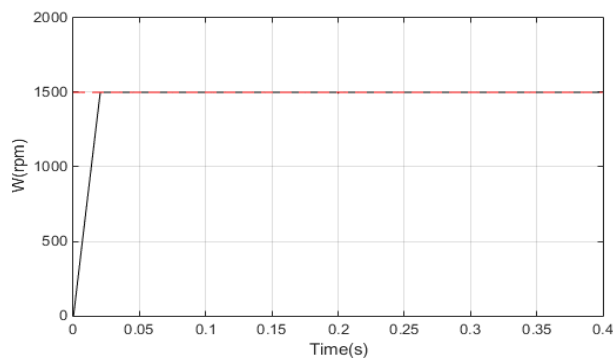
۴-۱ مشخصات موتور الکتریکی و پارامترهای طراحی

کنترلر

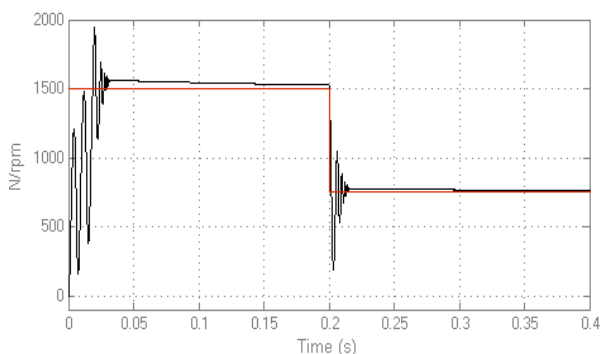
در جداول (۱) و (۲) مشخصات موتور الکتریکی و پارامترهای کنترلر آورده شده است:



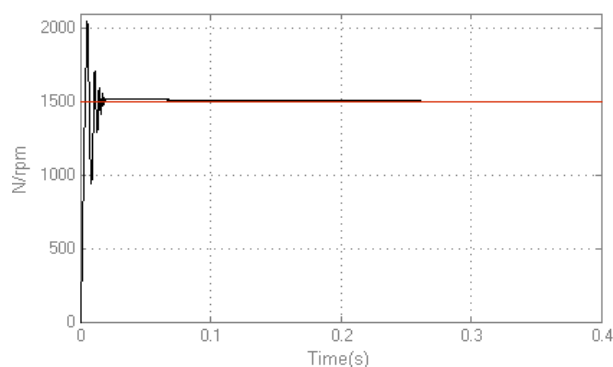
شکل ۷: منحنی سرعت روش EMPC



شکل ۳: منحنی سرعت روش EMPC



شکل ۸: منحنی سرعت روش DTC

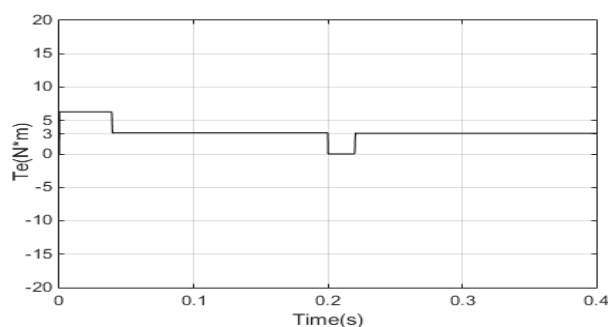


شکل ۴: منحنی سرعت روش DTC

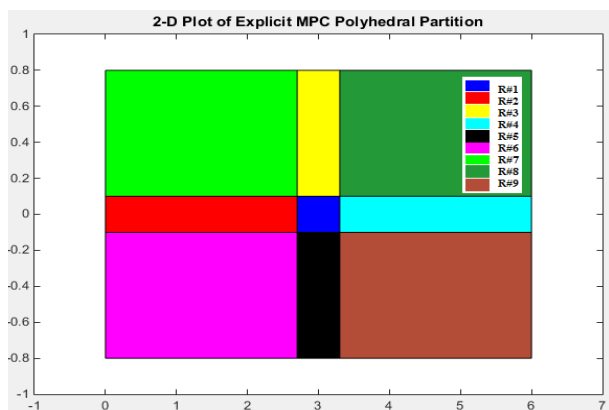
شبیه سازی ها در دو حالت برای دو روش DTC و EPMC انجام گرفته است و در هر حالت منحنی های سرعت و گشتاور الکترومغناطیسی نشان داده شده است. در حالت الف با تغییر گشتاور بار جریان موتور افزایش یافته و موتور سعی در حفظ سرعت مرجع خود دارد که در دو روش دینامیک خوبی جهت هماهنگی با سرعت مرجع دیده می شود هرچند در روش EPMC موتور با نوسانات کمتری سرعت مرجع خود را دنبال می کند. در حالت دوم- با تغییر سرعت مرجع، مشاهده می گردد که در روش EPMC موتور بخوبی به تغییر سرعت واکنش داده و با نوسانات کمی سرعت مرجع را دنبال می کند. شکل (۹) نقشه نواحی کنترلی EMPC را نشان می دهد.

۵-۲ حالت ب

موتور تحت گشتاور بار ۳ نیوتن متر راه اندازی می شود و پس از ۰.۲ ثانیه سرعت آن از ۱۵۰۰ دور بر دقیقه به ۷۵۰ دور بر دقیقه کاهش می یابد. نتایج در شکل های ۵، ۶، ۷، ۸ آمده است.

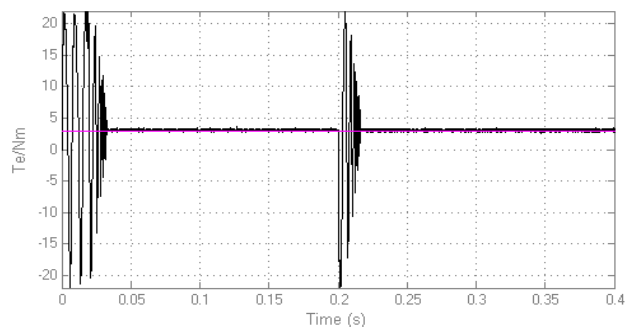


شکل ۵: منحنی گشتاور الکترومغناطیسی روش EMPC



شکل ۹: نواحی کنترلی EMPC

در ادامه شکل ۱۰ نوسانات گشتاور را برای دو روش نشان می دهد.

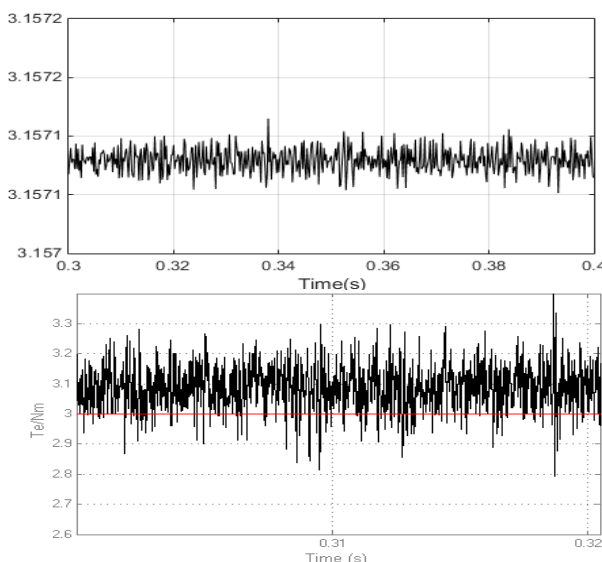


شکل ۶: منحنی گشتاور الکترومغناطیسی روش DTC

EMPC می توان انتظار داشت کاربرد الگوریتم کنترل پیش بین موجب کاهش تلفات گردد.

مراجع و منابع

- [1] Y. Cho, B. Lee, J. H. Song, Y. I. Lee, "Torque-Ripple Minimization and Fast Dynamic Scheme for Torque Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous motors," IEEE Trans. Pow. Electron, vol. 30, no. 4, pp 2182-2190, April 2015.
- [2] Gilbert Hock & Beng Foo, "Constant Switching Frequency Based Direct Torque Control of Interir Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Ripples and Fast Torque Dynamics," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 31, NO. 9, SEPTEMBER 2016
- [3] E.F. Camacho and C. Bordons Alba, "Model predictive control", Springer, 2nd Ed., 2004..
- [4] J.H. Lee, "Model predictive control: Review of the three decades of development", International Journal of of Control, Automation and Systems, VOL 9, No. 3, pp. 415-424, 2011.
- [5] M. Fiacchini, I. Alvarado, D. Limon, T. Alamo and E.F. Camacho, "Predictive control of a
- [6] E.N. Pistikopoulos, "From multi-parametric programming theory to MPC-on-a-chip multi-scale systems applications", Computers & Chemical Engineering, Vol. 47, No. 12, pp. 57-66, 2012.
- [7] P.Tøndel, T.A. Johansen and A. Bemporad, "An Algorithm for MultiParametric Quadratic Programming and Explicit MPC Solutions", In Proc. 40th IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, Florida, December 2001.
- [8] predictive torque control for Permanent Magnet Synchronous Motors[C]// IEEE International Conference on Industrial Technology. IEEE, 2015:2308-2313
- [9] Bolognani S, , Peretti L, et al. Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial
- [10] Bemporad, Morari, Vivek Dua, "The Explicit Solution of Model Predictive control via Multiparametric Quadratic Programming" Proceedings of the American Control Conference Chicago, Illinois June 2000.
- [11] Tobias Geyer, "Model Predictive Direct Torque Control: Derivation and Analysis of the State-Feedback Control Law," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 49, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 2013



شکل ۱۰: نوسانات گشتاور در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه الف-روش EMPC ب- روش DTC

۶- نتیجه گیری و پیشنهاد

میزان THD جریان خروجی اینورتر و ریبیل گشتاور برای دو روش DTC و EMPC در جدول ۳ مقایسه شده است:

جدول ۳: مقایسه نتایج

میزان THD	ریبیل گشتاور	روش ها
جریان	نوسانات کم	روش EPMC
۰/۱۶۴	نوسانات زیاد	روش DTC
۴/۴۶		

همانطور که ملاحظه گردید شبیه سازی برای دو روش DTC و EMPC برای موتور PMSM انجام گرفت. با مقایسه نتایج حاصل از شبیه سازی ها مشاهده می گردد که سیستم کنترل DTC علیرغم اینکه نسبت به تغییرات گشتاور و سرعت واکنش سریعی نشان می دهد و سیستم در زمان کوتاهی خود را به مقادیر مرجع جدید نزدیک می کند اما ریبیل های زیادی مشاهده می گردد و از طرفی با مقادیر مرجع نیز اختلاف دارد نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش EMPC به طور موثر موجب کاهش ریبیل گشتاور شده است. همانطور که در جدول (۳) ملاحظه می گردد روش کنترل پیش بین صریح دارای مقادیر ریبیل گشتاور و THD پایین تری نسبت به روش DTC می باشد. اما روش EMPC در مقایسه با DTC از پاسخ دینامیکی کندتری برخوردار است از آنجا که یکی از عوامل ایجاد هارمونیک ها، کلیدزنی در ادوات الکترونیک قدرت، مانند یکسوسازها و اینورترها می باشد. و این هارمونیک ها می توانند به عنوان عامل تشدید کننده در افزایش تلفات موتور، کاهش راندمان، لرزش (تنش مکانیکی) و سروصدا و تلفات حرارتی اضافی در موتورها باشند. بنابراین با کاهش صورت گرفته در میزان THD جریان و ریبیل گشتاور در روش