کنترل مستقیم گشتاور و شار موتور سنکرون رلوکتانسی سه‌فاز تغذیه‌شده با اینورتر *SVM* دو سطحی سه‌فاز چهارکلیدی با بکارگیری کنترل‌کننده لغزشی

جعفر سلطانی **احمدرضا امینی** **حسین ابوترابی زارچی**
دانشگاه صنعتی اصفهان، دانشکده برق و کامپیوتر، اصفهان، ایران

چکیده: در این مقاله با استفاده از کنترل‌کننده‌های تغییر ساختار از نوع هیسترزیس موسوم به *(Bang – Bang)* ، گشتاور و شار مغناطیسی یک موتور درایو سنکرون رلوکتانسی *(SynRM)* (Synchronous Reluctance Motor) سه فاز که با یک اینورتر سه‌فاز چهارکلیدی از نوع مدولاسیون بردار فضائی ولتاژهای استاتور *(FSTPI)* (Four Switch Three Phase Inverter) تغذیه می‌گرددکنترل می‌شود. ابتدا استراتژی سیستم مدارحلقه بسته درایو بر روی روش کنترل ماکزیمم گشتاور *(MTC)* قرار داده می‌شود ، آنگاه با افزایش تدریجی گشتاور بار این استراتژی بطور اتوماتیک به ترتیب با متدهای کنترلی ثابت نگاهداری جریان محور *d* ، *(CCIAC)* و کنترل ضریب توان ماکزیمم مجاز *(MFTC)* مربوط به موتور *SynRM* جایگزین میگردد. بعلاوه به منظور مقاوم نمودن سیستم کنترل درایو نسبت به تغییرات و نامعینی های پارامترهای ماشین و همچنین نسبت به اغتشاش گشتاور بار اولًا ،مقاومت استاتور با یک تخمین‌زن از نوع *PI* متعارف تخمین زده می‌شود؛ ثانیاً یک کنترل کننده سرعت مد لغزشی بکار گرفته میشود که دارای ویژگیهای فاقد فاز رسیدن و ،شوریدگی کم است. این کنترل کننده سازگاری ترکیب با هر نوع کنترل کننده نامی از جمله کنترل‌کننده خطی فیدبک حالت می‌باشد .در پایان هم کارآیی روش کنترل پیشنهادی طی شبیه سازی کامپیوتری در زیر و بالای سرعت پایه به نمایش گذاشته می‌شود.

کلمات کلیدی: کنترل مستقیم، گشتاور، شار مغناطیسی، موتور رلوکتانسی، مد لغزشی، چهار کلیدی، بردار فضایی، اینورتر

Abstract: In this paper using the variable structure hystersis (Bang-Bang) controller, torque and magnetic flux of a three-phase synchronous reluctance motor (SynRM) is controlled that is supplied by a four switch space-vector modulation three-phase inverter. Initially, the maximum control torque strategy (MTC) is chosen in the closed loop drive system control. Then the chosen control strategy is replaced by Constant Current Inductive Axis Control (CCIAC) and maximum Power Factor Control (MPFC) strategies. In addition, in order to make the drive system control robust subject to machine parameter variations and uncertainties as well as subject to load torque disturbance, the stator resistance is estimated first by a conventional PI estimator. Secondly, a Sliding Mode (SM) speed controller is employed that has no reaching phase and has a low SM chattering. This controller is compatible with any type of nominal controller such as state feedback controller. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed controller is demonstrated by computer simulation below and above the base speed.

Key Words- Direct, Torque, Magnetic Flux, Reluctance Motor, Sliding-Mode, Four Switch, Space Vector, Inverter

Archive of SID

www.SID.ir

۱- مقدمه

در دو دهه اخیر از یک طرف بواسطه بهبودهای شایان توجهی که در طراحی وساخت موتور ($SynRM$) بوجود آمده است [۱] ، واز طرف دیگر به لحاظ سادگی ساختار کنترلی و عدم نیاز به سیم پیچهای تحریک ومیراکننده بر روی روتور، استفاده از این موتور در کاربردهای صنعتی کنترل موقعیت و سرعت در محدوده توانهای کم بعنوان یک رقیب برای سرو درایوهای القائی و سنکرون مغناطیس مورد توجه محققین و مهندسین طراحان درایو قرار گرفته است. تا کنون مقالاتی چند درخصوص کنترل موقعیت موتور $SynRM$ بر پایه روشهای کنترل برداری و خطی سازی با فیدبک با بکارگیری کنترل‌کننده‌های مد لغزشی گزارش و منتشر شده است[۲و۳و۴] ، و لیکن بر اساس اطلاعات و کاوشهای اندک نویسندگان این مقاله ، توجه کمتری به کنترل مستقیم شار وگشتاور (DTC) این موتور مبذول گردیده است .این روش کنترل که تقریبا از سال ۱۹۸۰ به بعد در سطح وسیعی بر روی درایوهای القائی و سنکرون مغناطیس دائم از هر دو نوع سطحی و داخلی روتور به اجراء در آمده است [۵و۶و۷] ،دارای مزایائی مثل ساده بودن روش در پیاده‌سازی عملی ،عدم نیاز به انتقال متغیرهای ماشین از یک دستگاه مختصات به دستگاه دیگر (آنطور که در روشهای کنترل برداری الزامی است) ،عدم نیاز به تعریف متغیرهای وردی-خروجی رایج در روش‌های خطی سازی با فیدبک و بالاخره مقاوم بودن سیستم کنترل درایو نسبت به تغییر پارامترهای الکترومکانیک ماشین و اغتشاش گشتاور بار به استثناء تغییرات مقاومت استاتورمی‌باشد.

هدف این مقاله کنترل مستقیم گشتاور و شار درایو $SynRM$ سه‌فاز تغذیه شونده با یک اینورتر سه فاز چهار کلیدی از نوع SVM بر پایه استراتژیهای MTC و $CCIAC$ و $MPFC$ مربوط به این موتور می‌باشد . با این روش امکان کنترل سرعت درایو نیز فراهم است. اینورتر موردنظر که در مرجع [۵] گزارش شده است برای یک درایو القائی بکار رفته است و چنانچه نتایج آن مقاله نشان می‌دهد، این اینورتر در مقایسه با یک اینورتر دو سطحی سه فاز SVM متعارف دارای ضربانهای گشتاور تولیدی کمتر و بعلاوه جدول کلیدزنی ساده‌تری می‌باشد. در هر حال چنانچه در فصلهای بعدی این مقاله توضیح داده خواهد شد ، اینورتر پیشنهادی در مقایسه با اینورتر SVM دو سطحی دارای این ضعف عمده است که برای داشتن دامنه ولتاژهای خروجی مساوی در هر دو اینورتر ، لازم است تا در اینورتر چهار کلیدی اندازه ولتاژ لینک dc تقریباً ۳۰ درصد بیشتر انتخاب شود .با توجه به این موضوع به نظر می‌رسد که کاربرد این نوع مبدل شاید در درایوهای القائی با توان‌های متوسط و بالا منطقی و اقتصادی نباشد ولیکن بکارگیری آن برای سرو درایوهای با توان کم نظیر $SynRM$ می‌تواند مفید باشد.

چون در روش کنترل مستقیم گشتاور وشارموسوم به DTC ، تقریبا برای همه درایوهای ac اعم از القائی و سنکرون برای پایداری و مقاوم نمودن سیستم درایو لازم است تا تاثیر تغییرات مقاومت استاتور نیز در مدار کنترل درایو منظور شود، لذا در این مقاله این پارامتر بر اساس یک روش ساده بطور بهنگام تخمین زده می‌شود. بعلاوه در روش کنترل مستقیم سرعت و شار بمنظور پایدار و مقاوم نمودن رفتار پایدار و دینامیکی درایو نسبت به تغییرات پارامترهای الکترومکانیک موتور و اغتشاش گشتاور ، ازیک کنترل‌کننده ترکیبی مد لغزشی بهینه با یک سطح لغزش که در[۲] پیشنهاد شده استفاده میگردد. از ویژگیهای این سطح لغزش میتوان به فاقد فاز رسیدن ، شوریدگی کم و سازگاری ترکیب آن با کنترل‌کننده‌نامی متعارف را نام برد. کنترل کننده لغزشی بهینه پیشنهادی در این مقاله با یک کنترل‌کننده نامی از نوع درجه دوم خطی کلاسیک (LQ) موسوم به کنترل کننده خطی با فیدبک ترکیب میگردد.

روش کنترلی که تا کنون در درایو $SynRM$ بیشتر مورد توجه محققین قرار گرفته است ، روش MTC بوده است . با مراجعه به [۶] ،با افزایش تدریجی گشتاور بار چون ممکن است شار مغناطیسی محور مستقیم موتور از مقدار نامی خود تجاوز نماید دیگر امکان ادامه کار موتور با روش MTC وجود ندارد و لذا لازم است تا این روش کنترلی به ترتیب با روشهای کنترلی $CCIAC$ و $MFPC$ جایگزین گردد. از اینرو در این مقاله در سیستم کنترل مدار حلقه‌بسته درایو این امکان فراهم میگردد که متدهای کنترلی مذکور متناسب با افزایش تدریجی گشتاور بار بطور اتوماتیک انتخاب گردند .

۲- مدل ریاضی موتور سنکرو ن رلوکتانسی

چون $SynRM$های سه فاز که اخیراً طراحی و ساخته شده‌اند فاقد سیم‌پیچهای میراکننده بر روتور می‌باشند لذا ، با خطی فرض کردن مدار مغناطیسی ، معادلات دو محوری این ماشین در دستگاه مختصات مرجع روتور عبارتند از[۱] :

Archive of SID
www.SID.ir

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}\lambda_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} \quad (۱)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}\lambda_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} \quad (۲)$$

بطوریکه ω_r سرعت زاویه ای الکتریکی روتور ، r_s مقاومت استاتور ،$(i_{qs}$ و $i_{ds})$، (V_{qs}, V_{ds}) و $(\lambda_{qs}, \lambda_{ds})$ به ترتیب جریان ، ولتاژها و شارهای دومحوری استاتور می‌باشند بطوریکه :

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds} \quad , \quad \lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (۳)$$

همچنین معادله مکانیکی موتور عبارتست از:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_e - T_l \quad (۴)$$

ω_m سرعت زاویه‌ای مکانیکی روتور ، B ثابت اصطکاک و J_m ممانت اینرسی روتور ، T_l گشتاور بار، P تعداد قطبهای استاتور و T_e گشتاور تولیدی موتور است که از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{4} P (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} \quad (۵)$$

با صرفنظر کردن از مقاومت استاتور ، استراتژی‌های کنترل مربوط به $SynRM$ با روابط زیر تبیین و تعیین می‌گردند**[۴]** :

۱- MTC با $(\varepsilon = 45^\circ)$

۲- $CCIAC$ ، $(i_{ds} = cte)$

۳- $MPFC$ با $\tan\varepsilon = \sqrt{\frac{L_{ds}}{L_{qs}}}$

چنانچه در **[۴]** توضیح داده شده است ،اگر ابتدا استراتژی کنترل MTC انتخاب شود آنگاه با افزایش تدریجی گشتاوربار ، جریان محور d روتور (i_{ds}) به حدی افزایش یابد تا شار تولیدی توسط این جریان در همان محور (λ_{ds}) بیشتر از مقدار نامی مربوطه گردد . در اینصورت دیگر ادامه کار درایو بر پایه روش مذکور منطقی نبوده و لذا لازم است تا این استراتژی به ترتیب با روشهای کنترلی $CCIAC$ و $MPFC$ جایگزین گردد. شایان ذکر است که استراتژی $MPFC$ مربوط به شرائط کار نامی درایو تحت سرعت ،ولتاژ و شار نامی موتور می‌باشد .

با توجه به معادله (۵) ،گشتاور تولیدی موتور در مختصات مرجع امتدادیابی بردار شار دور مغناطیسی استاتور (محور x در راستای $\bar{\lambda}_s$) از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T_e = \frac{3}{2} P |\bar{\lambda}_s| i_{sy} \quad (۶)$$

بطوریکه:

$$|\bar{\lambda}_s| = \lambda_{sx} = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad \text{با} \quad \lambda_{sy} = 0 \quad (۷)$$

با انتقال شارهای دو محوری $(\lambda_{qs}, \lambda_{ds})$ از مختصات مرجع روتور به دستگاه امتدادیابی (x, y) و بکمک رابطه (۶)و(۷) میتوان نشان داد که :

$$T_e = \frac{3P}{4L_d L_q} (L_d - L_q) |\bar{\lambda}_s|^2 \sin(2\delta) \quad (۸)$$

رابطه (۸) نشان می‌دهد که با بکارگیری کنترل‌کننده‌های تغییر ساختار نوع $(Bang - Bang)$ می‌توان $SynRM$ را با روش (DTC) کنترل نمود.

در سرعتهای بالاتر از پایه ،رفتار درایو با مد تضعیف شار تبیین می‌شود بطوریکه:

$$\lambda_s^* = \lambda_{s(base)}^* \frac{\omega_b}{\omega_e} \quad (۹)$$

که در آن ω_e, ω_b به ترتیب فرکانس زاویه‌ای الکتریکی پایه و واقعی و $\lambda_s^*, \lambda_{s(base)}^*$ هم به ترتیب شارهای مرجع پایه و واقعی موتور می‌باشند.

در **[۴]** همچنین نشان داده شده است که در سرعتهای بالاتر از پایه ماکزیمم محدوده پایدار موتور در مد کاری تضعیف شار با روابط زیر تعیین میگردند:

$$\frac{\omega_e}{\omega_b} < \frac{1}{2}\left(\sqrt{\frac{L_d}{L_q}} + \sqrt{\frac{L_q}{L_d}}\right) \quad (۱۰)$$

$$\frac{V_s^2}{X_q^2} = \left(\frac{X_d}{X_q}\right)^2 I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \quad (۱۱)$$

$$V_s = V_{sb} \quad (۱۲)$$

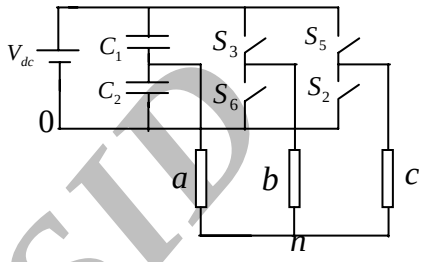
شایان ذکر است که معادله (۱۱) بکمک روابط (۱) و (۲) در حالت ماندگار سینوسی و با صرفنظر کردن ازمقاومت استاتور R_s بدست می‌آید.

Archive of SID

www.SID.ir

۳- تحلیل بردارفضایی ولتاژهای خروجی وساختار اینورتر سه فاز چهارکلیدی *FSTPI*

شمای الکتریکی یک اینورتر منبع ولتاژ سه فاز که در آن فقط از چهار کلید قدرت استفاده شده است در شکل (۱) دیده می‌شود **[۵]**.



شکل(۱) : مدار بخش قدرت اینورتر سه فاز چهار کلیدی

جدول (۱) ولتاژهای خروجی اینورتر شکل (۲) را برای وضعیت مختلف کلیدها نشان می‌دهد.

بردار فضائی ولتاژهای استاتور V_s عبارتست از:

$$V_s = 2/3[V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}]$$
$$V_s = V_d + jV_q \qquad (۱۳)$$

با مراجعه به شکل (۱) وجایگزینی حالت کلیدهای S_5, S_3 ، می‌توان رابطه (۱۸) را بصورت زیر نوشت :

$$V_s = 2/3V_{dc}[0.5 + aS_3 + a^2S_5] \qquad (۱۴)$$

بنابراین مؤلفه‌های دومحوری V_d, V_q عبارتند از :

$$V_d = 1/3V_{dc}(1 - S_3 - S_5)$$
$$V_q = 1/\sqrt{3}V_{dc}(S_3 - S_5) \qquad (۱۵)$$

از معادله (۱۵) نتیجه می‌شود که این اینورترشامل چهاربردار فعال غیرصفر با دامنه‌های متفاوت است(برخلاف اینورتردو سطحی *SVM* متعارف سه‌فاز که دارای ۶بردارفعال اصلی غیر صفر با دامنه‌های مساوی و دو بردار صفر است) .

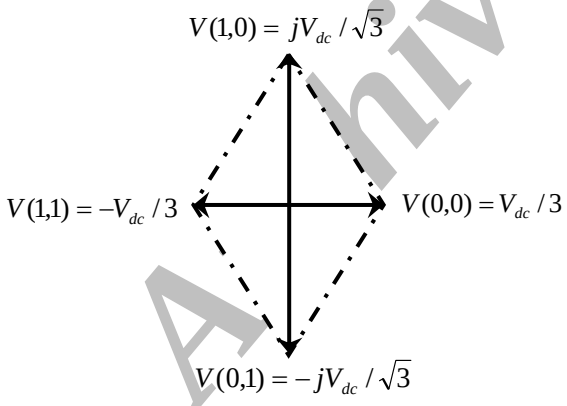
با استفاده از جدول (۱) ، توپولوژی بردارهای فضائی ولتاژهای خروجی اینورترمورد نظر در شکل (۲) نمایش داده می‌شود.

جدول (۱) :آرایش کلیدزنی اینورتر *(FSTPI)*

کلیدها	بردار	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
۵و۳	۱و۱	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}/۳$	$V_{dc}/۶$	$V_{dc}/۶$
۶و۲	۰و۰	۰	۰	$V_{dc}/۳$	$-V_{dc}/۶$	$-V_{dc}/۶$
۲و ۳	۱و۰	V_{dc}	۰	۰	$V_{dc}/۲$	$-V_{dc}/۲$
۵و۶	۰و۱	۰	V_{dc}	۰	$-V_{dc}/۲$	$V_{dc}/۲$

۳-۱- کنترل مستقیم گشتاور و شار *SynRM*

در پیاده‌سازی روش *DTC* برای *SynRM* ، با انتخاب مناسب بردارهای فعال کلیدزنی ، مقادیر شار پیوندی و گشتاور واقعی موتور در یک نوار تغییرات که پهنای آن توسط کنترل‌کننده‌های هیسترزیس تعیین می‌شوند قرارمی‌گیرند.



شکل (۲) : توپولوژی برداری ولتاژهای خروجی اینورتر چهار کلیدی

در صورتی که مقدار گشتاور ویا دامنه شار پیوندی از محدوده‌های تعیین شده خارج شود با توجه به خروجی کنترل‌کننده‌های هیسترزیس و استفاده از جداول (۲) و (۳) بردار فعال مربوطه جهت قرار دادن مقادیر شار یا گشتاور واقعی موتور در محدوده‌های تعیین شده انتخاب میگردد.

Archive of SID

www.SID.ir

معادلات مربوط به تخمین شار و گشتاور موتور در مختصات ساکن استاتور با روابط زیر بدست می‌آیند:

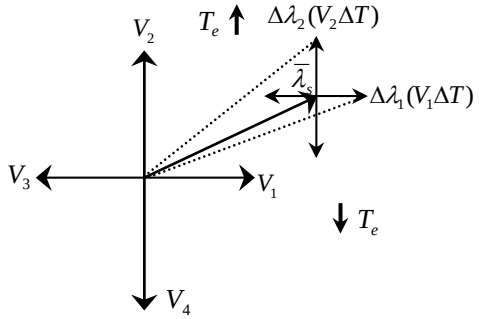
$$\lambda_D(k) = \lambda_{D/k-1} + (v_{D/k-1} - R_s i_D)T_s$$
$$\lambda_Q(k) = \lambda_{Q/k-1} + (v_{Q/k-1} - R_s i_Q)T_s \qquad (۱۶)$$

$$T_e(k) = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_D(k) i_Q(k) - \lambda_Q(k) i_D(k)) \qquad (۱۷)$$

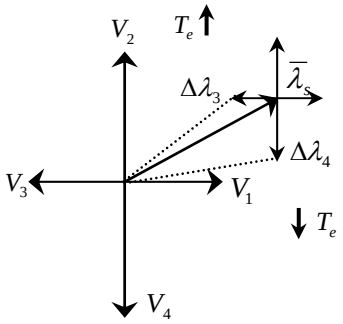
T_s پریود نمونه برداری ومتغیرهابااندیس $(k-1)$ نیز مقادیر نمونه‌برداری شده در پله $(k-1)$ محاسباتی می‌باشند. همچنین مقادیر ولتاژهای v_D, v_Q ازجدول (۱) تعیین می‌شوند مضافا به آنکه در لحظه $t=0$ و در اولین پله محاسباتی مقادیر اولیه $\lambda_D(k), \lambda_Q(k)$ نیزصفرهستند.در هر زمان نمونه برداری پس از محاسبه شارهای دو محوری $\lambda_D(k), \lambda_Q(k)$ ، مقدار گشتاور موتور ازروی معادله(۱۷) تخمین زده میشود.

شکل (۳) نشان می‌دهد که اگر بردار شار دور پیوندی استاتور $(\bar{\lambda}_s)$ در ربع اول قرار داشته باشد و نیاز به افزایش دامنه این بردار باشد ، در اینحالت بایستی از دو بردار فعال ولتاژکلید-زنی v_2, v_1 استفاده شود. اعمال بردار v_1 باعث کم شدن زاویه بین بردارشاردور ومحور d روتور شده ودرنتیجه کاهش مقدارگشتاور تولیدی موتور و بالعکس با اعمال بردار فعال ولتاژ v_2 گشتاور تولیدی افزایش می‌یابد.

همچنین اگر بر اساس خروجی کنترل‌کننده $(Bang-Bang)$ مربوط به حلقه شار ، نیاز به کاهش دامنه بردار $\bar{\lambda}_s$ باشد،چنانچه در شکل (۴) دیده می‌شود لازم است بردارهای v_3 و v_4 اعمال گردند.



شکل(۳) : بردارها ی ولتاژ کلیدزنی برای افزایش بردار شار دور پیوندی $|\bar{\lambda}_s|$



شکل (۴) : بردارها ی ولتاژ کلیدزنی برای کاهش بردار شار دور پیوندی $|\bar{\lambda}_s|$

با توجه به شکلهای (۳) و (۴) ، جداول (۲) و (۳) جهت کلیدزنی اینورتر به ترتیب برای حالات کاری موتوری و ترمزی با بازیابی انرژی (ژنراتوری) برای درایو $SynRM$ پیشنهاد می-گردند.در این جداول θ زاویه بردار فضائی شار دور پیوندی $(\bar{\lambda}_s)$ در دستگاه ساکن دو محوری استاتور و متغیر τ و φ به ترتیب خروجی‌های مربوط به کنترل‌کننده‌های هیسترزیس حلقه گشتاور وشار موتور می‌باشند.

جدول(۲) : جدول کلید زنی اینورتر برای حالت کار موتوری

θ — $SynRM$

ϕ	τ	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$
۱	۱	V_2	V_3	V_4	V_1
	۰	V_1	V_2	V_3	V_4
۰	۱	V_3	V_4	V_1	V_2
	۰	V_4	V_1	V_2	V_3

جدول(۳) : جدول کلید زنی اینورتر برای حالت کار ژنراتوری

θ — $SynRM$

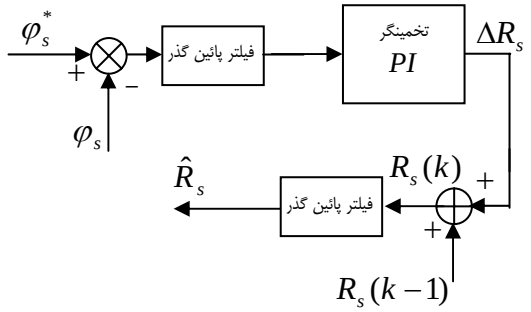
ϕ	τ	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$
۱	۱	V_1	V_4	V_3	V_2
	۰	V_2	V_1	V_4	V_3
۰	۱	V_4	V_3	V_2	V_1
	۰	V_3	V_2	V_1	V_4

Archive of SID

www.SID.ir

۴- تخمین‌گر مقاومت استاتور

از روابط (۱۶)، (۱۷) دیده می‌شود که دامنهٔ بردار تخمینی شار استاتور (λ_s) تنها متأثر از تغییرات مقاومت استاتور می‌باشد . بعلاوه این تغییرات باعث بروز تغییرات در گشتاور تولیدی موتور می‌گردد . این اثرات به خصوص در سرعتهای پائین بیشتر خود را نشان می‌دهد زیرا در این محدودهٔ کاری می‌توان از افت ولتاژ بر روی مقاومت استاتور صرفنظر نمود . با توجه به این معادلات(۱۶) ، (۱۷) بطوریکه تغییرات بردار شار استاتور یک متغیر ΔR_s بردار مقاومت R_s فرض شود، تغییرات حاصله در بردار شار تخمین شار استاتور $(\Delta\lambda_s)$، یک رابطهٔ غیرخطی با ΔR_s خواهد داشت که آن را می‌توان توسط یک کنترل کنندهٔ پیش بین از نوع **PI** متعارف مطابق شکل (۵) تخمین زد. بلوک نخمین زن مقاومت استاتور، در هر پلهٔ محاسباتی $\Delta R_s(k)$ محاسبه و به مقدار مجموع آن اضافه می‌شود و پس از عبور از فیلتر پائین‌گذر، مقاومت تخمینی استاتور $\hat{R}_s(k)$ به دست می آید، سپس از آن جهت تخمین بردار شار استاتور در پلهٔ محاسباتی بعدی یعنی $\hat{\lambda}_s(k+1)$ استفاده می‌شود.



شکل(۵) : بلوک دیاگرام تخمین مقاومت استاتور

۵- کنترل مستقیم سرعت و شار *SynRM*

از روی معادلات (۴) و (۵) ، معادلات حالت مکانیکی *SynRM* عبارتند از:

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}_m\\ \dot{\theta}_m\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{B_m}{J_m} & 0\\ 1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_m\\ \theta_m\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{J_m}\\ 0\end{bmatrix}T_e-\begin{bmatrix}\frac{1}{J_m}\\ 0\end{bmatrix}T_L \qquad (۱۸)$$

برای یک سرعت مرجع ω_{ref} فرمان داده شده به موتور با تعریف متغیر حالت $(x=\omega_{ref}-\omega_r)$ و بکمک معادله (۱۸) میتوان نوشت :

$$\dot{x}_1=-ax_1+f(t) \qquad (۱۹)$$

با

$$f(t)=bi_s^2\sin(2\varepsilon)-T_L'+a\omega_{ref}+\dot{\omega}_{ref} \qquad (۲۰)$$

که در آن $a=\frac{B_m}{J_m}$ و $b=\frac{K_T}{J_m}$ و $T_L'=\frac{T_L}{J_m}$.

بر پایه معادله (۱۹) ، با استفاده از روش LOC ، سیگنال نامی کنترل سرعت *SynRM* عبارتست از :

$$u=-kx_1=i_s^2\sin(2\varepsilon) \qquad (۲۱)$$

که در آن k ضریب بهره کنترل‌کننده خطی فیدبک حالت و ε زاویه بین بردار فضائی جریانهای استاتور $(\bar{i}_s)$ و محور d روتور است .با سیگنال کنترلی داده شده در معادله (۲۱) ، در حالیکه که نامعینی در پارامترهای الکترومکانیکی موتور و نیز اغتشاش گشتاور بار وجود داشته باشد ، دیگر پایداری و مقاوم بودن سیستم کنترل مدار حلقه بسته سرعت درایوتضمین نمیشود و از اینرو لازم است توسط یک کنترل کننده لغزشی مناسب یک سیگنال کنترل اضافی برای جبران عوامل فوق‌الذکر طراحی و به سیگنال کنترل معادله (۲۱) اضافه شود.

برای جبران تابع نامعینی p یک سطح لغزش از نوع انتگرالی ، موسوم به تغییر ساختارکلی به صورت زیر تعریف میگردد **[۲]** :

$$s(x_1,t)=c(x_1-x_0)-ca\int_0^t x_1(t')dt' \qquad (۲۲)$$

این کنترل‌کننده دارای خصوصیات شوریدگی کم و فاقد فاز رسیدن می‌باشد و چنانچه در مرجع داده شده است بهترین انتخاب برای ثابت C برابر با $\frac{1}{b}$ است.

برای برقراری شرط رسیدن به سطح $(s\dot{s}<0)$ از یک سیگنال کنترل ترکیبی بصورت زیر استفاده می‌شود :

$$u=-kx_1-qsat(\frac{s}{\varphi}) \qquad (۲۳)$$

درمعادله (۲۳) برای تعیین ضریب بهره لغزش q حد بالای نامعینی‌ها و اغتشاش گشتاور بار در قالب نامعادله زیر تعریف می‌شود :

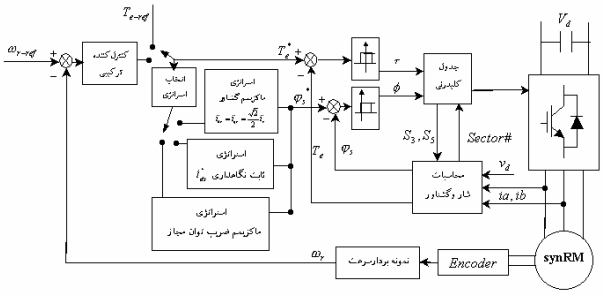
$$q>Max[p(t)] \qquad (۲۴)$$

شایان ذکر است که ضریب بهره لغزش (q) و عرض نوار (φ) هر دو با روش سعی و خطا و بر پایه حصول شوریدگی کم در *SMC* و کمترین خطا محاسبه میگردند.

Archive of SID
www.SID.ir

۵- شبیه‌سازی کامپیوتری

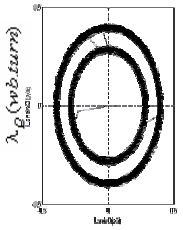
برای کنترل مستقیم گشتاور (یا سرعت) و یا شار $SynRM$ ، بلوک دیاگرام شکل (۶) پیشنهاد می‌شود، چنانچه از روی این شکل دیده میشود ، ابتدا استراتژی کنترل موتور بر روی MTC قرار داده می‌شود و سپس با افزایش تدریجی بار این استراتژی بطور اتوماتیک با متدهای $CCIAC$ و $MPFC$ جایگزین میگردد.



شکل(۶): بلوک دیاگرام پیشنهادی سیستم کنترل درایو

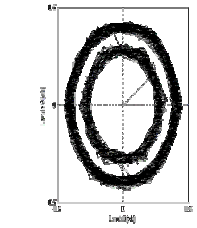
برای شبیه‌سازی کامپیوتری این سیستم ، یک برنامه کامپیوتری به زبان C^{++} نوشته شده است. با استفاده از این برنامه نتایج شبیه‌سازی برای یک $SynRM$ سه‌فاز با مشخصات داده شده در جدول (۴) بدست آمده‌اندکه به ترتیب در شکلهای (۹) تا (۱۲) نشان داده میشوند. در این شبیه‌سازی ضریب بهره k مربوط به کنترل‌کننده LQ و نیز ضرائب مربوط به کنترل کننده مد لغزشی از نوع تغییر ساختار کلی به ترتیب برابر ، $k = 31.62$ و $q = 250$ و $\varphi = 50$ بدست آمده‌اند.

شکلهای (۷) و(۸) به ترتیب ، نتایج مربوط به کنترل مستقیم گشتاور و شار سرو درایو با اینورتر دو سطحی SV متعارف و اینورتر پیشنهادی در این مقاله را نشان می‌دهند.از مقایسه این شکلها نتیجه می‌شود که با اینورتر سه‌فاز چهار کلیدی از نوع SVM ، ضربانهای گشتاور موتور بنحو محسوسی کمتر از حالتی است که موتور با اینورتر متعارف SVM دو سطحی سه‌فاز تغذیه می‌گردد . این کاهش را بخصوص می‌توان از روی شکلهای (۱-۷) و (۱-۸) (این شکلها مربوط‌اند به مکان هندسی بردار $\overline{\lambda}_s$ با تغذیه موتور با دو اینورتر مذکور) ساده‌ترتوضیح داد.



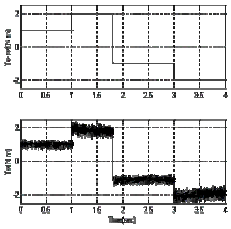
$\lambda_D(wb)$

شکل(۷-۱) : مکان هندسی بردار $\overline{\lambda}_s$

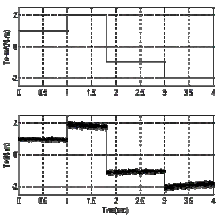


$\lambda_D(wb)$

شکل(۸-۱) : مکان هندسی بردار $\overline{\lambda}_s$



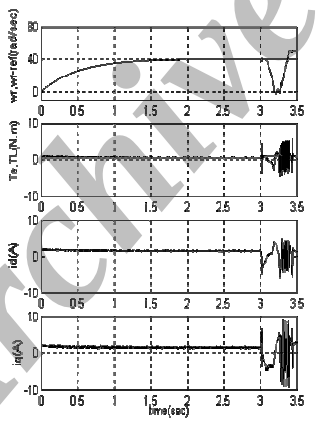
شکل(۷-۲) : گشتاور تولیدی موتور



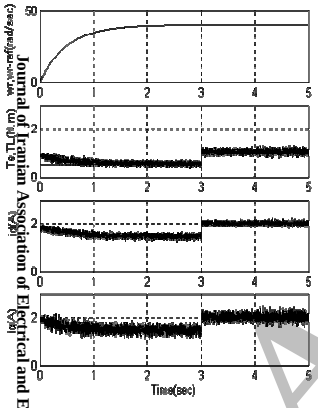
شکل(۸-۲) : گشتاور تولیدی موتور

شکل(۷) : نتایج شبیه‌سازی حاصل از روش DTC با اینورتر دو سطحی سه‌فاز

شکل (۸) : نتایج شبیه‌سازی حاصل از روش DTC با اینورتر SVM سه‌فاز چهار کلیدی



(۹-۱): : بدون تخمین مقاومت استاتور



(۹-۲) : با تخمین مقاومت استاتور

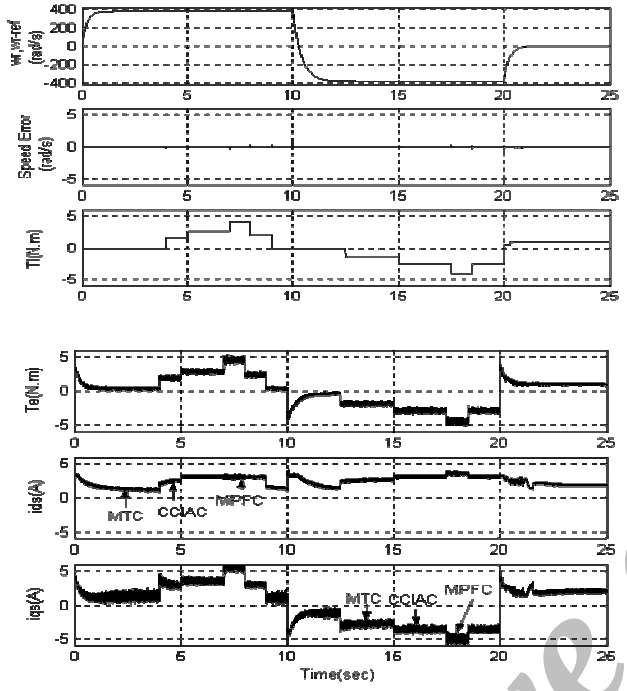
شکل(۹) : نتایج شبیه‌سازی حاصل از روش DTC با و بدون تخمین مقاومت استاتور

وقتی که موتور با یک منبع تغذیه سینوسی خالص تغذیه می‌گردد ، مکان هندسی بردار $\overline{\lambda}_s$ با سرعت ثابت بر روی یک دایره به شعاع ثابت می‌چرخد اما با تغذیه موتور با یک اینورتر PWM سه‌فاز ، این مکان بصورت یک چند ضلعی

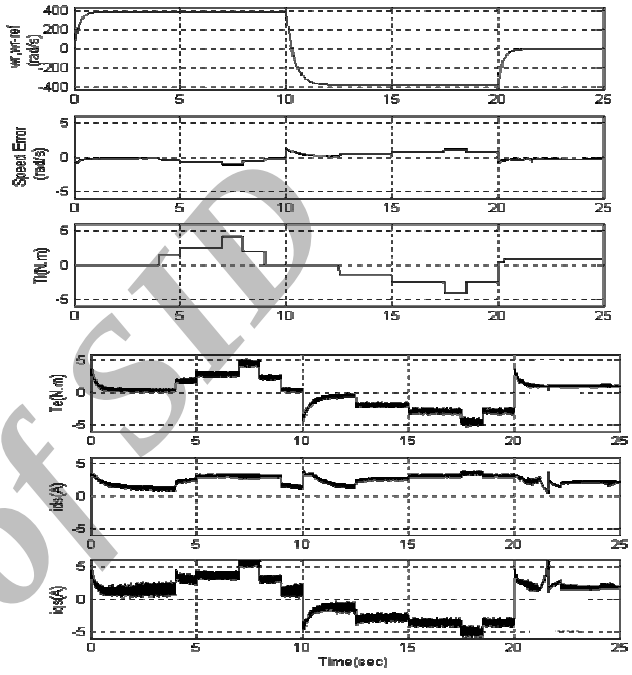
Archive of SID

www.SID.ir

نامنظم در می‌آید در حالیکه سرعت زاویه‌ای بردار $\overline{\lambda}_s$ هم متغیر است.حال هر چه مکان هندسی مذکور به دایره نزدیکتر باشد می‌توان نتیجه گرفت که اینورتر تغذیه کننده موتور دارای محتوای هارمونیکی کمتر ودر نتیجه تولید دامنه ضربانهای گشتاور کمتری در موتورمی‌نماید.

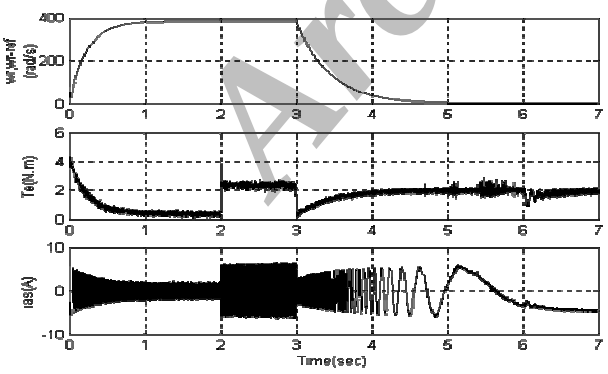


(۱۰-۱) : نتایج با کنترل‌کننده SMC

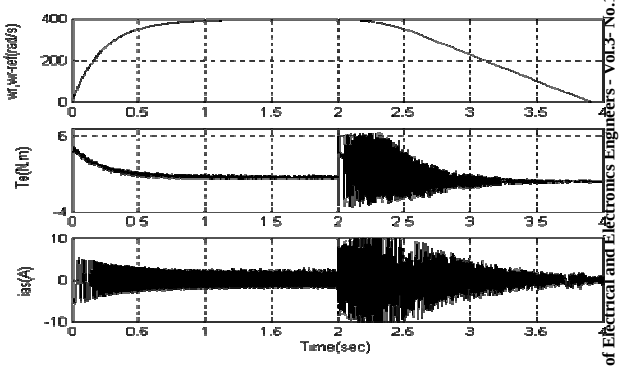


(۱۰-۲) : نتایج با کنترل‌کننده LQ

شکل (۱۰) : نتایج شبیه‌سازی حاصل از کنترل سرعت درایو $SynRM$



(۱۱-۱) : نتایج با کنترل‌کننده ترکیبی LQ



(۱۱-۲) : نتایج با کنترل‌کننده SMC

شکل(۱۱) : نتایج شبیه‌سازی حاصل از کنترل سرعت درایو $SynRM$ با وجود نامعینی‌ها و اغتشاش گشتاور بار

Archive of SID

www.SID.ir

شکل(۹) ، نتایج کامپیوتری روش DTC را بر روی $SynRM$ با وبدون تخمین مقاومت استاتور نشان می‌دهد. چنانچه شکل(۱-۹) نشان می‌دهد در صورتیکه از مقاومت واقعی استاتور در روش DTC استفاده نشود ، سیستم کنترل درایو مختل و ناپایدار میگردد.دلیل آن افت ولتاژ بر روی این مقاومت که بخصوص در سرعتهای کم موتور نمیتوان از آن صرفنظر نمود.

نتایج کامپیوتری مربوط به کنترل حلقه‌بسته سرعت درایو در شکل (۱۰) آورده شده است .این نتایج بر پایه پارامترهای نامی ماشین و با تغذیه موتور با اینورتر پیشنهادی برای دو کنترل کننده LQ و SMC ترکیبی بدست آمده‌اند.شایان ذکر است که در بدست آوردن این نتایج ابتداء سیستم کنترل درایو بر روی MTC قرار داده شده است.

شکل (۱۱) ، نتایج کامپیوتری مربوط به کنترل مستقیم سرعت و شار درایو $SynRM$ را تحت شرائط تغییر L_d از مقدار کاتالوگی mH ۱۳۵ به mH 105 و اعمال گشتاور بار $N.m$ ۳ (هر دو در ثانیه دوم) و همچنین تغییر پارامتر J به اندازه ۵ برابر مقدار اولیه در ثانیه ششم را نشان میدهد . از روی این نتایج دیده می‌شود که در حالیکه تحت شرائط مذکور باکنترل‌کننده LQ سیستم کنترل درایو ناپایدارو مختل میگردد ، ولیکن رفتار موتور با کنترل‌کننده ترکیبی SMC پایدار و مقاوم باقی می‌ماند.

۶- نتیجه گیری

دراین مقاله با استفاده از یک اینورتر سه‌فاز چهارکلیدی از نوع SVM ،کنترل مستقیم گشتاور و شار یک $SynRM$ سه-فاز مورد بحث قرار گرفته است. روش مذکور بر اساس یک جدول‌کلیدزنی که بسیار ساده‌تر از نوع مشابه خود در اینورتر SVM دوسطحی سه‌فاز است، به اجرا در می آید. روش کنترل مستقیم گشتاور (ویا سرعت) بر پایه استراتژیهای کنترلی رایج در $SynRM$ MTC و $CCIAC$ و $MPFC$ و متناسب با افزایش تدریجی گشتاور بار در زیر و بالای سرعت پایه انجام گرفته است . ابتدا استراتژی کنترل MTC انتخاب می شود و آنگاه بطور اتوماتیک به ترتیب این استراتژی با متدهای $CCIAC$ و $MPFC$ جایگزین می گردند ،در کنترل سرعت درایو در بالاتر از پایه در مد کار تضعیف شار و با در نظر گرفتن استراتژیهای فوق‌الذکر ، با رعایت محدوده‌های مجاز ماکزیمم سرعت درایو و همچنین محدوده‌های بیضوی شکل مربوط به ولتاژهای دو محوری ماشین نیز رعایت می شوند. برای مقاوم سازی سیستم کنترل حلقه‌بسته سرعت درایو نسبت به نامعینی‌ها و اغتشاش گشتاور بار ، از یک کنترل‌کننده مد لغزشی ترکیبی بهینه از نوع انتگرالی موسوم به تغییر ساختار کلی با خصوصیات شوریدگی کم و فاقد فاز رسیدن استفاده شده است . نتایج کامپیوتری بدست آمده با این کنترل‌کننده بخوبی کارآیی آنرا در رسیدن به هدف فوق نشان می دهد .لازم به ذکر است که در کنترل مستقیم گشتاور و شار با توجه به استراتژیهای متفاوت کنترلی درایو $SynRM$ ،که در ازاء هر یک از آنها ، مقدار شار مرجع از روی مقدار گشتاور مرجع بر اساس پارامترهای نامی ماشین تعیین میگردد، در هنگام بروز نامعینی‌ها گر چه که سیستم کنترل درایو ،گشتاور و شار مرجع فرمان داده شده را دنبال می‌کند ولیکن دیگر تضمینی برای حفظ استراتژی کنترلی از پیش تعیین شده وجود ندارد.

در این مقاله همچنین نتایج کامپیوتری بدست آمده با اینورترهای $FSTPI$ و اینورتر دو سطحی سه‌فاز SVM متعارف با هم مقایسه شده‌اند. نتیجه این مقایسه مؤید آنست که تحت شرائط مساوی ، سیستم کنترل حلقه‌بسته درایو برای کنترل مستقیم گشتاور(یا سرعت) و شار ، با اینورتر سه‌فاز چهارکلیدی ، ضربان‌های گشتاور تولیدی موتور کمتر و بعلاوه دامنه جریانهای گذرای استاتور نیز پائین‌تراند.همچنین این مقایسه نشان می‌دهد که برای داشتن دامنه‌های ولتاژهای اصلی مساوی در خروجی هر دو اینورتر ، لازم است تا در اینورتر سه‌فاز چهارکلیدی SVM مقدار ولتاژ لینک dc تقریبا ۳۰ درصد بیشتر از دیگری انتخاب شود . از این موضوع می‌توان نتیجه گرفت که استفاده از اینورتر سه‌فاز چهارکلیدی SVM گرچه که در کنترل سرودرایوهای با توان کم، نظیر $SynRM$ آسان و مقرون به صرفه است ولیکن بکارگیری آن در درایوهای با توان‌های متوسط و بالا به هیچ وجه توصیه نمی‌گردد.

جدول (۴) : مشخصات نامی موتور سنکرون رلوکتانسی شبیه‌سازی شده

P_n	1120 W	r_s	0.91 Ω
V_n	230 V	L_{ds}	135 mH
f_n	60 Hz	L_{qs}	50 mH
P	4 polse	I_n	6.6 A
J_m	0.01 $Kg.m^2$	B_m	0.002 N.m.s

Archive of SID
www.SID.ir

مراجع

[۱] T. A. Lipo, “Synchronous reluctance machines- A viable alternative for Ac drives?”, Trans. on Electric machines and Power Systems, Vol.19, pp. 659-671, 1991.

[۲] K. K. Shyu, and H. J. Shieh, “A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems”, IEEE Trans. PE-11, (4), pp. 660-667, 1996.

[۳] H. D. Lee, S. J. Kang, and S. K. Sul, “Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization”, IEEE Trans.On Industrial Electronics, Vol.46, No.1, pp.192-198, February 1999.

[۴] T. Matsuo, and T. A. Lipo, “Field oriented of synchronous reluctance machine”, Power Electronics Specialists Conference,PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, 20-24 June 1993, pp. 425-431.

[۵] Mohamed Azab, A. L. Orille., “Novel Flux and Torque Control of Induction Motor Drive Using Four Switch Three Phase Inverter”, IECON’01 : The 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001, pp. 1268-1273.

[۶] M. F. Zhong,., Rahman, et. al., “A DIRECT TORQUE CONTROLLER FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR DRIVES”, Energy Conversion, IEEE Trans. on , Vol. : 14 Issue: 3, pp. 637-642, sept. 1999.

[۷] Lianbing Li, Hexu Sun, et. al., “ A High-Performance Direct Torque Control Based on DSP in Permanent Magnet Synchronous Motor Drive “, Proceedings of the 4th. World Congress on Intelligent Control And Automation, June 10-14, 2002, Shanghai, P. R. China, pp. 1622-1625.

Archive of SID

www.SID.ir