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 كليدی: 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 كلي موتورهاي القايي در سرعت پايين و نيز در شرايط كار گشتاورهاي بار كمتر از نصف گشتاور نامي، بازده ضعيفي دارند. روش كلاسيك كنترل برداري، جريان مغناطيس‌كنندگي 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 مي‌كند [۱و۲]. اين روش قادر به صرفه‌جويي توان درايو در تمامي نواحي كاري نيست. به منظور كنترل و صرفه‌جويي انرژي، كنترل‌كننده‌اي بايد طراحي شود كه گشتاور موردنياز را در حداكثر بازده توليد كرده و در عين حال پاسخ سريع و دقيقي داشته باشد، به علاوه ريپل آن نيز تا حد ممكن كم باشد [۳].

يكي از موارد كاربرد چنين كنترل كنندههائی در وسايل نقليه الكتريكي (EV) است. در خـودروهاي بـرقي كه از موتور القايي بـه عنوان محركه استفاده مي‌كنند، براي بيشتر كردن مسافت حركت در طول يك دوره شارژ باتري، صرفه‌جويي انرژي مسئله مهمي است. براي حفظ انرژي باتري حتي در طي لحظات گذرا، مرجع گشتاور در كنترل كننده بايد مطابق با شتاب حركت تغيير داده شود. از موارد ديگر كنترل كننده با مشخصات فوق مي‌توان به آسانسورها اشاره كرد به طوريكه صرفنظر از تعداد مسافران داخل آسانسور، در هنگام شتاب مثبت از حالت سكون و يا شتاب منفي از حالت دائمي، همواره گشتاور پايداري توليد شود و حركت آسانسور نرم و بدون لرزش باشد [۴].

كنترل كننده درايو كه در اين مقاله پيشنهاد شده است از روش ميدان جهتدار غيرمستقيم استفاده كرده و ويژگيهاي بالا را دارا مي‌باشد و همواره گشتاور موردنياز را در كمترين توان ورودي توليد مي‌كند.

۲- اصول كنترل گشتاور

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

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

چنانكه مشاهده مي‌شود كنترل چنين سيستمي به دليل كوپلاژ بين ورديهاي كنترل 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 كنترل ميدان جهتدار غير مستقيم) مدل ديناميكي 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 زاويـهاي لغزش را ميتـوان از روي معادلات (۶) و (۷) به صورت معادله (۹) محاسبه كرد:

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

در معادلات بالا:

i^e_{ds} و i^e_{qs} مولفههاي d و q جريان استاتور در قاب مرجع چرخان

ψ^e_{dr} و ψ^e_{qr} مولفههاي d و q فلوي روتور در قاب مرجع چرخان

V^e_{ds} و V^e_{qs} مولفههاي d و q ولتاژ استاتور در قاب مرجع چرخان

V^e_{dr} و V^e_{qr} 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

شكل (۱) بلوك دياگرام پيشنهادي كنترل كننده گشتاور براي صرفهجويي در انرژي را نشان ميدهد. مؤلفههاي جريان i^e_{ds} و i^e_{qs} (كه براي سادگي با I_m و I_t نشان داده مىشوند) از روي جريانهاي ورودي سه فاز استاتور با رابطه زير به دست ميآيند:

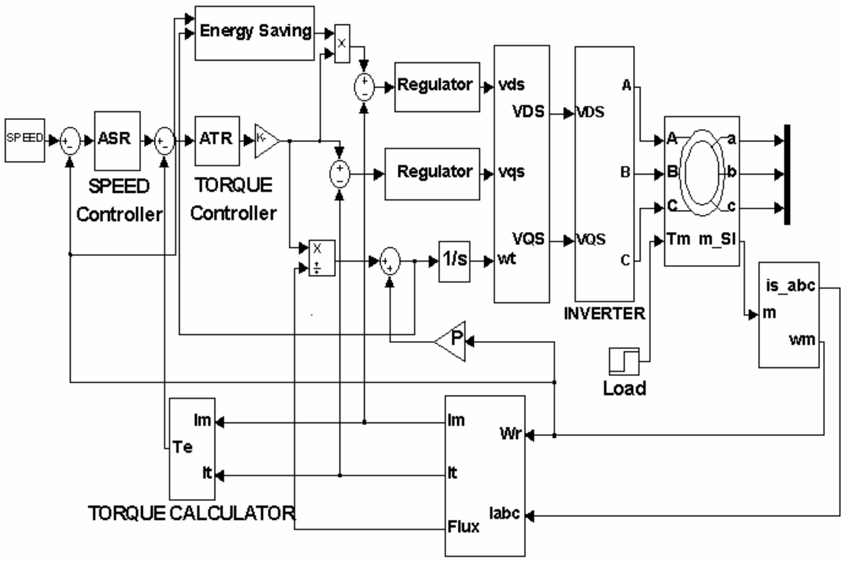
$$\begin{bmatrix} I_m \\ I_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & \sin(\omega_e t) \\ -\sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \times \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix}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

بـه منظور صرفهجويي در انرژي، فلوي مغناطيسي روتور ψ^e_{dr} (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 بـه 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 بـا پــردازش ديجيتــال اجــرا نمــود. رگولاتــور ATR در لحظــات نمونـه‌بـرداري T_s طـوري عمـل مـيكنـد كـه تفاضـل گـشتاور مرجـع T_{mr} و گـشتاور موتـور T_m بـه سـمت صـفر ميـل كنـد. همانطوركه در شكل مشاهده ميشود، گشتاور مرجع خروجي يك رگولاتور سرعت بنام ASR است كه باعث مي‌شود سرعت موتـور به سرعت مرجع ميل كند.

گشتاور توليد شده در موتور از روي فلوي مغناطيسي ψ_2' و جريان I_t حاصل ميشود:

$$\psi_2' = \frac{L_m I_m}{1+\tau_r s} \quad (۱۱)$$

$$\hat{T}_m = \frac{3}{2}\frac{P}{2}\frac{L_m}{L_r}\psi_2' I_t \quad (۱۲)$$

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:

$$I_t^* = \frac{L_r}{\frac{3}{2}\frac{P}{2}L_m}\left(\frac{T_m^*}{\psi_2'}\right) \quad (۱۳)$$

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:

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m}{\tau_r}\frac{I_t^*}{\psi_2'} \quad (۱۴)$$

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 قـاب مرجع فلوي روتور به قاب مرجع ساكن نسبت به استاتور و بالعكس موردنياز است. پاسـخ 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:

$$P = P_1 + P_{INV} + P_{MEC} + P_{STR} \quad (۱۵)$$

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

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 استــفاده شـود، P_{INV} در مقايسه با P_1 بسيار كوچك است بـه 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:

$$i_{qr}^e = -\frac{L_m}{Lr} i_{qs}^e \quad (۱۷)$$

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 رابطـــــــــــة (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 نمونـه‌بـرداري بـه صـورت 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 بە دست می‌آيد:

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

مقاومتـهاي R_r و R_s بـا دمـا 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 بـا توان ۱/۵ سرعت موتور متناسـب است [۳].

براي ايجاد گشتاور مورد نياز با شرط حداكثر شدن بـازده، تغييـر مرجع گشتاور چندان اهميتي ندارد بلكه كنترل‌كننده بايد طوري عمل كند كه گشتاور موتور همواره با گشتاور مرجع در كمتـرين توان ورودي مطابقت داشته باشد. پـس از تعيـين مرجـع جريـان گـــشتاورساز توســط رگولاتـــور گـــشتاور، مرجـــع جريـــان مغناطيس‌كنندگي با استفاده از $\alpha_{\min}(n)$ مـشخص مـي‌شـود و رگولاتور جريان مغناطيس‌كنندگي همواره طوري عمل مـي‌كنـد كه جريان I_m واقعي را به سمت I_m^* (محاسبه شـده بـا ضـريب I_t^* و α) ميل دهد. اگر شرط داده شده در رابطه (۲۲) همواره، حتي در لحظات گذرا، برآورده شـود مقـدار α در مقـدار $\alpha_{\min}$ 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 كـه دامنـه جريـان استـاتور حـداقل شـود. اين مد عملكرد

به استراتژي حداكثر گشتاور بر آمپر (MTA) معروف است. مقدار لغزشي كه باعث حداقل شدن دامنه جريان استاتور مي شود با استفاده از روابط (۸) و (۲۳) به دست ميآيد. به سادگي ميتوان نشان داد كه نسبت گشتاور بر آمپر كه 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 حداكثر ميشود كه i_{ds}^{e} و i_{qs}^{e} با هم مساوي شوند. در اين صورت از رابطه (۸) نتيجه مى شود:

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

اين مقدار با فركانس لغزشي كه باعث حداكثر 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 كند ME و MTA به طرف هم ميل ميكنند. نتايج شبيهسازي نشان مـيدهد كه ميزان گشتاور بر آمپر روش ME كه در اين مقالـه بـه كار رفته است از مقدار مشابه حاصله از روش مرسوم كنترلبرداري كه 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 كه در بلوك دياگرام شكل (۱) مشاهده ميشوند، اغلب از نوع كنترلكنندههاي PI ميباشند و طوري طراحي ميشوند كه مشخصاتي نظير خطاي حالت دائمي صفر، حداقل فراجهش و حداقل زمان نشست را برآورده سازند. تابع انتقال كنترل كننده 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 كنترلر PI هستند.

ايـــن ضرايـــب بـــه چنـــد روش بـــه دســـت مـــيآينـــد. در [۱۱و۱۲] با اسـتفاده از علايـم 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 كرده و با استفاده از روش مكان هندسي ريشهها روشي را براي محاسبه K_p و K_1 بيان كرده است. در روش ديگر كه در اين مقاله به كار رفته است، اين ضرايب از روي تابع انتقال موتورالقايي در قاب مرجع سنكرون به دست آمده است.

۶-۱-كنترل كننده 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 كرد [۱۳]:

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

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 زمانيكه طول ميكشد 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.

۲-۶- 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 مي‌آید. تابع انتقال حلقه بسته جریان محور d به صورت زیر است:

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

(۳۱)

در رابطه بالا:

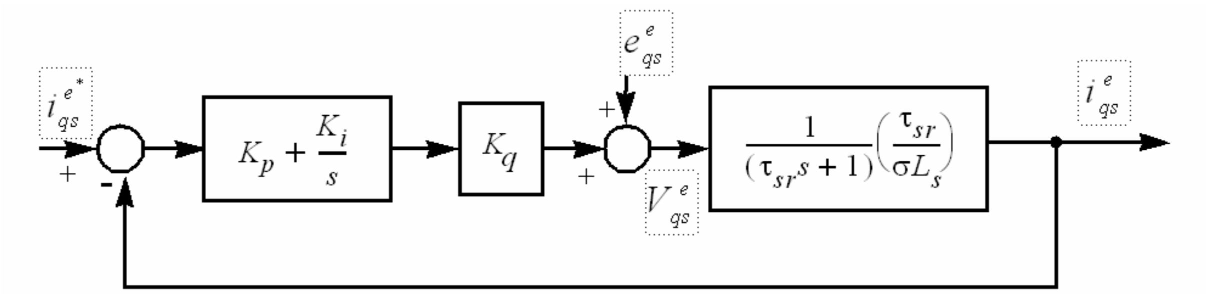
$$\tau_1=\frac{1}{\tau_{sr}}+\frac{1}{\tau_r} \qquad (۳۲)$$

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

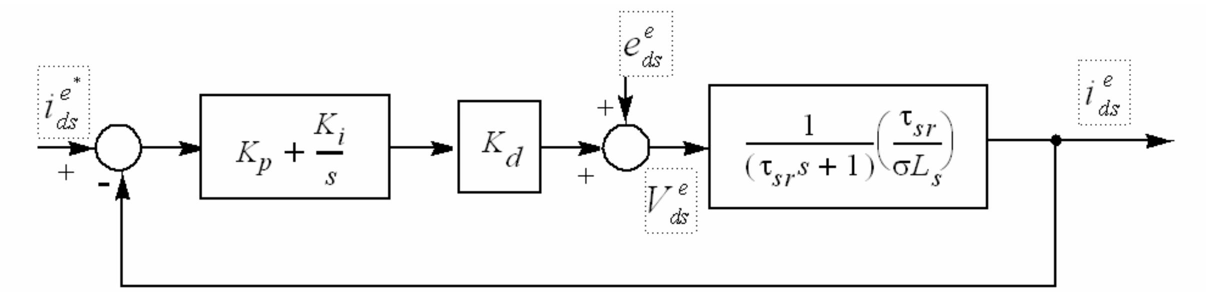
و $K_d=\frac{1}{\sigma L_s}$ مي‌باشد.

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 القایي



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

از مقایسه معادله استاندارد فوق با تابع تبدیل حلقه بسته جریان محور d، بیان شده در رابطه (۳۱)، پارامترهاي PI به صورت زیر محاسبه مي‌شوند:

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

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

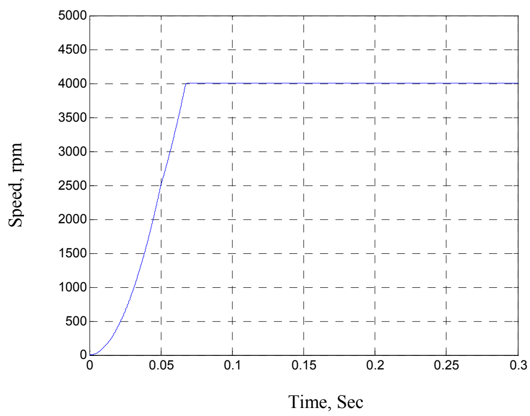
۷- شبیه سازي

براي بررسي چگونگي عملکرد کنترل‌کننـده پیـشنهادي، یـك موتور القایي با مشخصات داده شـده در جـدول ضـمیمه انتخـاب شده است [۳]. بازده موتورهاي القايي در گشتاورهاي بار کمتـر از بار نامي نسبتاً کم است. جریان مغناطیس کنندگی نسبتاً بزرگ و همچنین بالا بودن تلفات آهن از جمله دلایل این مسأله است. در ایـــن مقالـــه، بـــرای نـــشان دادن کـــارایی روش پیـــشنهادی شبیه‌سازیهاي انجام شده براي گشتاورهاي بار کمتر از اندازه نامی میباشد. در شبیه‌سازي اول $T_L = 15Nm$ و سرعت مرجع برابـر سرعت نامي موتور (4000rpm) داده شده اسـت. شـبیه‌سـازي بـا نرم‌افزار matlab و در محیط simulink انجام شده و نتایج حاصـله از اعمال روش کلاسیک و روش پیشنهادی در شـکلهاي (۴) الـی (۱۲) مقایسه شدهاند. منحنیهای سـمت راسـت در ایـن اشـکال مربوط بـه کنتـرلکننده بدون صـرفهجـویی و منحنیهـای سـمت چپ مربـوط به کنترلکننده با صرفهجویی انرژی است.

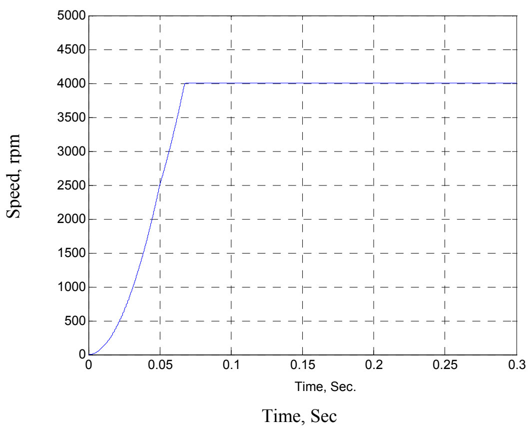
شـکل (۴) منحنیـــهای سرعت و شکل (۵) منحنیهای گشتاور را بـراي کنتــرلکننــدههــای طراحــي شــده بــه روش کلاســیك و کنترلکننده پیشنـهادي نشان مي‌دهـد. چنانکه دیده مـیشود هـر دو کنترلکننده به خوبي سرعت مرجع را تعقیب کـرده و گـشتاور موتور در تمامي حـالات بـه جـز لحظـات گـذراي تغییـر سـرعت بلافاصله به گشتاور بار میل مي‌کند. شکلهاي (۶) و (۷) جریانهاي مولد فلو و گشتاورساز را براي هر دو کنترلکننده نشان مـي‌دهـد. در شکل (۸) دامنه بردار جریـان I_s تعریـف شـده طبـق رابطـه (۲۳) براي هر دو کنترلکننده نشان داده شده است. چنانکه دیده می‌شود دامنه بردار جریان استاتور براي کنترلکننـده پیـشنهادي به ویژه در لحظات گذرا کمتر است. بالاخره تغییرات تلفات هر دو کنترلکننده با زمان در شکل (۹) نشان داده شده اسـت. چنـانکـه مشاهده میشود تلفات کنترلکننده پیشنهادي، همواره، و به ویـژه در لحظات گذرا کمتر از مقـدار متنـاظر بـهدسـت آمـده از روش کلاسیک است.

در يك سري شبیهسازي دیگر گشتاور بار به $T_L = 5Nm$ تقلیل داده شده و شبیهسازیها تکرار گردید. شکل (۱۰) نشان میدهد که گشتاور تولیدي هر دو کنترلکننده به گشتاور بار میل میکند ولي این بار تلفات هر دو کنترلکننده شکل (۱۱) کاملاً قابل مقایسه است. در کنترلکننده بدون ذخیره انرژي به دلیل اینکه مقدار فلو صرفنظر از مقدار بار ثابت نگه داشته میشود، همان تلفات حالت قبلي موجـود است (۵۰۰W) در حالیـکـه کنترلکننده پیشنـهادي تـلفات به مراتب کمتري را نسبت به حالت اول دارد (۱۲۰W). این نتیجه، برتري کنترلکننده پیشنهادي را برای موتورهایی که مدت زیـادی از کـار آنها در زیر بار کمتر از بار نامی است نشان می‌دهد.

کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي

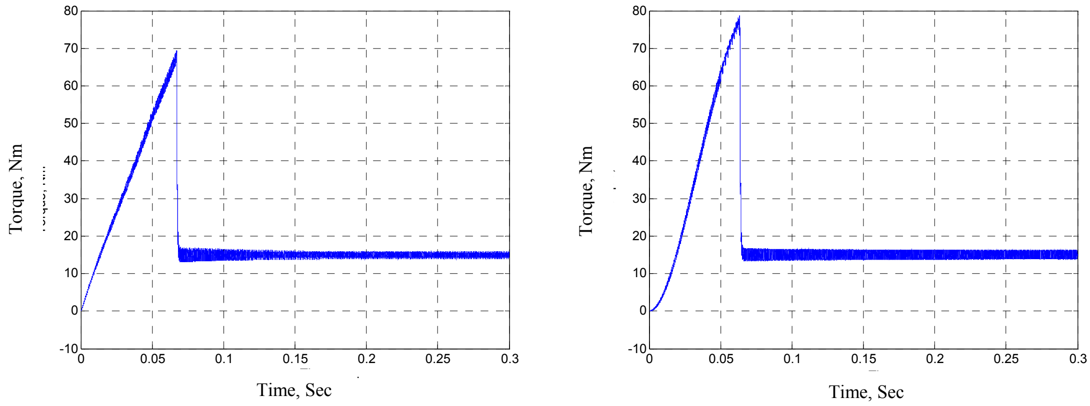


کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي

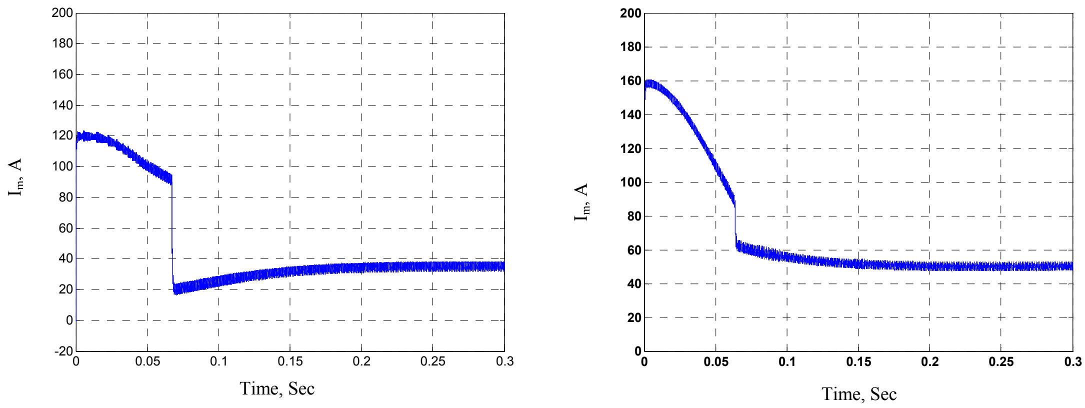


شکل ۴- منحني سرعت کنترلکننده

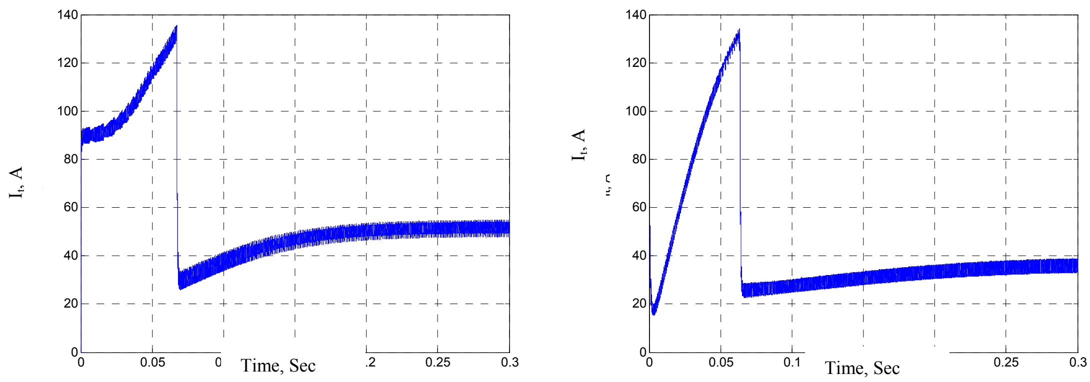
کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي — کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي



شكل ۵- منحني گشتاور كنترلكننده



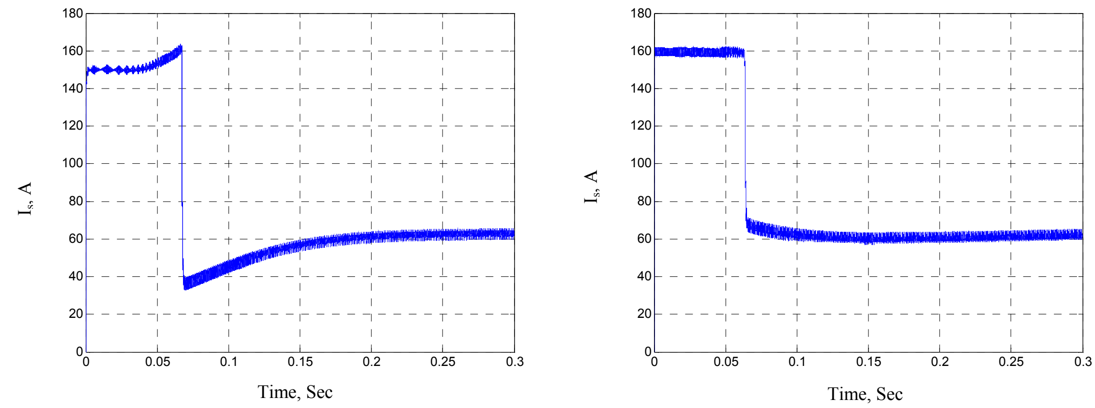
شكل ۶- منحني جريان مولد فلو



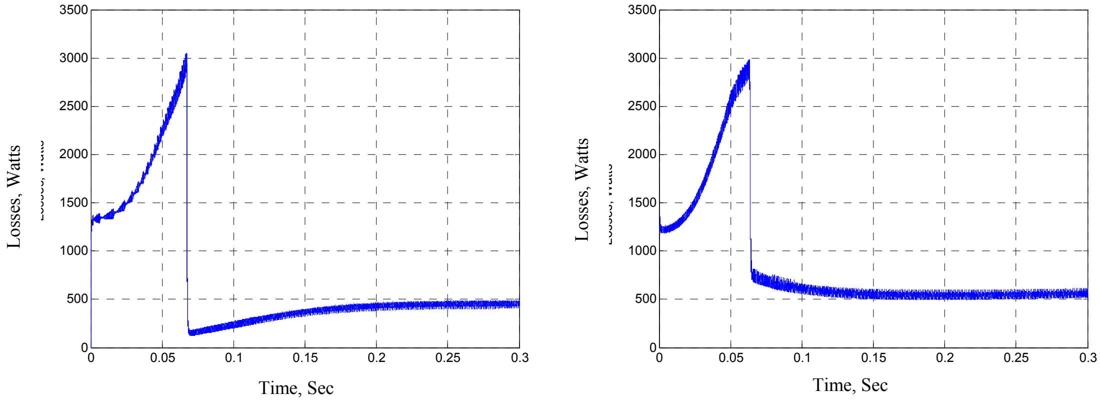
شكل ۷- منحني جريان گشتاورساز

کنترلکننده بدون صرفه‌جويي انرژي

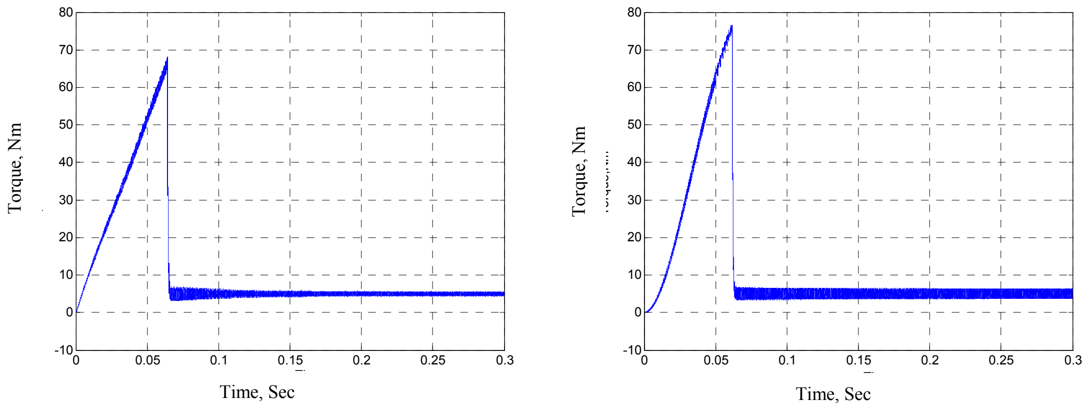
کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي



شکل ۸- شکل موج بردار جريان استاتور در قاب مرجع سنکرون



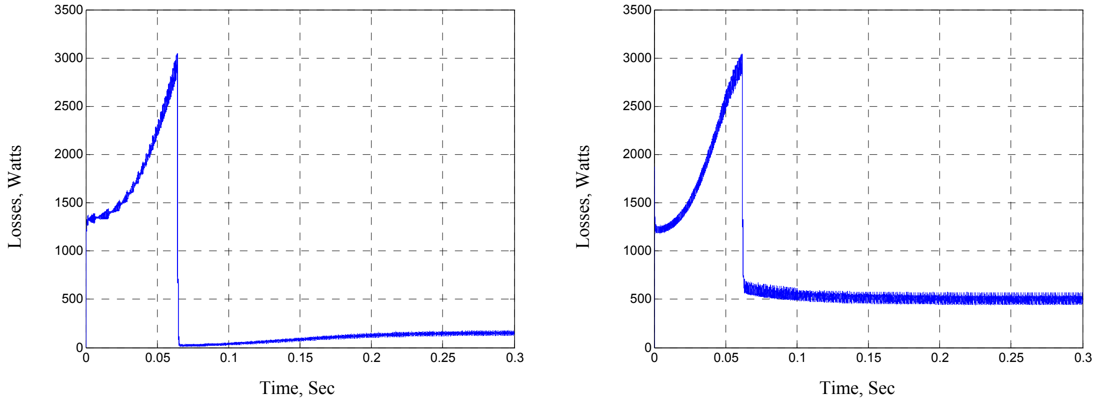
شکل ۹- منحني تلفات کنترلکننده در حالت اول



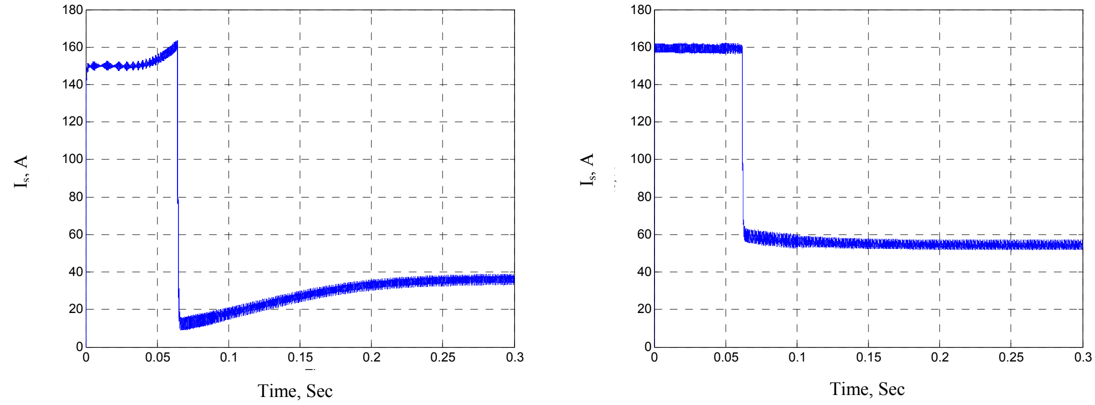
شکل ۱۰- منحني گشتاور در حالت دوم

بازده کنترلکننده بدون ذخیره انرژي در این حالت ۸۰ درصد است در حالیکه بازده کنترلکننده پیشنهادي ۹۴ درصد میباشد. در شکل (۱۲) دامنه بردار جریان استاتور در قاب مرجع سنکرون براي هر دو کنترلکننده نشان داده شده است.

کنترلکننده بدون صرفه‌جویي انرژي | **کنترلکننده با صرفه‌جويي انرژي**



شکل ۱۱- منحني تلفات در حالت دوم



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

کنترلکننده بدون ذخیره انرژي در حالت دائمي همان جریان حالت قبلي (۵۵A) را دارد ولي کنترلکننده پیشنهادي داراي جریان (۳۲A) است در حاليكه هر دو کنترلر، گشتاور ۵Nm را تحویل میدهند. پس کنترلکننده پیشنهادي داراي گشتاور بر آمپر (۰/۱۵۶) بیشتري نسبت به کنترلکننده بدون ذخیره انرژي (۰/۰۹) میباشد.

۸- نتیجه‌گیري

يك کنترلکننده درایو براي موتورهاي القايي به روش میدان جهتدار غیرمستقیم پیشنهاد شد که در آن رابطه جریان مغناطیس‌کنندگي و جریان گشتاورساز طوري تنظیم شد که تلفات موتور حتي در طي لحظات گذرا حداقل شود. اضافه کردن رگولاتور گشتاور به کنترلکننده که داراي پاسخي سریعتر از میزان تغییرات فلو مي‌باشد، به همراه استفاده از رگولاتورهاي جریان باعث تولید گشتاوري پایدار و در حداکثر بازده گردید. اعمال روش پیشنهادي روي يك موتور القايي به عنوان نمونه شبیه‌سازي شده و نتایج آن برتري کنترلکننده پیشنهادي را نسبت به کنترلکننده‌هاي با روش کلاسیك به ویژه در طي لحظات گذرا و نیز در حالت کار با گشتاورهاي بار پایین تایید نمود. در مواردي که گشتاور کار موتور در شرایط عادي به مدت طولاني زیر بار نامي میماند روش کنترل پیشنهادي نتایج چشمگیرتري را ارائه مي‌نماید.

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

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