طراحي كنترل كننده درايو همراه با كنترل انرژي ورودي به منظور افزايش بازده موتورهاي القايي

محمدرضا فيضي — دانشيار دانشكدة مهندسي برق و كامپيوتر، دانشگاه تبريز

مهدي قسمتي — كارشناس ارشد مهندسي برق- قدرت، دانشگاه تبريز

چكيده

يك كنترل كننده درايو با هدف كاهش مصرف انرژي براي موتورهاي القايي طراحي شده است. كنترل كننده همواره طوري عمل مي‌كند كه گشتاور مورد نياز موتور را كه يكي از وروديهاي مرجع كنترل كننده است، با كمترين توان ورودي توليد كند. گشتاور از روي فلوي مغناطيسي روتور و مؤلفه جريان گشتاورساز استاتور استخراج شده و به سيستم كنترل، اعمال مي‌گردد. به منظور صرفه‌جويي انرژي، مرجع جريان مغناطيس كنندگي بر پايه مرجع جريان گشتاورساز طوري محاسبه مي‌شود كه گشتاور توليدي همواره در حداكثر بازده توليد شود. وجود يك رگولاتور جريان، تطابق جريان مغناطيس كنندگي واقعي با مقدار مرجع آن را تضمين مي‌كند و موجب مي‌شود كه موتور همواره، حتي در لحظات گذرا و صرفنظر از بار اعمالي، گشتاوري پايدار توليد كند. نتايج شبيه‌سازي نشان مي‌دهد كه استفاده از اين كنترل‌كننده براي كاربردهايي نظير آسانسور و خودروهاي برقي مناسب مي‌باشد.

كلمات كليدي: ميدان جهتدار غير مستقيم، كنترل برداري، صرفه‌جويي انرژي، موتور القايي.

Design of Induction Motor Drive with Energy Saving Control

M. R. Feyzi and M. Ghesmati

Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz

Abstract

An induction motor driving controller, with the aim of the reduction of energy consumption and minimum input power, has been developed. The shaft torque is calculated using the rotor flux and torque current component and then it is applied into the control system. For the purpose of energy saving, the magnetizing current is so determined that the required torque is produced at a maximum efficiency. A current regulator ensures the adaptability of the actual magnetizing current with its reference value; this results in the production of a stable torque at any desired load torque, even during the transient periods. According to simulation results, this controller can be suitable for drive systems of elevators and electric vehicles.

Key words: Indirect field oriented control, Vector control, Energy saving, Induction motor.

۱- مقدمه

به طور کلي موتورهاي القايي در سرعت پايين و نيز در شرايط کار گشتاورهاي بار کمتر از نصف گشتاور نامي، بازده ضعيفي دارند. روش کلاسيك کنترل برداري، جريان مغناطيس‌کنندگي را در يك مقدار نامي و صرفنظر از بار اعمالي ثابت نگه مي‌دارد و گشتاور موتور را به صورت تابع خطي از جريان گشتاورساز بيان مي‌کند [۱و۲]. اين روش قادر به صرفه‌جويي توان درايو در تمامي نواحي کاري نيست. به منظور کنترل و صرفه‌جويي انرژي، کنترل‌کننده‌اي بايد طراحي شود که گشتاور موردنياز را در حداکثر بازده توليد کرده و در عين حال پاسخ سريع و دقيقي داشته باشد، به علاوه ريپل آن نيز تا حد ممکن کم باشد [۳].

يکي از موارد کاربرد چنين کنترل کنندههائی در وسايل نقليه الکتريکي (EV) است. در خـودروهاي بـرقي که از موتور القايي بـه عنوان محرکه استفاده مي‌کنند، براي بيشتر کردن مسافت حرکت در طول يك دوره شارژ باتري، صرفه‌جويي انرژي مسئله مهمي است. براي حفظ انرژي باتري حتي در طي لحظات گذرا، مرجع گشتاور در کنترل کننده بايد مطابق با شتاب حرکت تغيير داده شود. از موارد ديگر کنترل کننده با مشخصات فوق مي‌توان به آسانسورها اشاره کرد به طوريکه صرفنظر از تعداد مسافران داخل آسانسور، در هنگام شتاب مثبت از حالت سکون و يا شتاب منفي از حالت دائمي، همواره گشتاور پايداري توليد شود و حرکت آسانسور نرم و بدون لرزش باشد [۴].

کنترل کننده درايو که در اين مقاله پيشنهاد شده است از روش ميدان جهتدار غيرمستقيم استفاده کرده و ويژگيهاي بالا را دارا مي‌باشد و همواره گشتاور موردنياز را در کمترين توان ورودي توليد مي‌کند.

۲- اصول کنترل گشتاور

معادلات حالت براي موتور القايي در قاب مرجع چرخان با سرعت سنکرون را مي‌توان به صورت معادله (۱) بيان کرد [۵].

معادلـه گشتاور نيز به صورت معادلات (۲) و (۳) بيان مي‌شود.

چنانکه مشاهده مي‌شود کنترل چنين سيستمي به دليل کوپلاژ بين وروديهاي کنترل پيچيده است. با استفاده از اصول ميدان جهتدار غيرمستقيم، معادلات (۱) و (۲) به فرم ساده‌تري در مي‌آينـد.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ \psi_{qr}^e \\ \psi_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) & -\omega_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & -\omega\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \omega_e & -\left(\frac{1}{\sigma\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) & \omega_r\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -(\omega_e-\omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & (\omega_e-\omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ \psi_{qr}^e \\ \psi_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s}\begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \\ V_{dr}^e \end{bmatrix} \qquad (۱)$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\left(\psi_{dr}^e\, i_{qs}^e - \psi_{qr}^e\, i_{ds}^e\right) \qquad (۲)$$

$$T_e = T_L + \frac{J}{\left(\frac{P}{2}\right)}\frac{d\omega}{dt} + \frac{B}{\left(\frac{P}{2}\right)}\omega_r \qquad (۳)$$

اگر عبارت $\frac{1}{\sigma\tau_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}$ برابر $\frac{1}{\tau_{sr}}$ و $K_m = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$ فرض شوند، و نيز در معادلـه حالت (۱) مقدار ψ_{qr}^e برابر با صفر قرار داده شود (شرط اصلي کنترل ميدان جهتدار غير مستقيم) مدل ديناميکي غير خطي موتور القايي به صورت معادلات (۴) الی (۸) ساده مي‌شود.

$$\tau_{sr}\frac{d}{dt}i_{qs}^e + {}_{qs}^e = -\tau_{sr}\omega_e i_{ds}^e - \tau_{sr}\omega_e K_m \psi_{dr}^e + \frac{\tau_{sr}}{\sigma L_s}V_{qs}^e \qquad (۴)$$

$$\tau_{sr}\frac{d}{dt}i_{ds}^e + i_{ds}^e = \tau_{sr}\omega_e i_{qs}^e + \frac{K_m\tau_{sr}}{\tau_r}\psi_{dr}^e + \frac{\tau_{sr}}{\sigma L_s}V_{ds}^e \qquad (۵)$$

$$0 = L_m i_{qs}^e - \tau_r(\omega_e - \omega_r)\psi_{dr}^e \qquad (۶)$$

$$\tau_r\frac{d}{dt}\psi_{dr}^e + \psi_{dr}^e = L_m i_{ds}^e \qquad (۷)$$

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m^2}{L_r}i_{ds}^e i_{qs}^e \qquad (۸)$$

همچنيـن سـرعت زاويــهاي لغزش را ميتـوان از روي معادلات (۶) و (۷) به صورت معادله (۹) محاسبه کرد:

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau}\frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \qquad (۹)$$

در معادلات بالا:

i_{ds}^e و i_{qs}^e مولفههاي d و q جريان استاتور در قاب مرجع چرخان

ψ_{dr}^e و ψ_{qr}^e مولفههاي d و q فلوي روتور در قاب مرجع چرخان

V_{ds}^e و V_{qs}^e مولفههاي dو q ولتاژ استاتور در قاب مرجع چرخان

V_{dr}^e و V_{qr}^e مولفههاي d و q ولتاژ روتور در قاب مرجع چرخان

ω_e و ω_r سرعت زاويهاي سنكرون و روتور

τ_s و τ_r ثابت زماني استاتور و روتور

L_m ضريب القاى متقابل

L_r و L_s ضريب خود القايي روتور و استاتور

T_L و T_e گشتاور بار وگشتاور الكترومغناطيسي

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ ضريب نشت

۳- ساختار كنترل كننده

شـكل (۱) بلوك ديـاگرام پيشنـهادي كنترل كننده گشتاور براي صرفـهجـويي در انرژي را نشان ميدهد. مؤلفههاي جريان i_{ds}^e و i_{qs}^e (كه براي سادگي با I_m و I_t نشان داده میشوند) از روي جريانهاي ورودي سه فاز استاتور با رابطه زير به دست ميآيند:

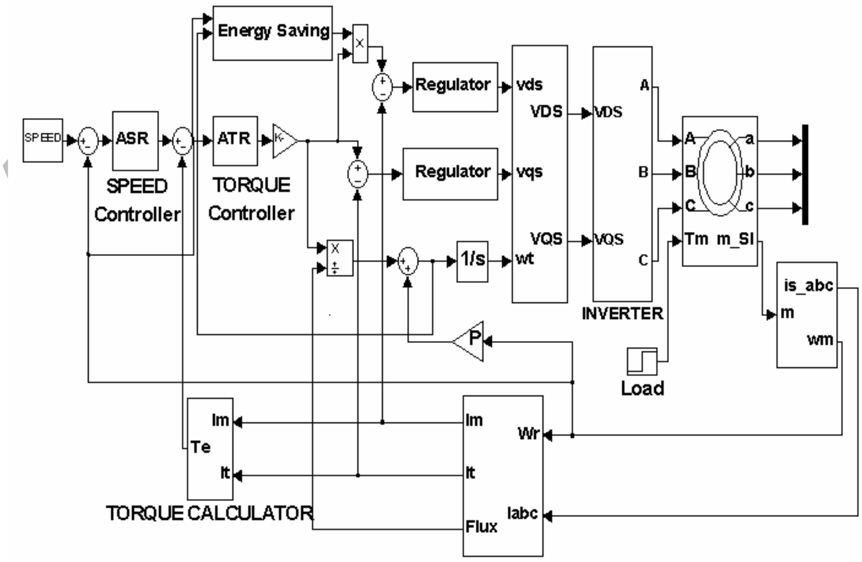
$$\begin{bmatrix} I_m \\ I_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \times \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (۱۰)$$

بـه منظور صرفهجويي در انرژي، فلوي مغناطيسي روتور ψ_{dr}^e (كـه براي سادگي با ψ_2 نشان داده ميشود) به عنوان متغير انتخاب ميشود و در نتيجه گشتاور موتور تابعي غيرخطي از جريان گشتاورساز (I_t) ميشود. اين عمل موجب بدتر شدن پايداري كنترل گشتاور در مقايسه با روش كلاسيك كنترل بـرداري با ψ_2 ثابت، ميگردد. براي حل اين مشكل، چند قيد بــه شرح زير به كنترل كننده اضافه ميشود:

۱- رگولاتور گشتاور كه با نام ATR در شكل نشان داده شده است، موجب ميشود كه گشتاور توليدي موتور به گشتاور مرجع ميل كند.

۲- اندازه فلوي مغناطيسي ψ_2' به مقدار كافي به مقدار فلوي واقعي روتور (ψ_2) نزديك است.

۳- رگولاتورهاي جريان مغناطيسكنندگي و جريان گشتاورساز داراي پاسخي بسيار سريعتر از فلوي روتور هستند.



شكل ۱- بلوك دياگرام كنترل كننده پيشنهادي براي صرفهجويي انرژي موتور

عمل کنترل گشتاور را مي‌توان با استفاده از ميكروكامپيوتر و با پردازش ديجيتال اجرا نمود. رگولاتور ATR در لحظات نمونه‌برداري T_s طوري عمل ميكند كه تفاضل گشتاور مرجع T_{mr} و گشتاور موتور T_m به سمت صفر ميل كند. همانطوركه در شكل مشاهده ميشود، گشتاور مرجع خروجي يك رگولاتور سرعت بنام ASR است كه باعث مي‌شود سرعت موتور به سرعت مرجع ميل كند.

گشتاور توليد شده در موتور از روي فلوي مغناطيسي ψ'_2 و جريان I_t حاصل ميشود:

$$\psi'_2 = \frac{L_m I_m}{1+\tau_r s} \tag{۱۱}$$

$$\hat{T}_m = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\psi'_2 I_t \tag{۱۲}$$

رگولاتور ATR از روي خطاي گشتاور، يك مقدار خروجي T_m^* توليد مي‌كند كه باعث مي‌شود تفاضل T_{mr} و $\hat{T}_m$ صفرگردد. با داشتن T_m^* (خروجي ATR)، مرجع I_t^* به صورت زير محاسبه ميشود:

$$I_t^* = \frac{L_r}{\frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m}\left(\frac{T_m^*}{\psi'_2}\right) \tag{۱۳}$$

رگولاتور گشتاور طوري تنظيم مي‌شود كه پاسخ آن در مقايسه با ميزان تغييرات فلو بسيار سريعتر (حداقل ۱۰ برابر سريعتر) باشد. در اينصورت، فلوي مغناطيسي روتور ψ'_2، مي‌تواند ثابت فرض شود و در نتيجه مي‌توان گشتاور را تابع خطي از جريان I_t فرض كرد. فركانس لغزش ω_s^* از روي ψ'_2 به صورت زير معين ميشود:

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m}{\tau_r}\frac{I_t^*}{\psi'_2} \tag{۱۴}$$

سرعت سنكرون از جمع كردن فركانس لغزش با سرعت روتور حاصل مي‌شود. انتگرالگيري از سرعت سنكرون، موقعيت زاويه‌اي بردار فلوي روتور را توليد مي‌كند كه براي تبديل مختصات از قاب مرجع فلوي روتور به قاب مرجع ساكن نسبت به استاتور و بالعكس موردنياز است. پاسخ رگولاتورهاي جريان به مراجع جريان گشتاورساز و فلو بسيار سريعتر از پاسخ رگولاتور گشتاور است. خروجي رگولاتورهاي جريان پس از منتقل شدن به قاب مرجع ساكن نسبت به استاتور به جريانهاي سه فاز تبديل ميشوند و اين جريانها پس از اعمال به موتور باعث توليد گشتاوري مطابق با T_m^* ميشوند.

۴- تعيين ضريب حداقل كننده تلفات

مقدار توان ورودي كه حداكثر بازده را به ازاي گشتاور مرجع موتور موجب مي‌شود، از روي نسبت جريان مغناطيس كنندگي به جريان گشتاورساز (α) معين مي‌شود. α طوري انتخاب مي‌شود كه تلفات P به وجود آمده در سيستم درايو حداقل شود. اين تلفات به صورت زير است:

$$P = P_1 + P_{INV} + P_{MEC} + P_{STR} \tag{۱۵}$$

$$P_1 = R_s\left(i_{ds}^{e\,2} + i_{qs}^{e\,2}\right) + R_r\left(i_{qr}^{e\,2} + i_{dr}^{e\,2}\right) + R_m\left(i_{ds}^{e\,2} + i_{dr}^{e\,2}\right) \tag{۱۶}$$

در روابط (۱۵) و (۱۶) P_{STR} تلفات پراكنده، P_{MEC} تلفات مكانيكي و P_{INV} تلفات اينورتر مي‌باشند. مقادير تلفات پراكنده و تلفات مكانيكي كه به مشخصه‌هاي موتور بستگي دارند [۳]، عملاً غيرقابل كنترل ولي تلفات P_1 و P_{INV} قابل كنترل هستند. تلفات P_{INV} شامل تلفات مربوط به مقاومت كابل متصل مابين اينورتر و موتور (R_0) و تلفات كليدزني ناشي از روشن و خاموش شدن قطعات قدرت است. تلفات (R_0) ميتواند در (R_0) منظور شود ولی تلفات ديگر بايد با اندازه‌گيري مشخص گردند، زيرا مقادير آنها به سيستم درايو واقعي بستگي دارد. زمانيكه در اينورتر از سوئيچهاي IGBT استفاده شود، P_{INV} در مقايسه با P_1 بسيار كوچك است به طوری كه بازده اينورتر بيشتر از ۹۵% است و به همين دليل در اغلب موارد از اين تلفات صرفنظر ميشود. با در نظر گرفتن شرط اصلي كنترل ميدان جهتدار ($\psi_{qr}^e = 0$) رابطه زير حاصل مي‌شود:

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{Lr}i_{qs}^e \tag{۱۷}$$

با استفاده از معادلات حالت فلوي روتور كه در رابطه (۱) بيان شده است، به همراه رابطه فلوي مغناطيسي روتور و شرط $\psi_{qr}^{e}=0$ رابطه زير نتيجه مي‌شود:

$$i_{dr}^{e}=-\frac{1}{R_r}\frac{d\psi_2}{dt} \quad (۱۸)$$

همانطوركه قبلاً اشاره شد، پاسخ فلوي ψ_2 در مقايسه با تغييرات جريان گشتاورساز و جريان مغناطيس‌كنندگي در كنترلكننده گشتاور، بسيار كند بوده و از اينرو مي‌توان $\frac{d\psi_2}{dt}$ را صفر فرض كرد و از آنجا نتيجه مي‌شود كه $i_{dr}^{e}\approx 0$. با قرار دادن مقادير i_{dr}^{e} و i_{qr}^{e} در معادله (۱۶) مقدار P_1 به صورت زير در ميآيد:

$$P_1=Ai_{ds}^{e2}+Bi_{qs}^{e2}=AI_m^2+BI_t^2 \quad (۱۹)$$

در رابطه (۱۹)، $A=R_s+R_m$ ، $B=\{R_s+R_r'\}$ و $R_r'=R_r\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2$ است.

با تعريف ضريب $\alpha(n)$ در لحظه nام نمونه‌برداري به صورت زير:

$$\alpha(n)=\frac{I_m(n)}{I_t(n)} \quad (۲۰)$$

تلفات $P_1(n)$ در لحظه n ام به صورت زير بيان مي‌شود:

$$P(n)=\frac{T_m(n)}{K_T}\left(A\alpha(n)+\frac{B}{\alpha(n)}\right) \quad (۲۱)$$

مقدار ضريب α كه موجب حداقل شدن تلفات P_1 می‌شود، از رابطه $\frac{dP_1}{d\alpha}=0$ به صورت زير به دست می‌آيد:

$$\alpha_{\min}=\sqrt{\frac{R_s+R_r'}{R_s+R_m}} \quad (۲۲)$$

مقاومتهاي R_r و R_s با دما و مقاومت R_m با فركانس منبع تغيير مي‌كنند. مقاومت R_r' به مقدار اندوكتانس متقابل L_m بستگي دارد. از اينرو شكل تابع $\alpha_{\min}(n)$ رابطه پيچيده‌اي پيدا مي‌كند و بايد در طول شبيهسازي به طور پيوسته تصحيح شود.

براي به دست آوردن تغييرات مقاومتهاي روتور و استاتور با دما روشهاي گوناگوني در مراجع مختلف ذكر شده است. در [۶] چند روش عملي براي به دست آوردن منحني تغييرات اين مقاومتها با دما ذكر شده است. در [۷و۸] از الگوريتمهاي تطبيقي براي تخمين مقاومت روتور و استاتور استفاده شده است. در [۹] از رؤيتگر جريان مد لغزشي براي تخمين مقاومت روتور استفاده شده است. همچنين ميتوان از شبكههاي عصبي براي تطبيق پارامترهاي موتور استفاده كرد [۱۰].

مقاومت تلفات هسته بستگي به ماده تشكيل دهنده هسته دارد و مقدار آن تقريباً با توان ۱/۵ سرعت موتور متناسب است [۳].

براي ايجاد گشتاور مورد نياز با شرط حداكثر شدن بازده، تغيير مرجع گشتاور چندان اهميتي ندارد بلكه كنترل‌كننده بايد طوري عمل كند كه گشتاور موتور همواره با گشتاور مرجع در كمترين توان ورودي مطابقت داشته باشد. پس از تعيين مرجع جريان گشتاورساز توسط رگولاتور گشتاور، مرجع جريان مغناطيس‌كنندگي با استفاده از $\alpha_{\min}(n)$ مشخص مي‌شود و رگولاتور جريان مغناطيس‌كنندگي همواره طوري عمل مي‌كند كه جريان I_m واقعي را به سمت I_m^* (محاسبه شده با ضريب α و I_t^*) ميل دهد. اگر شرط داده شده در رابطه (۲۲) همواره، حتي در لحظات گذرا، برآورده شود مقدار α در مقدار $\alpha_{\min}$ بدون وابستگي به شرايط درايو ثابت مانده و گشتاور پايدار همراه با بازده بالا توليد خواهد شد.

بلوك Energy saving در شكل (۱) وظيفه محاسبه ضريب α و مقدار مقاومت R_m از روي سرعت را دارد. در اين مقاله براي تخمين مقدار R_r از رؤيتگر تطبيقي استفاده شده است.

۵- محاسبه گشتاور بر آمپر استاتور

دامنه جريان استاتور را مي توان مقدار حداكثر جريان ac آن برحسب مؤلفههاي q و d بيان كرد:

$$|i_s|=\sqrt{i_{qs}^{e2}+i_{ds}^{e2}} \quad (۲۳)$$

براي عملكرد در حداكثر گشتاور بر آمپر بازاي يك گشتاور و سرعت داده شده، ميتوان فركانس لغزش را طوري تنظيم كرد كه دامنه جريان استاتور حداقل شود. اين مد عملكرد

به استراتژي حداکثر گشتاور بر آمپر (MTA) معروف است. مقدار لغزشي که باعث حداقل شدن دامنه جريان استاتور مي شود با استفاده از روابط (۸) و (۲۳) به دست مي‌آيد. به سادگي ميتوان نشان داد که نسبت گشتاور بر آمپر که با عبارت:

$$\frac{i_{ds}^e i_{qs}^e}{\sqrt{(i_{ds}^e)^2+(i_{qs}^e)^2}}$$

متناسب است براي يك مقدار ثابت گشتاور (يعني با ثابت ماندن حاصلضرب i_{ds}^e و i_{qs}^e) وقتي حداکثر ميشود که i_{ds}^e و i_{qs}^e با هم مساوي شوند. در اين صورت از رابطه (۸) نتيجه مي شود:

$$\omega_s=\frac{1}{\tau_r} \qquad (۲۴)$$

اين مقدار با فرکانس لغزشي که باعث حداکثر بازده (ME) ميشود $\left(\frac{1}{\alpha\tau_r}\right)$ با در نظر گرفتن ضريب α گفته شده در قسمت قبلي متفاوت است و هرچه α به سمت يك ميل کند ME و MTA به طرف هم ميل ميکنند. نتايج شبيهسازي نشان مـيدهد که ميزان گشتاور بر آمپر روش ME که در اين مقالـه بـه کار رفته است از مقدار مشابه حاصله از روش مرسوم کنترلبرداري که در آن فلوي روتور در مقدار نامي خود ثابت نگه داشته ميشود، بيشتر است ولي اين نسبت لزوماً بيشترين مقدار گشتاور بر آمپر نيست.

۶- طراحي رگولاتورهاي جريان

رگولاتورهاي جريان که در بلوك دياگرام شكل (۱) مشاهده مي‌شوند، اغلب از نوع کنترل‌کننده‌هاي PI مي‌باشند و طوري طراحي مي‌شوند که مشخصاتي نظير خطاي حالت دائمي صفر، حداقل فراجهش و حداقل زمان نشست را برآورده سازند. تابع انتقال کنترل کننده PI به صورت زير است:

$$G_{pi}(s)=\frac{1}{s}K_p(s+\frac{K_I}{K_p}) \qquad (۲۵)$$

K_p و K_1 به ترتيب ضريب تناسبي و ضريب انتگرالگيري در کنترلر PI هستند.

ايـــن ضرايـــب بـــه چنـــد روش بـــه دســـت مـــي‌آينـــد. در [۱۱و۱۲] با اسـتفاده از علايــم بردارهاي فضايي مختلط (Complex space vector) مدل ماشين ac را از سيستم چند ورودي-چند خروجي (MIMO) به يك سيستم تك ورودي- تك خروجي تبديل کرده و با استفاده از روش مکان هندسي ريشهها روشي را براي محاسبه K_p و K_1 بيان کرده است. در روش ديگر که در اين مقاله به کار رفته است، اين ضرايب از روي تابع انتقال موتورالقايي در قاب مرجع سنکرون به دست آمده است.

۶-۱-کنترل کننده جريان محور q

تابع انتقال سيستم مرتبه دوم حلقه بسته ايدهال به صورت زير مي‌باشد:

$$\frac{C(S)}{R(s)}=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \qquad (۲۶)$$

با استفاده از روابط (۴) تا (۶) و شكل (۲) مي‌توان تابع انتقال حلقه بسته محور q را به صورت زير بيان کرد [۱۳]:

$$\frac{i_{qs}^e(s)}{i_{qs}^{e*}(s)}=\frac{K_pK_q\left(s+\frac{K_1}{K_P}\right)}{s^2+s\left(\frac{1}{\tau_{sr}}+K_pK_q\right)+K_qK_i} \qquad (۲۷)$$

از مقايسه توابع انتقال (۲۶) و (۲۷) پارامترهاي PI به صورت زير حاصل مي‌شود:

$$K_i=\frac{\omega_n^2}{K_q} \qquad (۲۸)$$

$$K_p=\frac{1}{K_q}\left(2\xi\omega_n-\frac{1}{\tau_{sr}}\right) \qquad (۲۹)$$

در رابطه بالا $K_q=\frac{1}{\sigma L_s}$ مي‌باشد.

اگر زمان پاسخ سيستم (t_r)، مدت زمانيکه طول مي‌کشد تا پاسخ پله از صفر به ۹۰% مقدار نهايي برسد، تعريف شود در

اینصورت با قرار دادن مقدار ۰/۹ در خروجي پاسخ پله و حل معادله آن ($C(t)=1-e^{-\xi\omega_n t}$) فرکانس طبیعي ω_n محاسبه مي‌شود:

$$C(t)=1-e^{-\xi\omega_n t}\left(\cos\omega_d t+\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\omega_d t\right) \qquad (۳۰)$$

پس از محاسبه ω_n و با استفاده از روابط (۲۸) و (۲۹) پارامترهاي PI محاسبه مي‌شوند.

۶-۲- کنترل‌کننده جریان محور d

با استفاده از شکل (۳) و معادلات (۴ تا ۶) مشابه حالت قبلي، پارامترهاي PI براي کنترل کننده جریان محور d بهدست مي‌آيد. تابع انتقال حلقه بسته جریان محور d به صورت زیر است:

$$\frac{i_{ds}^{e}}{i_{ds}^{e*}}=\frac{K_pK_d\left(s+\frac{K_I}{K_P}\right)\left(s+\frac{1}{\tau_r}\right)}{s^3+s^2\left(\tau_1+K_pK_d\right)+s\left(\frac{K_pK_d}{\tau_r}+K_dK_i+\tau_2\right)+\frac{K_dK_i}{\tau_r}} \qquad (۳۱)$$

در رابطه بالا:

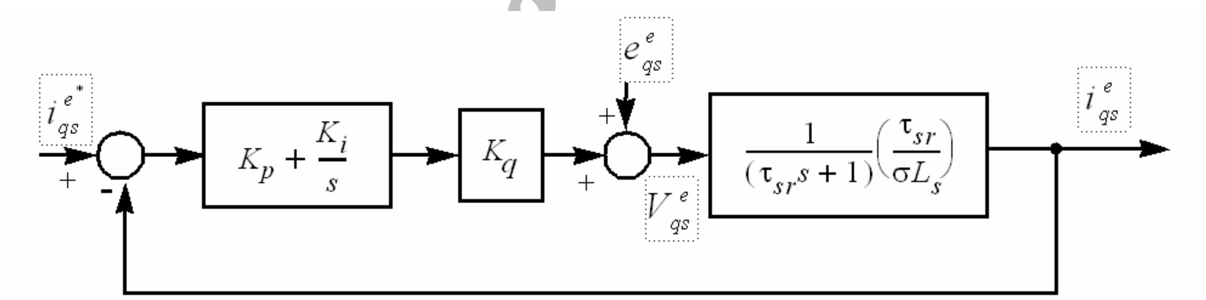
$$\tau_1=\frac{1}{\tau_{sr}}+\frac{1}{\tau_r} \qquad (۳۲)$$

$$\tau_2=\frac{1}{\tau_r\tau_{sr}}-K_m\frac{L_m}{\tau_r^2} \qquad (۳۳)$$

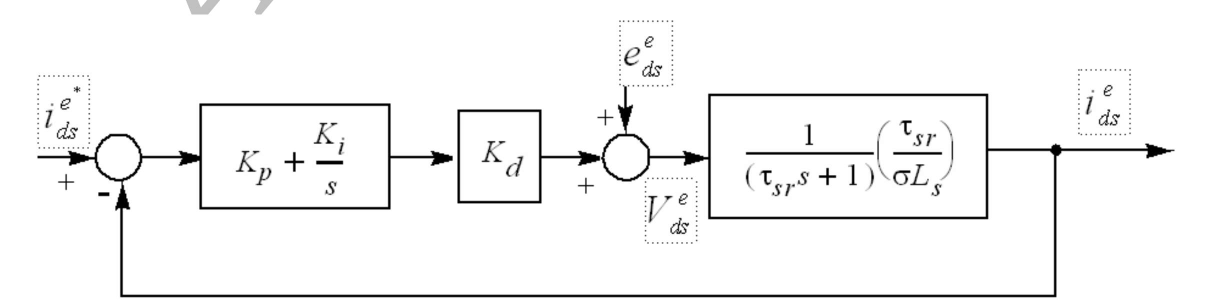
و $K_d=\frac{1}{\sigma L_s}$ مي‌باشد.

از به کارگیری شاخص کیفیت مرتبه سوم بر پایه تکنیك مقاوم ITAE معادله زیر نتیجه میشود [۱۴]:

$$\frac{C(s)}{R(s)}=\frac{\omega_n^3}{s^3+1.75\,\omega_n s^2+2.15\,\omega_n^2 s+\omega_n^3} \qquad (۳۴)$$



شکل ۲- بلوك دیاگرام مربوط به کنترل حلقه بسته جریان محور q در موتور القايي



شکل۳- بلوك دیاگرام مربوط به کنترل حلقه بسته جریان محور d در موتور القايي

از مقايسه معادله استاندارد فوق با تابع تبديل حلقه بسته جريان محور d، بيان شده در رابطه (۳۱)، پارامترهاي PI به صورت زير محاسبه مي‌شوند:

$$K_P = \frac{(1.75\omega_n - \tau_1)}{K_d} \qquad (۳۵)$$

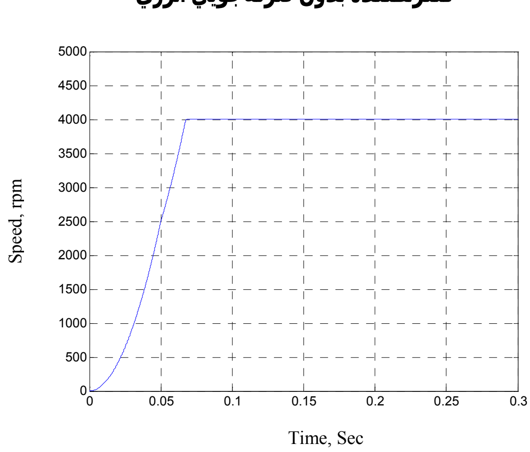
$$K_1 = \frac{\omega_n^3}{K_d}\tau_r \qquad (۳۶)$$

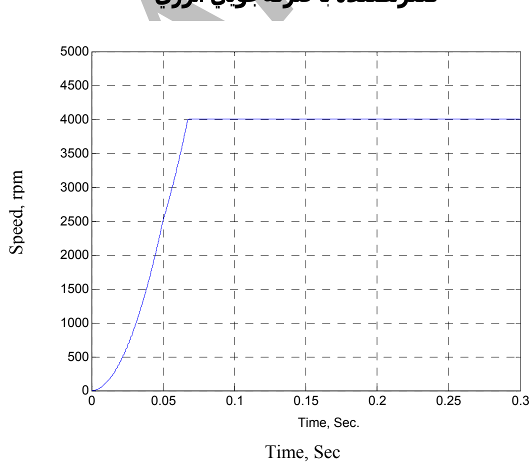
۷- شبيه سازي

براي بررسي چگونگي عملكرد كنترل‌كننـده پيـشنهادي، يـك موتور القايي با مشخصات داده شـده در جـدول ضـميمه انتخـاب شده است [۳]. بازده موتورهاي القايي در گشتاورهاي بار كمتـر از بار نامي نسبتاً كم است. جريان مغناطيس كنندگی نسبتاً بزرگ و همچنين بالا بودن تلفات آهن از جمله دلايل اين مسأله است. در ايــن مقالــه، بــرای نــشان دادن كــارايی روش پيــشنهادی شبيه‌سازيهاي انجام شده براي گشتاورهاي بار كمتر از اندازه نامی ميباشد. در شبيه‌سازي اول $T_L = 15Nm$ و سرعت مرجع برابـر سرعت نامي موتور (4000rpm) داده شده اسـت. شـبيه‌سـازي بـا نرم‌افزار matlab و در محيط simulink انجام شده و نتايج حاصـله از اعمال روش كلاسيک و روش پيشنهادی در شـكلهاي (۴) الـی (۱۲) مقايسه شدهاند. منحنيهای سـمت راسـت در ايـن اشـكال مربوط بـه كنتـرلكننده بدون صـرفهجـويی و منحنيهـای سـمت چپ مربـوط به كنترلكننده با صرفهجويی انرژی است.

شـكل (۴) منحنيــهای سرعت و شكل (۵) منحنيهای گشتاور را بـراي كنتــرلكننــدههــای طراحــي شــده بــه روش كلاسـيك و كنترلكننده پيشنـهادي نشان مي‌دهـد. چنانكه ديده مـيشود هـر دو كنترلكننده به خوبي سرعت مرجع را تعقيب كـرده و گـشتاور موتور در تمامي حـالات بـه جـز لحظـات گـذراي تغييـر سـرعت بلافاصله به گشتاور بار ميل مي‌كند. شكلهاي (۶) و (۷) جريانهاي مولد فلو و گشتاورساز را براي هر دو كنترلكننده نشان مـي‌دهـد. در شكل (۸) دامنه بردار جريـان I_s تعريـف شـده طبـق رابطـه (۲۳) براي هر دو كنترلكننده نشان داده شده است. چنانكه ديده می‌شود دامنه بردار جريان استاتور براي كنترلكننـده پيـشنهادي به ويژه در لحظات گذرا كمتر است. بالاخره تغييرات تلفات هر دو كنترلكننده با زمان در شكل (۹) نشان داده شده اسـت. چنـانكـه مشاهده ميشود تلفات كنترلكننده پيشنهادي، همواره، و به ويـژه در لحظات گذرا كمتر از مقـدار متنـاظر بـهدسـت آمـده از روش كلاسيک است.

در يك سري شبيهسازي ديگر گشتاور بار به $T_L = 5Nm$ تقليل داده شده و شبيهسازيها تكرار گرديد. شكل (۱۰) نشان ميدهد كه گشتاور توليدي هر دو كنترلكننده به گشتاور بار ميل ميكند ولي اين بار تلفات هر دو كنترلكننده شكل (۱۱) كاملاً قابل مقايسه است. در كنترلكننده بدون ذخيره انرژي به دليل اينكه مقدار فلو صرفنظر از مقدار بار ثابت نگه داشته ميشود، همان تلفات حالت قبلي موجـود است (۵۰۰W) در حالـيكـه كنترلكننده پيشنـهادي تـلفات به مراتب كمتري را نسبت به حالت اول دارد (۱۲۰W). اين نتيجه، برتري كنترلكننده پيشنهادي را براي موتورهايی كه مدت زيـادی از كـار آنها در زير بار كمتر از بار نامی است نشان می‌دهد.

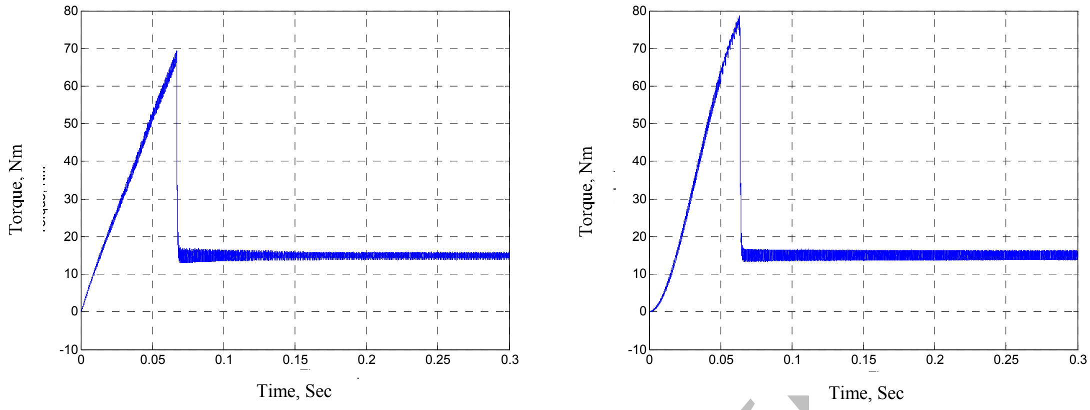




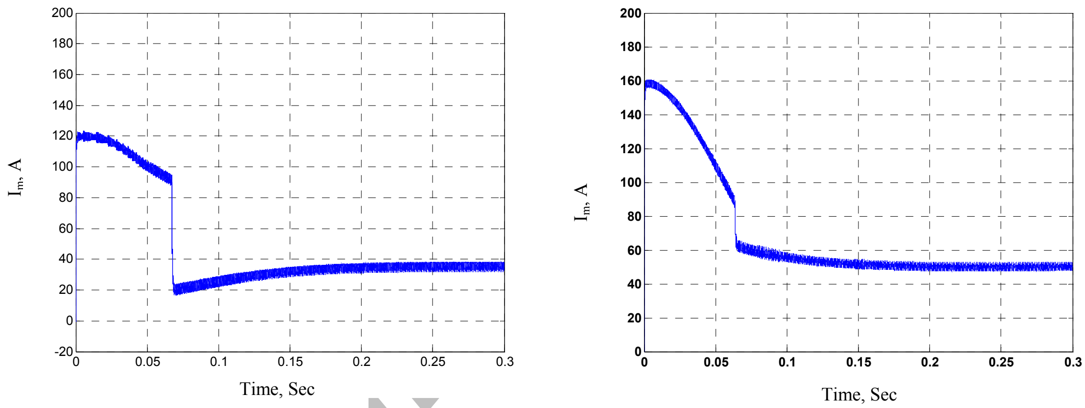
شكل ۴- منحني سرعت كنترلكننده

کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي

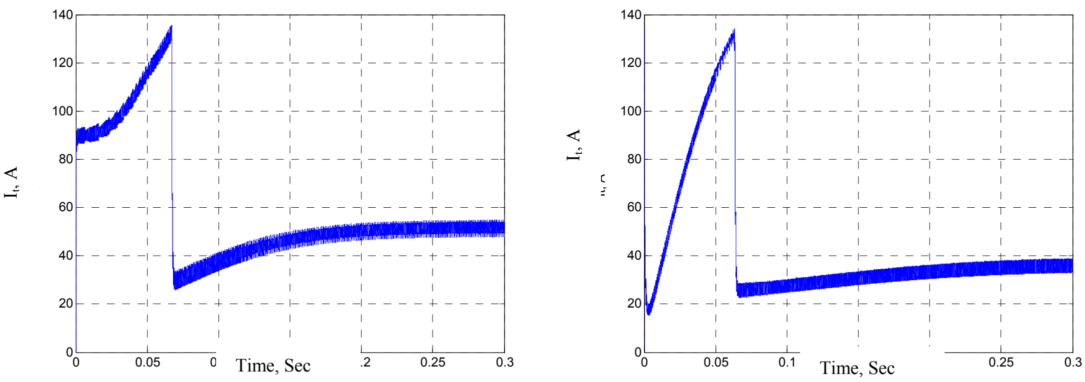
کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي



شکل ۵- منحني گشتاور کنترلکننده

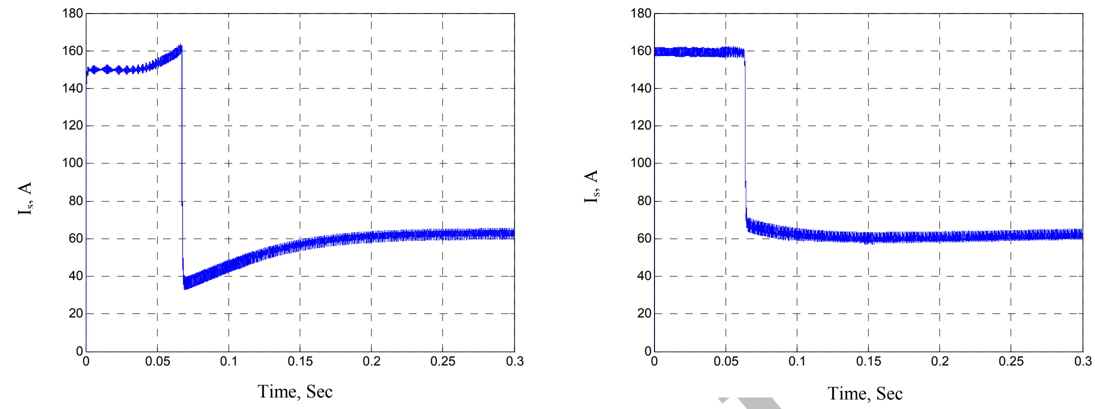


شکل ۶- منحني جريان مولد فلو

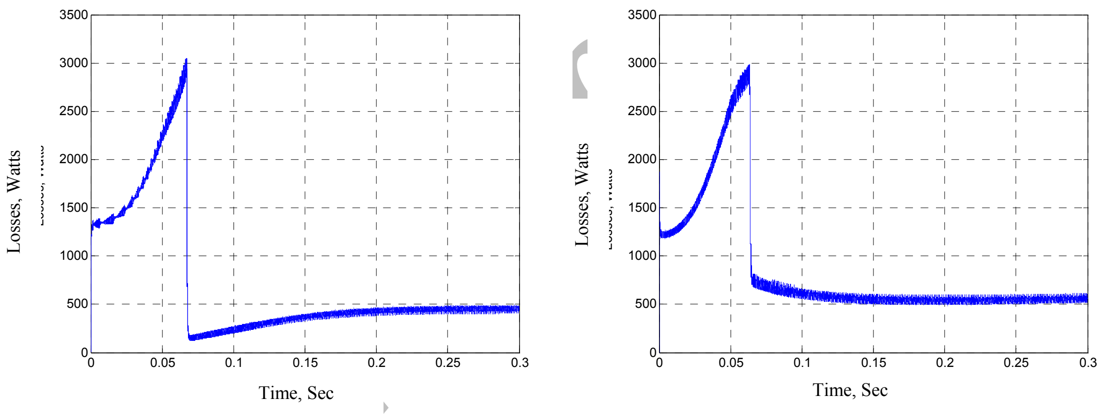


شکل ۷- منحني جريان گشتاورساز

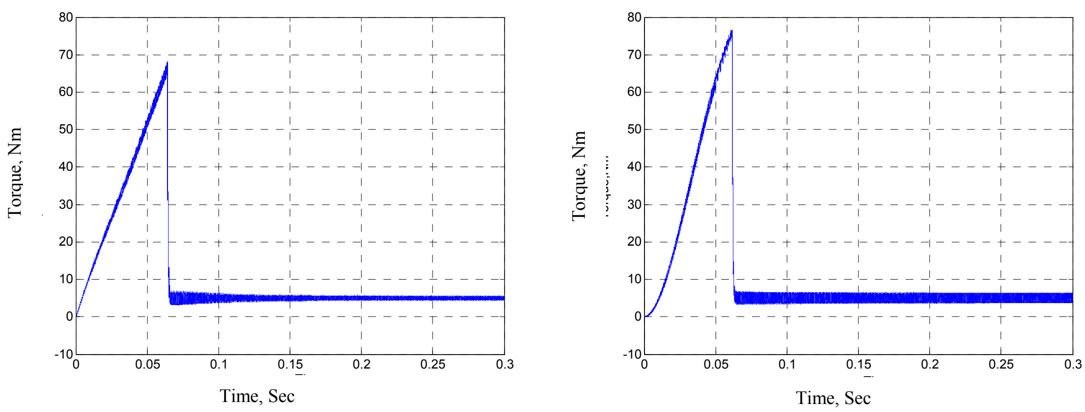
کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي   کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي



شكل ۸- شكل موج بردار جريان استاتور در قاب مرجع سنكرون



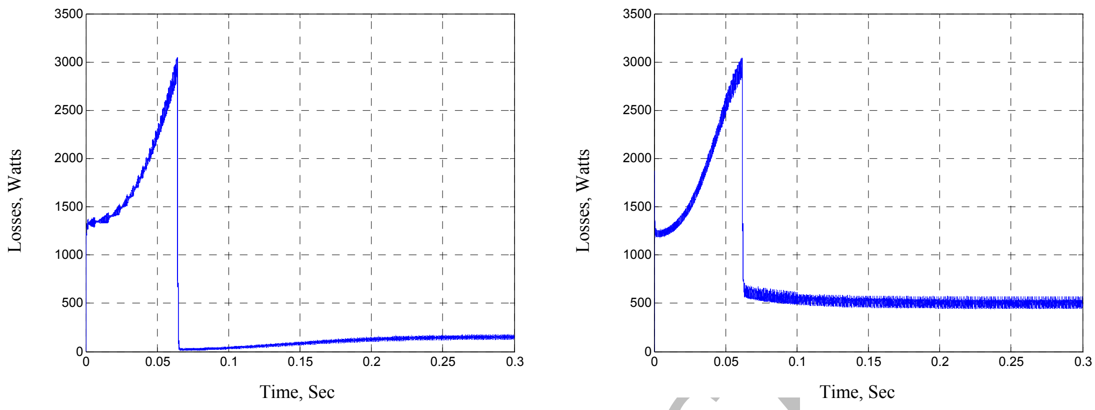
شكل ۹- منحني تلفات كنترلكننده در حالت اول



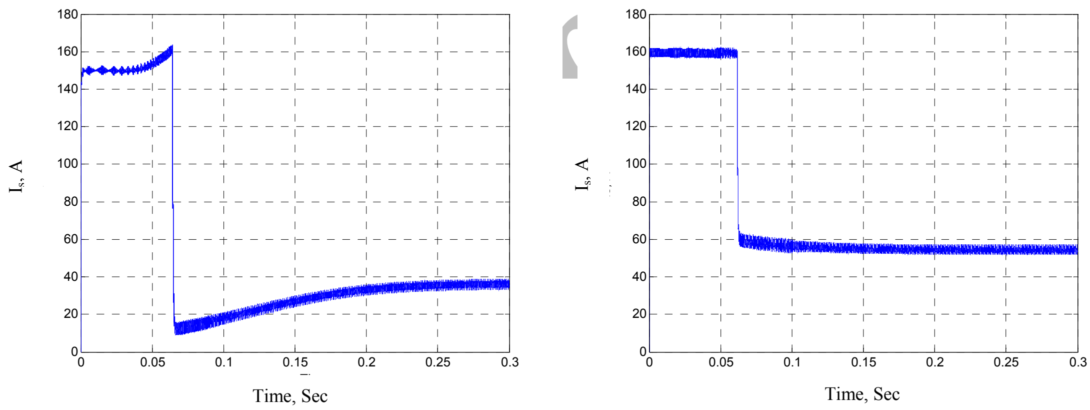
شكل ۱۰- منحني گشتاور در حالت دوم

بازده کنترلکننده بدون ذخيره انرژي در اين حالت ۸۰ درصد است در حاليکه بازده کنترلکننده پيشنهادي ۹۴ درصد ميباشد. در شکل (۱۲) دامنه بردار جريان استاتور در قاب مرجع سنکرون براي هر دو کنترلکننده نشان داده شده است.

کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي — **کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي**



شکل ۱۱- منحني تلفات در حالت دوم



شکل۱۲- شکل موج بردار جريان استاتور در قاب مرجع سنکرون در حالت دوم

کنترلکننده بدون ذخيره انرژي در حالت دائمي همان جريان حالت قبلي (۵۵A) را دارد ولي کنترلکننده پيشنهادي داراي جريان (۳۲A) است در حاليکه هر دو کنترلر، گشتاور ۵Nm را تحويل ميدهند. پس کنترلکننده پيشنهادي داراي گشتاور بر آمپر (۰/۱۵۶) بيشتري نسبت به کنترلکننده بدون ذخيره انرژي (۰/۰۹) ميباشد.

۸- نتيجه‌گيري

يك کنترلکننده درايو براي موتورهاي القايي به روش ميدان جهتدار غيرمستقيم پيشنهاد شد که در آن رابطه جريان مغناطيس‌کنندگي و جريان گشتاورساز طوري تنظيم شد که تلفات موتور حتي در طي لحظات گذرا حداقل شود. اضافه کردن رگولاتور گشتاور به کنترلکننده که داراي پاسخي سريعتر از ميزان تغييرات فلو مي‌باشد، به همراه استفاده از رگولاتورهاي جريان باعث توليد گشتاوري پايدار و در حداکثر بازده گرديد.

اعمال روش پيشنهادي روي يك موتور القايي به عنوان نمونه شبيه‌سازي شده و نتايج آن برتري کنترلکننده پيشنهادي را نسبت به کنترلکننده‌هاي با روش کلاسيك به ويژه در طي لحظات گذرا و نيز در حالت کار با گشتاورهاي بار پايين تاييد نمود. در مواردي که گشتاور کار موتور در شرايط عادي به مدت طولاني زير بار نامي ميماند روش کنترل پيشنهادي نتايج چشمگيرتري را ارائه مي‌نمايد.

مراجع

[1] P. Vas, “Sensorless Vector and Direct Torque Control,” Oxford Science Publications, 1998.

[2] D.W. Novotny and T.A. Lipo, “Vector Control and Dynamics of AC Drives,” Oxford Science Publications, 1996.

[3] N. Moutoh, S. Kaneko and T. Miyazaki, “A Torque Controller Suitable for Electric Vehicle,” IEEE Trans. on Industry Electronics, Vol. 44, No 1, February 1997, pp 54-63.

[4] N. Mutoh, N. Ohnuma, A. Omiya and M. Konya, “A Motor Driving Controller Suitable for Elevators,” IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 13, No 6, November 1998, pp 1123-1133.

[5] F.F.M. EL Sousy, “Design and Implementation of 2DOF I-PD Controller for Indirect Field Orientation Control Induction Machine Drive System,” Proceeding of SICE Annual Conference, Pusan, Korea, 2001, pp 1112-1118.

[6] D.J. McKinnon, D. Seyoum and C. Grantham, “Improved Parameter Characteristics for Induction Machine Analysis and Control,” Proceeding of AUPEC2003 Australaisian Universities Power Engineeing Conference, Christchurch, New Zealand, October 2003.

[7] K. Akaatsu and A. Kawamura, “Online Rotor Resistance Estimation Using the Transient State Under the Speed Sensorless Control of Induction Motor,” IEEE Trans. On Power Electronics, Vol 15, No 3, May 2000, pp 553-559.

[8] J.L. Zamora and A.G. Cerrada, “Online Estimation of Stator Parameters in an Induction Motor Using Only Voltage and Current Measurements,” IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 36, No 3, May/June 2000, pp 805-816.

[9] A. Derdiyok, “Simple method for speed and rotor resistance estimation of induction machines,” IEE Proc. - Electr. Power Appl., Vol. 150, No 3, May 2003, pp 289-294.

[10] J. Campbell and M. Sumner, “Practical Sensorless Induction Motor Drive Employing an Artificial Neural Network for Online Parameter Adaption,” IEE Proc-Elect, Power Appl., Vol. 149,No 4, July 2002, pp 255-260.

[11] F. Briz, W. Degner and R.D. Lorenz, “Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors,” IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 36, No 3, May/June 2000, pp 817-825.

[12] Z. Beres and P. Vranka, “Sensorless IFOC of Induction Motor with Current Regulators in Current Reference Frame,” IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 37, No. 4, July/August 2001, pp 1012-1018.

[13] F.F.M. EL Sousy and F. M. H. Khater, “Analysis and Design of Indirect Field Orientation Control for Induction Machine Drive System,” Proceeding of 38th SICE Annual Conference, Iwata, Japan, July 1999, pp 901-908.

[14] R. C. Dorf and R. H. Bishop, “Modern Control Systems,” 7th edition, Addison-Wesley Publishing Company, ISBN 0-201-84559-8.

ضمیمه

جدول ضمیمه- مشخصات موتور القایی			
توان خروجی	۲۰KW	ممان اینرسی	۰/۰۰۵ Kgm^{۲}
تعداد قطبها	۴	مقاومت استاتور	۰/۰۴۶۳ Ohm
ولتاژ	۲۲۰V	مقاومت روتور	۰/۰۳۸ Ohm
سرعت موتور	۴۰۰۰rpm	اندوکتانس نشتی	۰/۷۵ mH
فرکانس	۱۳۳ Hz	اندوکتانس متقابل	۲/۷۷mH
مقاومت R_m	۵/۰۵*۱۰$^{-۶}$ $\omega_m^{1.51}$	گشتاور نامی	۴۰ Nm